

ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ МИМО СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПРИ НАЛИЧИИ КОРРЕЛИРОВАННЫХ ФАЗОВЫХ ШУМОВ

Паршин Ю.Н., д.т.н., профессор, заведующий кафедрой РТУ Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: parshin.y.n@rsreu.ru

Паршин А.Ю., к.т.н., доцент, доцент кафедры РТУ Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: parshin.a.y@rsreu.ru

MIMO COMMUNICATION SYSTEM CAPACITY IN PRESENCE OF CORRELATED PHASE NOISE

Parshin A.Yu., Parshin Yu.N.

To implement MIMO data transmission systems, it is necessary to know the characteristics of the radio wave propagation channel. A time-sequential measurement of the channel matrix by multiplexing SIMO channels is considered. In this case, the phase noise of the transmitter and receiver local oscillators affects the measurement accuracy of the channel matrix. The article analyzes the bandwidth in the presence of phase noise based on the fractal Brownian motion model. The analysis was carried out under the assumption of high measurement accuracy of the channel array, as well as in the presence of measurement errors caused by phase noise. Full rank and low rank channel matrices are considered. The results obtained make it possible to substantiate the requirements for the level of phase noise, as well as for the frequency of measurements of the channel matrix.

Key words: phase noise, fractal Brownian motion, MIMO system, capacity, MIMO channel matrix.

Ключевые слова: фазовый шум, фрактальное броуновское движение, МИМО система, пропускная способность, матрица канальных коэффициентов.

Введение

Проникновение цифровых технологий в различные сферы деятельности человека, широкий спрос на системы Интернета вещей (IoT) резко повышает число устройств, одновременно взаимодействующих посредством беспроводной связи. При этом скорость передачи данных в системах IoT может быть достаточно низкой [1]. Такие системы получили название узкополосные устройства Интернет вещей (NB-IoT) и обеспечивают большой, более 10 лет, срок работы от автономного источника питания, а также высокую надежность работы. Для этого могут использоваться имеющиеся стандарты и протоколы беспроводной передачи информации, а также инновационные подходы.

Современные беспроводные системы передачи информации широко используют технологию МИМО, использующую пространственное разнесение на прием и передачу и позволяющую получить значительный энергетический выигрыш. Для реализации преимуществ МИМО систем необходимо иметь ресурс в виде нескольких передающих и приемных каналов. Также для уменьшения интерференционных помех при пространственном декодировании необходимо знать величину коэффициентов передачи сигнала от каждой передающей к каждой приемной антенне. Тестирование канальных коэффициентов является важной частью протокола МИМО систем передачи информации [2, 3].

Среди прочих источников ошибок на точность изме-

Для реализации МИМО систем передачи информации необходимо знать характеристики канала распространения радиоволн. Рассматривается последовательное во времени измерение матрицы канальных коэффициентов путем мультиплексирования SIMO каналов, а также одновременное их тестирование. При этом на точность измерения матрицы канальных коэффициентов влияют фазовые шумы гетеродинов передатчика и приемника. Проводится анализ пропускной способности в присутствии фазовых шумов на основе модели фрактального броуновского движения. Анализ проведен в предположении высокой точности измерения матрицы канальных коэффициентов, а также при наличии ошибок измерений, вызванных фазовыми шумами. Рассматриваются канальные матрицы при различном соотношении мощностей прямого луча и диффузионной составляющей. Полученные результаты позволяют обосновать требования к уровню фазовых шумов, а также к времени измерений канальной матрицы для получения максимальной пропускной способности.

рения МКК существенно влияют фазовые шумы задающего генератора передатчика и гетеродина приемника. Большинство используемых устройств тестирования канальных коэффициентов для МИМО систем основаны на переключении во времени одного приема-передающего канала. Достоинство такого подхода является простота и малые затраты. Вместе с тем при разделении во времени возникают ошибки, вызванные фазовыми шумами (ФШ) и сдвигом частоты в генераторах передатчика и приемника. Наличие фазовых шумов приводит к ошибкам измерения канальной матрицы, что может расцениваться как увеличение ее ранга, а также увеличение шумов на приемной стороне. Пространственная корреляция фазовых шумов оказывает существенное влияние на точность оценивания канальной матрицы и на результирующую пропускную способность МИМО системы передачи информации.

Для анализа пропускной способности при неточной канальной матрице известен метод [4], в котором ошибки канальной матрицы представляются как дополнительные шумы на приемной стороне. Это позволяет определить ошибку измерения канальной матрицы, вызванную фазовыми шумами, а затем рассчитать пропускную способность MIMO системы, учитывающую ошибки измерения канальной матрицы.

Фазовые шумы генераторов имеют характерное поведение спектральной плотности мощности вблизи нулевой частоты вида $G(f) \propto 1/f^\alpha$, а при увеличении частоты фазовый шум имеет постоянную плотность мощности. Соответственно, при временном мультиплексировании корреляция фазовых шумов зависит от времени измерения, что влияет на ошибки измерения.

При моделировании $1/f^\alpha$ фазовых шумов часто используется модель шумового процесса в виде фрактального броуновского движения (ФБД) [5]. Фрактальное броуновское движение имеет гауссовскую плотность распределения вероятностей и характерное длительное последствие. В то же время экспериментальные исследования ФШ во многих областях радиоэлектроники доказывают нелинейный механизм формирования ФШ и, как следствие, его негауссовское распределение вероятностей [6, 7]. Для описания негауссовского ФШ предложены также различные нелинейные модели [8, 9].

Цель работы – повышение пропускной способности MIMO системы передачи информации в присутствии фазовых шумов путем рационального выбора числа каналов и метода измерения канальной матрицы.

Архитектуры тестирования канальных коэффициентов MIMO системы с временным разделением

Рассмотрим случай узкополосного сигнала, преобразование которого при распространении от передатчика к приемнику заключается в изменении его амплитуды и фазы. Канальные коэффициенты в этом случае представляют собой комплексные случайные величины, образующие матрицу \mathbf{H} .

Для измерения канальных коэффициентов на передающей стороне формируется и излучается тестовый сигнал, форма которого известна на приемной стороне. Также полагаем, что тактовая синхронизация на приемной стороне осуществляется с пренебрежимо малыми ошибками. Для измерения канальных коэффициентов на приемной стороне используется одна или несколько антенн, расположенных в пространстве в точках, соответствующих расположению приемных антенн в режиме передачи-приема информации. Применение одной передающей антенны и одной приемной антенны требует меньше аппаратных затрат, но время измерения значительно увеличивается вследствие необходимости механического перемещения антенн в пространстве. При использовании нескольких антенн и электронного их переключения время измерения уменьшается. Фактор времени переключения влияет на степень корреляции фазовых шумов в антеннах. Полагаем, что значения фаз генераторов передатчика $\varphi_{TX}(k)$ и приемника $\varphi_{RX}(k)$ определяются в моменты времени

$t_k, k=1, \dots, K$, соответствующие началу измерения канальных коэффициентов.

Тестирование канальных коэффициентов можно производить также, не применяя разделения во времени. Для устранения межсимвольной интерференции на передающей стороне производится кодирование тестовой последовательности символов кодом Адамара, а на приемной стороне производится соответствующее их декодирование [10]. В этом случае фазовые шумы во всех приемных, а также передающих каналах имеют соответственно одинаковую величину.

Архитектуры MIMO системы тестирования канальных коэффициентов при различных вариантах временного разделения приведены на рис. 1, где MIMO система содержит N_{TX} передающих каналов и N_{RX} приемных каналов.

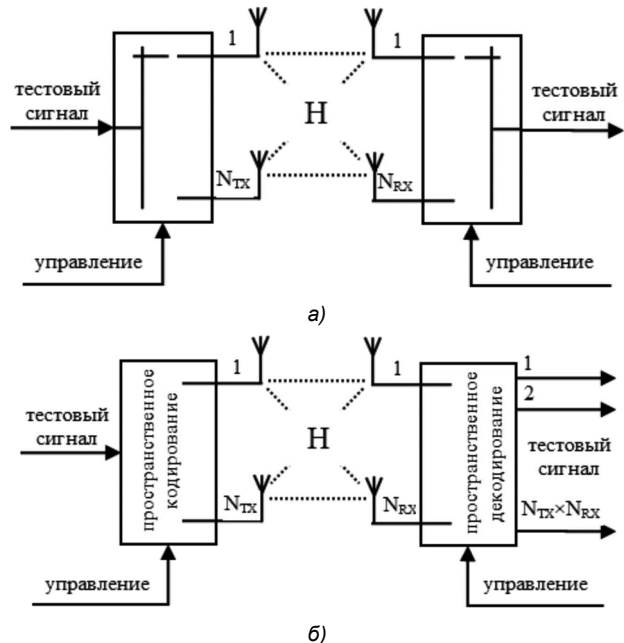
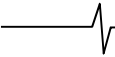


Рис. 1. Архитектуры MIMO системы тестирования канальных коэффициентов

При разделении во времени тестовых сигналов на приемной и передающей сторонах, как показано на рис. 1 а, а фазовые шумы приобретают значения $\varphi_{TXm}, m=1, \dots, N_{TX}$ и $\varphi_{RXn}, n=1, \dots, N_{RX}$ соответственно. Использование пространственного кодирования (рис. 1 б) позволяет измерить все канальные коэффициенты в один и тот же момент времени, для которого значения фазового шума одинаковы для всех передающих антенн φ_{TX} и для всех приемных антенн φ_{RX} . Возможны также варианты тестирования MIMO канальных коэффициентов, когда на одной стороне используется разделение во времени, а на противоположенной стороне используется кодовое разделение. Обозначим символом в) вариант архитектуры системы тестирования при кодировании тестового сигнала в передатчиках и одновременном их излучении. На приемной стороне производится декодирование сигналов в каждом из приемных каналов последовательно во времени. В этом случае фазовые шумы приобретают значения φ_{TX} и $\varphi_{RXn}, n=1, \dots, N_{RX}$ соответственно. Обозначим символом г) вариант архитектуры системы тестирования при



передаче тестового сигнала каждым из передающих каналов последовательно во времени и одновременном приеме сигналов всеми каналами. При этом фазовые шумы приобретают значения φ_{TXm} , $m=1, \dots, N_{TX}$ и φ_{RX} соответственно.

При последовательных во времени передаче и приеме важное значение на результат тестирования оказывает корреляция значений фазовых шумов. В предельном случае сильной корреляции все значения фазовых шумов можно считать случайными и одинаковыми для передающих и приемных антенн: $\varphi_{TXm} = \varphi_{TX}$, $m=1, \dots, N_{TX}$, $\varphi_{RXn} = \varphi_{RX}$, $n=1, \dots, N_{RX}$. В другом крайнем случае последовательные во времени значения фазовых шумов можно считать статистически независимыми. Отметим, что одинаковые для всех антенн фазовые шумы устраняются системой фазовой синхронизации и в итоге не влияют на пропускную способность. Независимые фазовые шумы вызывают ошибку при оценивании канальной матрицы, что уменьшает пропускную способность. Поэтому представляет интерес влияние корреляции фазовых шумов на результат тестирования канальных коэффициентов и пропускную способность ММО системы передачи информации.

Если фазовая синхронизация на приемной стороне отсутствует, то элементы канальной матрицы определяются путем нормирования принимаемого тестового сигнала A_{nm} относительно опорного сигнала A_{11} :

$$h_{nm} = \frac{A_{nm}}{A_{11}}.$$

Задержка в измерении A_{nm} вследствие переключения антенн во времени вызывает дополнительный к фазовому шуму сигнала A_{11} фазовый шум в приемнике $\Delta\varphi_{RXn}$ и передатчике $\Delta\varphi_{TXm}$. При использовании фазовой синхронизации на приемной стороне фазовый шум генератора передатчика переносится на сигнал гетеродина приемника. В результате разность фаз $\Delta\varphi_{nm} = \varphi_{TXm} - \varphi_{RXn}$ практически не содержит в своем спектре $1/f^\alpha$ составляющей.

Модели фазового шума при различных методах измерения канальных коэффициентов

Модели фазового шума зависят от архитектуры тестирования ММО системы. Если на приемной стороне используется гетеродин с ФАПЧ, то его фазовый шум изменяется в соответствии с фазовым шумом передатчика в каждый момент времени измерения.

Пусть фазовый шум генератора передатчика и гетеродина приемника содержит составляющую, спектр которой имеет вид $1/f^\alpha$, а также составляющую теплового шума с постоянной спектральной плотностью мощности в полосе частот фильтра ФАПЧ. Полагаем, что шумовая составляющая представляет собой гауссовскую случайную величину, независимую в различные моменты времени измерения с дисперсией $D_{ФШ}$.

В общем случае фазовый шум сигнала, формируемого ФАПЧ, зависит от фазовых шумов опорного генератора и управляемого генератора, а также фильтра в петле ФАПЧ. Приближенно можно считать, что фильтр в

петле ФАПЧ подобран таким образом, что выходной сигнал содержит $1/f^\alpha$ шум, совпадающий с шумом опорного генератора, а составляющая некоррелированного фазового шума имеет дисперсию, совпадающую с дисперсией шума управляемого генератора.

Если на приемной стороне подстройка гетеродина осуществляется только по частоте, то фазы генераторов на приемной и передающей сторонах изменяются во времени независимо.

Наиболее распространенной моделью низкочастотного $1/f^\alpha$ шума является фрактальное броуновское движение [5], являющегося гауссовским случайным процессом с заданной корреляционной матрицей. Представим фазовый шум в моменты переключения антенн как ФБД в дискретном времени $\mathbf{X} = \{x(k), k=1, \dots, M\}$, где число отсчетов выбирается равным числу переключений пространственных каналов $M = N_{TX}N_{RX}$. Свойства ФБД задаются показателем Херста H , дисперсией в начальный момент времени σ^2 , а также корреляционной матрицей [12]:

$$\mathbf{R}_x = \left\{ \begin{array}{l} \overline{x(n)x(m)} = \frac{\sigma^2}{2} (|n|^{2H} + |m|^{2H} - |n-m|^{2H}), \\ n, m = 1, \dots, M \end{array} \right\}.$$

Для формирования гауссовских случайных чисел с заданной корреляционной матрицей используем разложение Холецкого $\mathbf{R}_x = \mathbf{L}\mathbf{L}^T$, где \mathbf{L} нижнетреугольная матрица. Отсчеты ФБД получаются из вектора некоррелированных стандартных гауссовских чисел \mathbf{V} с помощью матричного фильтра с матричным коэффициентом передачи \mathbf{L} :

$$\mathbf{X} = \mathbf{L}\mathbf{V}.$$

Формирование отсчетов ФБД возможно также, используя его представление в спектральной области

$$x(k) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \underline{S}(m) e^{j \frac{2\pi}{M} (k-1)(m-1)}.$$

Комплексные амплитуды гармоник $\underline{S}(m) = \underline{S}^*(N - m + 2)$ представляют собой независимые комплексные гауссовские случайные величины, $\underline{S}(0)$ – действительная гауссовская случайная величина. Так как спектральная плотность мощности ФБД равна $G(f) \propto \frac{1}{f^{2H+1}}$, то

дисперсии гармоник спектра ФБД равны $\overline{|\underline{S}(m)|^2} = \frac{G_0}{m^{2H+1}}$, $m=1, \dots, M/2$. Параметр G_0 выбирается таким образом, чтобы обеспечить заданную дисперсию первого отсчета ФБД $x^2(1) = \sigma^2$:

$$G_0 = \frac{M^2 \sigma^2}{2 \sum_{m=1}^{M/2} \frac{1}{m^{2H+1}}}.$$

Показатель Херста может принимать значения в диапазоне $0 < H < 1$, поэтому моделирование фазового

шума при помощи ФБД допустимо только при значении показателя степени $\alpha = 2H + 1$ не менее 1 и не более 3, что соответствует области фазовых и фликкер шумов [13].

Анализ пропускной способности ММО системы при наличии фазовых шумов

Мощности сигналов, приходящих по прямому пути распространения и путям диффузного рассеяния, связаны между собой коэффициентом Райса K , который зависит от расстояния, как описано в работе [11]. Следовательно, канальная матрица получается путем сложения канальных матриц для прямого пути распространения радиоволны и для путей диффузного рассеяния:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{1}{K+1}} \mathbf{H}^{\text{DIF}} + \sqrt{\frac{K}{K+1}} \mathbf{H}^{\text{LOS}},$$

где \mathbf{H}^{LOS} – канальная матрица прямого пути распространения радиоволны, \mathbf{H}^{DIF} – диффузная канальная матрица. Соотношение мощностей сигналов прямого и диффузного лучей во многом определяет эффективность применения ММО технологии в каждом конкретном случае.

Пропускная способность ММО системы передачи информации при заданной матрице канальных коэффициентов определяется выражением [10]:

$$C_H = \log_2 \det \left(\mathbf{I} + \frac{q}{N_{\text{TX}}} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right),$$

где \mathbf{I} – единичная матрица размером $N_{\text{RX}} \times N_{\text{TX}}$, отношение сигнал-шум $q = \frac{P_X}{P_V}$ равно отношению мощности

всех сообщений в передающих каналах к мощности теплового шума P_V в каждом приемном канале. Для сравнительного анализа часто используется эргодическая пропускная способность, полученную усреднением пропускной способности по реализации канальной матрицы и фазового шума:

$$C = \overline{C_H(\mathbf{H}, \varphi)}.$$

Для характеристики ММО системы в дальнейшем используется вероятность простоя [10], равная вероятности реализации пропускной способности ниже некоторого минимально допустимого значения C_{OUT} :

$$P_{\text{OUT}} = P(C_H \leq C_{\text{OUT}}).$$

Наличие фазовых шумов при измерении канальной матрицы приводит к изменению аргумента комплексных канальных коэффициентов на величину $\Delta\varphi_{nm} = \varphi_{\text{TX}m} - \varphi_{\text{RX}n}$:

$$\hat{h}_{nm} = \underline{h}_{nm} e^{j\Delta\varphi_{nm}} = 1, \dots, N_{\text{TX}}, \quad m = 1, \dots, N_{\text{TX}},$$

$n = 1, \dots, N_{\text{RX}}$. В результате канальная матрица измеряется с некоторой ошибкой $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H} + \Delta\mathbf{H}$, а в собственных лучах при приеме образуются взаимная интерференция сообщений и формирования независимых каналов не происходит. Сигнал на выходах приемных антенн в этом случае имеет вид [4]:

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{H} \hat{\mathbf{Q}} \mathbf{F} \mathbf{X} + \hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{V} = \hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{H} \hat{\mathbf{Q}} \mathbf{F} \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{V}}$$

$$= \left\{ \hat{\sigma}_m \left(\hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{H} \hat{\mathbf{Q}} \right)_{mm} f_m \underline{x}_m + \sum_{k=1, k \neq m}^K \hat{\sigma}_k \left(\hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{H} \hat{\mathbf{Q}} \right)_{mk} f_k \underline{x}_k + \tilde{v}_m, m = 1, \dots, K \right\},$$

где матрицы $\hat{\mathbf{U}}$, $\hat{\mathbf{Q}}$, $\hat{\Sigma}$ получены в результате сингулярного разложения оценки канальной матрицы $\hat{\mathbf{H}} = \hat{\mathbf{U}} \hat{\Sigma} \hat{\mathbf{Q}}^H$, $\mathbf{F} = \{f_m, m = 1, \dots, K\}$ – диагональная матрица задает распределение мощности между собственными лучами из условия $\sum_{m=1}^K f_m^2 = 1$, $(\bullet)_{mk}$ обозначает элемент матрицы в скобках. Слагаемое

$\hat{\sigma}_m \left(\hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{H} \hat{\mathbf{Q}} \right)_{mm} f_m \underline{x}_m$ представляет собой сообщение, передаваемый по m -му собственному каналу. Слагаемое

$\sum_{k=1, k \neq m}^K \hat{\sigma}_k \left(\hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{H} \hat{\mathbf{Q}} \right)_{mk} f_k \underline{x}_k$ является интерференционной помехой, которая обусловлена неортогональностью собственных каналов из-за наличия матрицы ошибок $\Delta\mathbf{H}$. Слагаемое \tilde{v}_m , описывает тепловой шум с мощностью P_V , некоррелированный в разных собственных каналах. Наличие помех, вызванных интерференцией сообщений в собственных лучах, свидетельствует о неполном разделении сообщений. В результате отношение мощности сообщения к суммарной мощности шума и интерференционной помехи для каждого собственного луча равно [4]:

$$q_m = \frac{q f_m^2 \left| \left(\hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{H} \hat{\mathbf{Q}} \right)_{mm} \right|^2}{1 + q \sum_{k=1, k \neq m}^K f_k^2 \left| \left(\hat{\mathbf{U}}^H \mathbf{H} \hat{\mathbf{Q}} \right)_{mk} \right|^2},$$

а пропускная способность ММО канала определяется выражением:

$$C_H = \sum_{m=1}^K \log_2(1 + q_m).$$

Рассмотрим сначала предельный случай корреляции, когда фазовый шум не коррелирован в передающих антенных и приемных антеннах при последовательном их переключении, а при одновременном излучении и приеме фазовый шум одинаковый во всех передающих и приемных антеннах. Некоррелированным фазовый шум может быть при большом времени переключения антенн и малом уровне ФБД составляющей фазового шума опорного генератора синтезатора частоты передатчика.

Пусть число передающих антенн равно числу приемных антенн $N_{\text{TX}} = N_{\text{RX}} = 10$. Фазовый шум во всех передающих и приемных каналах имеет статистически независимые значения, а его среднеквадратичное значение равно $\sigma_\varphi = 7^\circ$. Пороговое значение пропускной способности равно $C_{\text{OUT}} = 10$.

На рис. 2 приведены зависимости вероятности простоя от отношения сигнал-шум при различных архитектурах тестирования канальной матрицы и различных значениях коэффициента Райса.

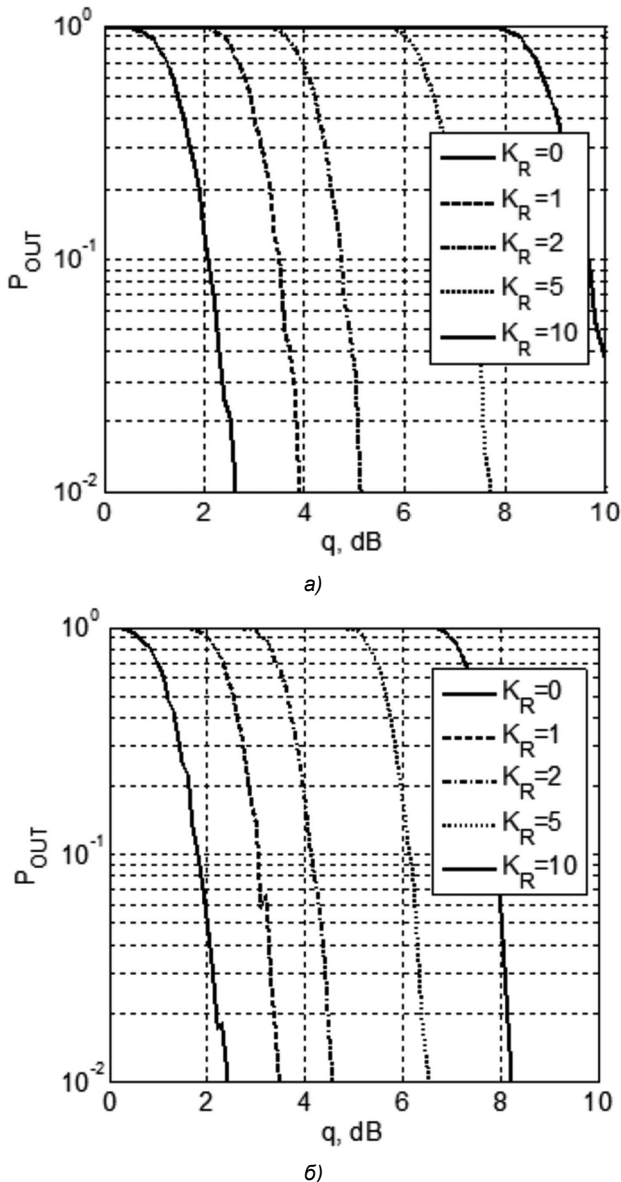


Рис. 2. Зависимость вероятности простоя от отношения сигнал-шум

Наличие некоррелированных во времени фазовых шумов, вариант а), увеличивает вероятность простоя, или соответственно приводит к энергетическим потерям. Потери увеличиваются при увеличении коэффициента Райса и для $K_R = 10$ составляют около 2 дБ. Вероятность простоя при постоянных фазовых шумах, вариант б), совпадает с вероятностью простоя при отсутствии фазовых шумов, что подтверждает ранее сделанное предположение о влиянии компенсации фазовых шумов системой фазовой синхронизации в этом случае.

Зависимость вероятности простоя от отношения сигнал-шум для различных значений коэффициента Райса, полученные для отношения сигнал-шум $q = 5$ дБ, приведены на рис. 3. С увеличением коэффициента Райса эффективность информационных каналов

становится сильно неравномерной, что приводит к увеличению вероятности простоя. Некоррелированность фазовых шумов в приемных и передающих антеннах, вариант а), также невыгоден с точки зрения информационной эффективности, так как при этом увеличивается различие между измеренной канальной матрицей и используемой при передаче информации канальной матрицей.

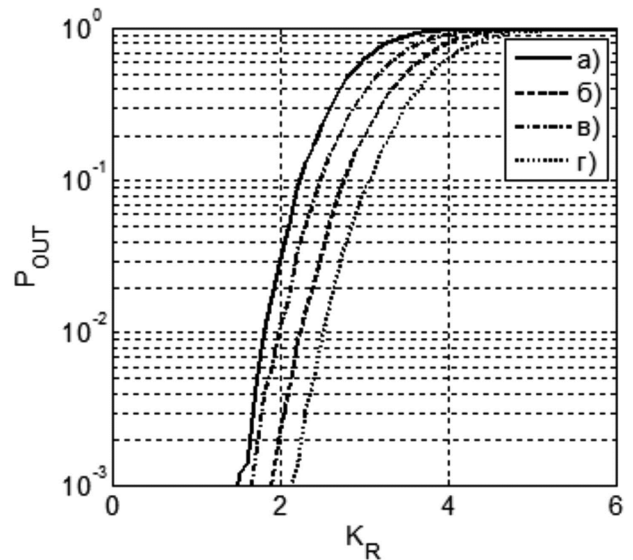


Рис. 3. Зависимость вероятности простоя от коэффициента Райса

Рассмотрим влияние корреляции во времени фазовых шумов передатчика и приемника на эффективность ММО системы. Рассмотрим метод тестирования канальных коэффициентов, основанный на нормировании сигналов к сигналу первого канального коэффициента

$$h_{nm} = \frac{A_{nm}}{A_{11}}$$

передатчика и приемника равны сумме $1/f^\alpha$ составляющей и некоррелированной составляющей с дисперсиями $D_{ФБД}$ и $D_{ФШ}$ соответственно. Степень корреляции фазовых шумов увеличивается с увеличением показателя Херста H , а также отношения дисперсий $p = D_{ФБД}/D_{ФШ}$. Будем полагать, что характеристики фазовых шумов передатчика и приемника одинаковы, а среднее квадратичное значение фазового шума равно $\sigma_\varphi = 7^\circ$.

Зависимость вероятности простоя от отношения сигнал-шум для различных значений показателя Херста, полученные для параметра $p = -10$ дБ, коэффициента Райса $K_R = 0$, приведены на рис. 4.

Вероятность простоя возрастает при увеличении показателя Херста, а также при увеличении коэффициента Райса. Известно [13], что для распространенных типов фазовых шумов параметр низкочастотной части их спектра принимает значения $\alpha = 2...3$, что соответствует показателю Херста $H = 0,5...1$. При уменьшении времени тестирования каждого канального коэффициента в соответствии со свойством самоподобия [5] пропорционально уменьшается параметр p .

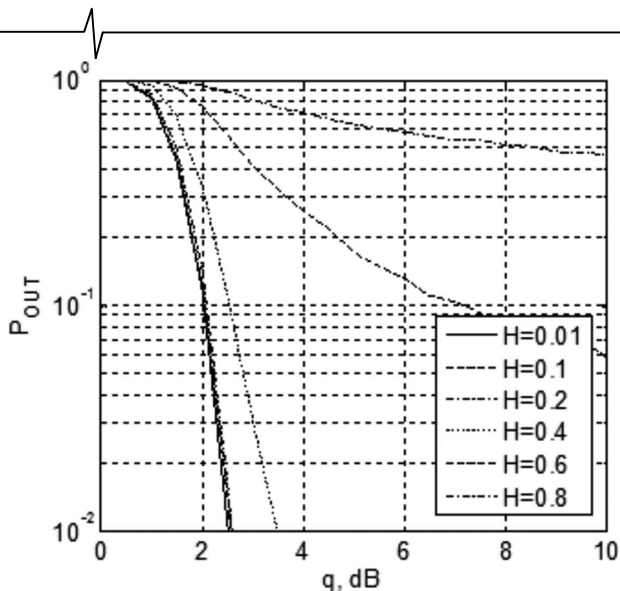


Рис. 4. Вероятности простоя при различных показателях Херста

Заключение

Тестирование канальной матрицы в режиме разделения во времени сопровождается значительными ошибками и увеличение вероятности простоя, особенно при увеличении числа приемных и передающих антенн. Установлено, что на точность тестирования существенно влияет долговременная корреляция фазового шума передатчика, определяемая показателем Херста. Поэтому при проектировании MIMO системы необходимо использовать генераторы с малым уровнем фазовых шумов в области низких частот, а также использовать системы ФАПЧ с высокостабильными опорными генераторами.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант РФФ 22-29-01652, <https://rscf.ru/en/project/22-29-01652/> в Рязанском государственном радиотехническом университете имени В.Ф. Уткина.

Литература

1. N. Mangalvedhe, R. Ratasuk, A. Ghosh, «NB-IoT Deployment Study for Low Power Wide Area Cellular IoT», Proceedings of the IEEE 27th Annual International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communication, 2016, pp.1-7.

2. D.S. Baum, H. Bolcskei. «Information-Theoretic Analysis of MIMO Channel Sounding», IEEE Transactions on Information Theory, vol. 57, no. 11, 2011, pp. 7555-7577.

3. D.S. Baum, H. Bolcskei, «Impact of Phase Noise on MIMO Channel Measurement Accuracy», IEEE 60th Vehicular Technology Conference, 2004, DOI: 10.1109/VETECONF.2004.1400307, pp.34-38.

4. V.T. Ermolayev, A.G. Flaksman, I.P. Kovalyov, Averin I.M. «Weight Error Loss in MIMO Systems Using Eigenchannel Technique», Proceedings of the 1st International Conference on Antenna Theory and Techniques (ICATT'03). Sevastopol, Ukraine, 2003, pp. 333-336.

5. Кроновер Р.М. Фракталы и хаос в динамических системах. Основы теории. – М.: Постмаркет, 2000. 352 с.

6. Бочков Г.Н., Кузовлев Ю.Е. Новое в исследованиях 1/f шума // Успехи физических наук, 1983, вып. 1, том 141, с. 151-176.

7. Thomas H. Lee, Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits, Cambridge University Press, 2004.

8. B. Kaukaly, M. Alaburda, J. Ruseckas, «Modeling non-Gaussian 1/f Noise by the Stochastic Differential Equations», Noise and Fluctuations: 19th International Conference on Noise and Fluctuations – ICNF 2007, AIP Conference Proceeding, vol. 922, pp. 439-442, 2007.

9. Yu. V. Mamontov, M. Willander. «Long Asymptotic Correlation Time for non-Linear Autonomous Ito's Stochastic Differential Equation», Nonlinear Dynamics 12: pp.399-411, 1997. Kluwer Academic Publishers.

10. V. Kuhn, Wireless Communications over MIMO Channels: Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems, John Wiley & Sons, 2006.

11. L.J. Greenstein, S. Ghassemzadeh, V. Erceg, D.G. Michelson. «Ricean K-factors in Narrowband Fixed Wireless Channels: Theory, Experiments, and Statistical Models», IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 58, no. 8, 2009, pp. 4000-4012.

12. J. Beran, Statistics for Long-Memory Processes, New York: Chapman and Hall, 1994. 315 p.

13. Бельчиков С. Фазовый шум: как спуститься ниже -120 дБн/Гц на отстройке 10 кГц в диапазоне частот до 14 ГГц или борьба за децибелы // Компоненты и технологии, 2009, № 5, с. 139-146.

НОВЫЕ КНИГИ

Брюханов Ю.А.

Динамика цифровых колебательных систем: Учебное пособие для вузов, 3-е изд. перераб. и доп. М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2020 г. - 142 с.: ил.

Изложена теория колебаний цифровых систем первого и второго порядков. Приведен математический аппарат, основанный на теории точечных отображений. Рассмотрены линейные и обусловленные переполнением и квантованием нелинейные свободные колебания и колебания при постоянном и гармоническом входных воздействиях. В третьем издании первый раздел дополнен разработанным автором методом анализа вынужденных колебаний в цифровых динамических системах при периодических входных воздействиях, а второй, четвертый и пятый разделы расширены вопросами, посвященными нелинейным искажениям гармонических сигналов в рекурсивных динамических системах с переполнением и квантованием. Результаты анализа проиллюстрированы траекториями движений, бифуркационными и вероятностными диаграммами.

Для студентов, обучающихся по направлению подготовки «Радиофизика», будет полезна студентам, обучающимся по укрупненной группе направлений подготовки 11.00.00 – «Электронная техника, радиотехника и связь».

