

Висновки. Отже, QoE – це показник оцінки якості сприйняття послуги на боці користувача, який дає змогу окреслити джерела погіршення якості та ідентифікувати причину їх виникнення.

Якість (QoE) системи IPTV встановлюється в індивідуальному порядку тими користувачами, які сформувавши здатність оцінювати якість завдяки проведенню великої кількості часу, переглядаючи ТВ-програми. Ці дані дають можливість лише формувати поріг прийнятної якості перегляду відеозображень і мають мінімальну цінність для пошуку та усунення несправностей чи редагування конфігурацій мережевого обладнання, які б усунули причину досягнення недовільного рівня QoE. Тому виникає і гостро стоїть питання про впровадження моделей та систем адаптивного керування параметром якості (QoE) системи IPTV.

1. Тимченко О.В., Кирик М.І., Червенець В.В. Аналіз методів передачі трафіку реального часу в телекомунікаційних мережах: Зб. наук. пр. ІПМЕ НАН України. – К., 2009. – Вип.54. – С.247–251.
2. Мережі наступного покоління. Архітектура. Протоколи. Інтерфейси. Проект КНД 4582282005. Розробник УНДІЗ, 2005 рік. 3. Сбачева О. IP8TV: "Делайте ставки, господа!". Сети и бизнес. – 2006. – № 4 (29). 4. Пинчук А.В., Соколов И.А. Мультисервисные абонентские концентраторы для функциональных возможностей: "Triple8play Services" // Вестник связи. – 2005. – № 4. 5. Winkler S. Proc. International Workshop on Quality of Multimedia Experience (QoMEX). – San Diego, CA, July 29–31, 2009.

УДК621.396.677.49

Ю.Ю. Коляденко, Ахмед Джамиль Муслим
Харьковский национальный университет радиотехники

АНАЛИЗ И ИССЛЕДОВАНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ MIMO-СИСТЕМЫ ПРИ НЕТОЧНО ИЗВЕСТНЫХ ПАРАМЕТРАХ КАНАЛА СВЯЗИ

© Коляденко Ю.Ю., Ахмед Джамиль Муслим, 2010

Введение. Для достижения высоких скоростей передачи данных в современных стационарных и подвижных системах связи используют многоантенную технику. В системах с несколькими пространственными каналами как в передатчике, так и в приемнике используются несколько антенн. Их часто называют системами с многими входами и многими выходами (MIMO – Multiple Input Multiple Output). Считается, что при использовании MIMO системы можно получить скорости передачи информации, близкие к предельным, если параметры канала известны в передатчике.

В MIMO-системе связи с N_t передающими и N_r приемными антеннами при $N_t \leq N_r$ входной поток данных d делится на N_t подпотоков.

Последовательно-параллельный демультиплексор (рис.1) выполняет это разделение. Каждый подпоток после кодирования и модуляции излучается отдельной антенной. Все N_t подпотоков излучаются одновременно в одной и той же полосе частот. Для всех подпотоков могут использоваться идентичные коды и модуляторы.

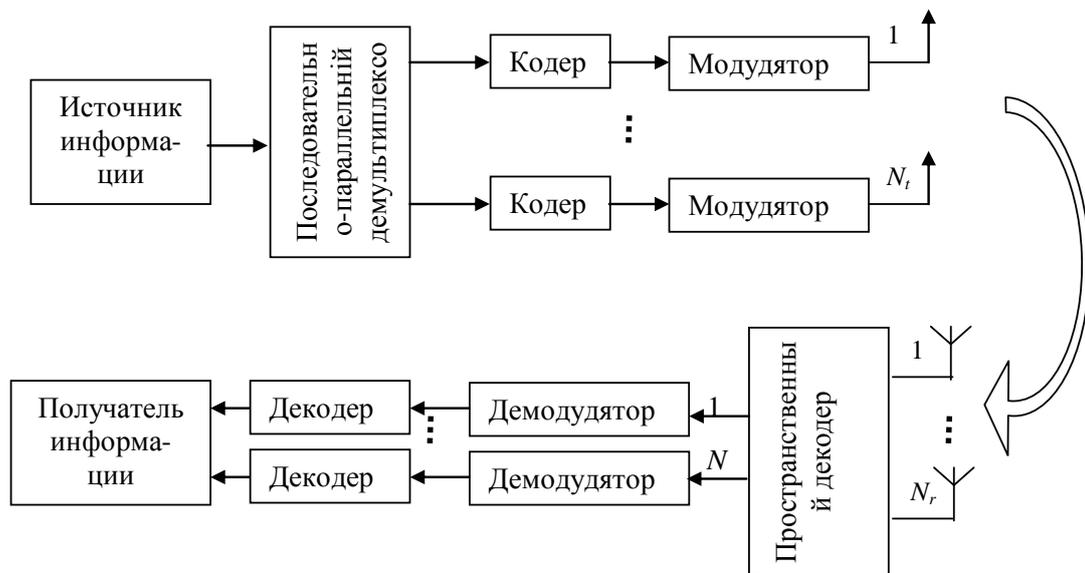


Рис. 1. Структурная схема MIMO-системы связи

Излученные N_t потоков создают сигналы в каждой из N_r приемных антенн. Т.е. сигнал в каждой приемной антенне – это смесь N_t излученных сигналов, умноженных на комплексные передаточные функции (феддинги) от соответствующих передающих антенн к рассматриваемой приемной антенне. Иначе говоря, вектор принятых сигналов r представляет произведение матрицы канала H на вектор излученных сигналов $d : r(t) = Hd(t)$.

На практике матрица канала H измеряется в процессе передачи, и неизбежные погрешности измерения существенно влияют на характеристики MIMO-системы связи [1]. Поэтому на данный момент возникает актуальная задача анализа пропускной способности MIMO-системы при неточно известных федингах канала

Основная часть. Проведем анализ взаимосвязи задач измерения характеристик радиоканала и передачи информации по нему.

Следует отметить, что методы оценки характеристик радиоканалов делятся на две группы: это слепые методы и методы, основанные на периодической посылке специальных тестирующих (обучающих) сигналов. При применении слепых методов измеряются статистические характеристики принимаемых сигналов, и характеристики канала определяются на основе связи априорно известных статистических характеристик излучаемых сигналов и измеренных характеристик выходных сигналов. Достоинство слепых методов в том, что при их применении нет дополнительных затрат времени на посылку специальных измерительных сигналов. Однако им присущи и существенные недостатки. Для измерения элементов матрицы канала с достаточной точностью необходимо значительное время. Поэтому слепые методы неприменимы в быстро изменяющихся радиоканалах [1].

Более распространена вторая группа методов оценки матрицы радиоканала с помощью тестирующих сигналов. В них известные тестирующие сигналы посылаются в начале каждого блока перед посылкой информационных символов при блочном кодировании. Если значения элементов матрицы канала быстро изменяются во времени и зависят от частоты (канал с двойной селективностью по времени и по частоте), то посылки тестирующей последовательности только в начале блока может оказаться недостаточно для точной оценки канала. В этом случае тестирующие символы (пилот-символы) вставляются периодически между информационными символами во время передачи блока. Это так называемая модуляция, связанная с пилот-символами (PSAM – Pilot Symbol Assisted Modulation) [2].

Рассмотрим, к чему приводит неточное знание матрицы канала в приемнике, на простом примере канала с плоской частотной характеристикой. Используемую в приемнике при обработке сигнала матрицу канала H удобно записать в виде:

$$H = H_0 + \Delta H \quad (1)$$

где H_0 – точное значение матрицы канала, неизвестное в приемнике; ΔH – погрешность оценки матрицы. При точно известной матрице канала MIMO-система эквивалентна N_t (при $N_t \leq N_r$) отдельным независимым пространственным подканалам. Коэффициенты передачи по мощности λ_{nt} этих подканалов определяются собственными значениями матрицы $H_0^H H_0$, которые удовлетворяют уравнению

$$H_0^H H_0 U = \lambda U$$

где U – это собственный вектор матрицы $H_0^H H_0$. Через H_0^H обозначена эрмитово сопряженная матрица, т. е. комплексно сопряженная и транспонированная.

Но такое идеальное разделение пространственных подканалов становится невозможным, если матрица канала H_0 неизвестна точно. Тогда отдельные пространственные подканалы становятся связанными между собой и сигнал из одного подканала попадает в другой. Возникают взаимные помехи, дополнительный шум, уменьшающий скорость передачи информации.

Нами проведен анализ зависимости вероятности ошибки MIMO-система 2x2, 2x4, 2x8 от погрешность оценки матрицы ΔH . Анализ проводился с помощью математического моделирования в среде Matlab. Моделирование выполнено в предположении, что все фединги между передающими и приемными антеннами являются независимыми релеевскими. То есть комплексный коэффициент передачи из любой передающей антенны в любую приемную – это комплексная случайная величина. Средние значения действительной и мнимой частей ее полагаются равными нулю, а их дисперсии по 1/2. Суммарная дисперсия действительной и мнимой частей при этом равна 1, т. е. матрица канала полагается нормированной так, что средняя мощность полезного сигнала на выходе каждой приемной антенны равна мощности, излучаемой передающей антенной.

При моделировании генерировались $N_r \times N_t$ случайных комплексных чисел для получения матрицы канала H_0 . Также для получения вектора сигнала d генерировались N_t «1» и «0» распределенных случайным образом. Затем в соответствии с выражением

$$r(t) = (H_0 + \Delta H)d(t) + n(t) \quad (2)$$

производилось кодирование и передача сигналов по каналу при соответствующем уровне шума $n(t)$. Для анализа влияния ΔH уровень шума был выбран таким, что отношение сигнал/шум составил $h^2 = 20$ дБ.

Далее на приемной стороне в соответствии с процедурами алгоритма BLAST [1] производилось пространственное декодирование. Эта процедура многократно повторялась (10000 выборочных значений) для различных случайных матриц H_0 и ΔH и вычислялось среднее значение ошибочного приема (ошибочного декодирования), что позволило опдеделять вероятность ошибки $P_{ош}$ в зависимости ΔH .

На рис. 2 представлены зависимость вероятности ошибки $P_{ош}$ от ΔH при $N_t=2$ и различном числе приемных антенн $N_r=2$ (кривая 1); $N_r=4$ (кривая 2); $N_r=8$ (кривая 3).

Из приведенных графиков видно, что с увеличением погрешности измерения ΔH вероятность ошибки растет. Особенно этот рост заметен для случая с одинаковым количеством передающих и приемных антенн $N_t=2$ и $N_r=2$. в случае же, когда приемных антенн больше появляется возможность дополнительной оценки вектора сигналов d . Увеличение вероятности ошибки в свою очередь ведет к снижению скорости передачи.

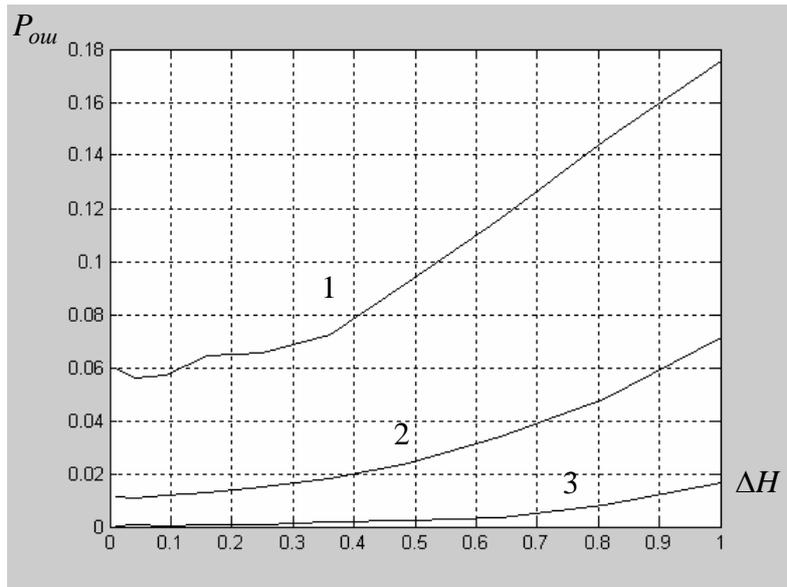


Рис. 2. Зависимость вероятности ошибки от ΔH при $N_t=2$ и различном числе приемных антенн 1 – $N_r=2$; 2 – $N_r=4$; 3 – $N_r=8$

Для уменьшения взаимных помех следует увеличивать точность измерений и, следовательно, увеличивать длительность тестирующего сигнала и время измерения. Однако при увеличении длительности интервала измерения неизбежно уменьшится время передачи информации. Таким образом, при выборе длительности тестирующего сигнала следует идти на компромисс между обеспечением достаточной точности измерений и сокращением времени передачи информации.

Приведем некоторые количественные соотношения, которые могут быть использованы при выборе оптимальной длительности тестирующего сигнала [3]. Запишем погрешность измерения элементов матрицы канала (дисперсию σ_H^2 элементов матрицы ΔH в (1)) в виде

$$\sigma_H^2 = \frac{\sigma^2 N_t}{P \cdot T} \Delta. \quad (3)$$

В (3) записано, что дисперсия σ_H^2 элементов матрицы ΔH пропорциональна дисперсии σ шума в приемной антенне и обратно пропорциональна времени измерения и мощности излучения при измерении. Величина T – это безразмерная величина, равная доли общего времени, затраченной на измерения. Величина $\frac{P}{N_t}$ – это мощность, направляемая в одну из N_t антенн при

измерении. Полагается, что общая мощность P при измерении остается такой же, как и при передаче информации. Безразмерный коэффициент Δ характеризует уменьшение влияния шума за счет эффекта накопления при измерении. Более строго, как видно из (3), этот коэффициент равен:

$$\Delta = \frac{\sigma_H^2}{\sigma^2} \text{ при } N_t = 1, T = 1, P = 1.$$

То есть коэффициент Δ равен отношению погрешности измерения элемента матрицы ΔH (σ_H^2) к дисперсии шума (σ^2) при условии, что все время, отведенное на передачу блока, тратится на измерения ($T = 1$), что мощность излучения равна 1 ($P = 1$), и вся она направляется в одну антенну ($N_t = 1$).

В [1, 3] предложены следующие выражения для среднего значения коэффициентов передачи мощности между различными пространственными каналами λE_{mut} и учета взаимных помех:

$$\lambda E_{mut} = \frac{\sigma_H^2}{1 + \sigma_H^2}$$

Среднее значение коэффициента передачи мощности собственного пространственного канала λE_{nt} обозначаемое ранее λ_{nt} при учете погрешности можно рассчитать по формуле:

$$\lambda E_{nt} = \frac{\lambda_{nt} + \sigma_H^2}{1 + \sigma_H^2}$$

При малой погрешности измерений ($\sigma_H^2 \ll 1$), а именно такой случай представляет интерес на практике, приведенные формулы упрощаются

$$\begin{aligned} \lambda E_{mut} &\approx \sigma_H^2, \\ \lambda E_{nt} &\approx \lambda_{nt}. \end{aligned} \quad (4)$$

Следовательно, при расчете пропускной способности нужно к собственному шуму каждого пространственного канала добавить шум, обусловленный взаимными помехами [1]. Дисперсия этого шума равна:

$$\sigma_{mut}^2 = \frac{P}{N_t} \sigma_H^2 (N_t - 1) \quad (5)$$

При записи (5) учтено, что мощность сигнала в каждом из N_t пространственных подканалов равна $\frac{P}{N_t}$ и число соседних каналов равно $N_t - 1$. Окончательное выражение для пропускной способности с учетом взаимных помех и потерь времени на измерение матрицы канала запишется в виде:

$$C = (1 - T) \sum_{nt=1}^{N_t} \log_2 \left(1 + \frac{h^2}{N_t} \lambda_{nt} \frac{1}{1 + \frac{h^2 (N_t - 1) \Delta}{T}} \right) \quad (6)$$

Исследовать выражение (6) на экстремум и найти оптимальное время измерения достаточно сложно. Поэтому обратимся к результатам моделирования. На рис.3 представлена зависимость пропускной способности от времени измерения при различных значениях ΔH : кривая 1- $\Delta H = 0$ (матрица канала точно известна); кривая 2- $\Delta H = 0,001$; кривая 3- $\Delta H = 0,01$; кривая 4- $\Delta H = 0,1$; кривая 5 - $\Delta H = 0,5$.

Как видно из сравнения приведенных графиков, измерение матрицы канала приводит к уменьшению пропускной способности, и это уменьшение особенно значительно как при слишком больших затратах времени на измерения, так и при слишком малых.

Кроме того оптимальное время измерения (достижение наибольшего значения пропускной способности) увеличивается при увеличении погрешности ΔH . Если же матрица канала полностью известна, то пропускная способность снижается при увеличении времени измерения (кривая 1).

Проведены так же исследования по влиянию шума в канале на зависимость пропускной способности от времени измерения. На рис. 4 представлены зависимости пропускной способности от времени измерения при различных значениях отношения сигнал/шум h^2 : кривая 1 - $h^2 = 10$ дБ,

кривая 2 – $h^2 = 20$ дБ, кривая 3 – $h^2 = 30$ дБ. Как видно из приведенных зависимостей оптимальное время измерения увеличивается при увеличении отношения сигнал/шум h^2 .

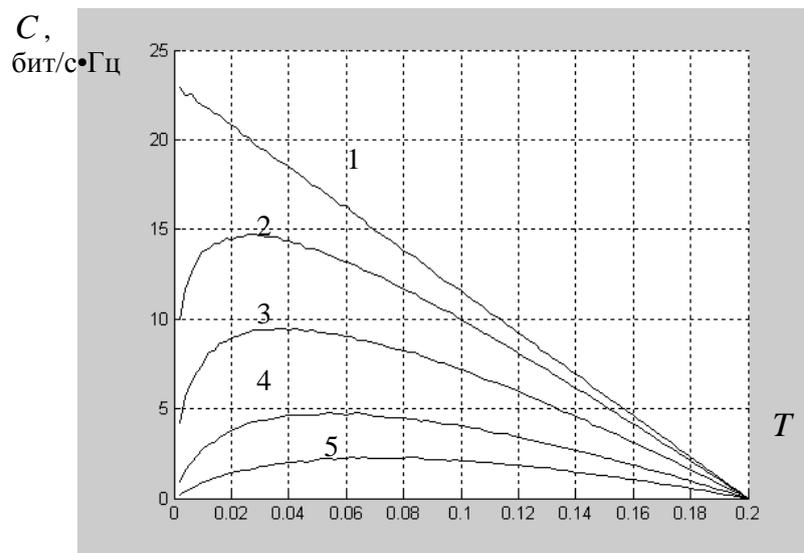


Рис. 3. Зависимость пропускной способности от времени измерения при различных значениях ΔH

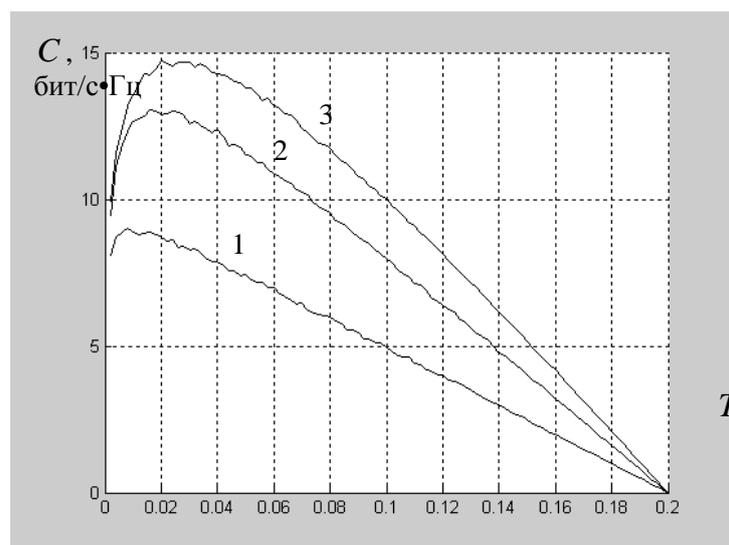


Рис. 4. Зависимость пропускной способности от времени измерения при различных значениях отношения сигнал/шум h^2

Заключение. На практике матрица канала H измеряется в процессе передачи, и неизбежные погрешности измерения существенно влияют на характеристики ММО-системы связи. Проведенные исследования ММО системы показали, что:

1. С увеличением погрешности измерения ΔH матрицы канала вероятность ошибки растет. Особенно этот рост заметен для случая с одинаковым количеством передающих и приемных антенн. В случае же, когда приемных антенн больше появляется возможность дополнительной оценки вектора сигналов d .

2. Оптимальное время измерения (достижение наибольшего значения пропускной способности) увеличивается при увеличении погрешности ΔH . Если же матрица канала полностью известна, то пропускная способность снижается при увеличении времени измерения.

3. Оптимальное время измерения увеличивается при увеличении отношения сигнал/шум h^2 в канале.

1. Суваткин В.С., Есипенко В.И., Ковалев И.П., Сухоробров В.Г. *WiMAX – технология беспроводной связи: основы теории, стандарты, применение* / Под ред. В.В. Крылова. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 368 с. 2. Ma X., Giannakis B., Ohno S. *Optimal Training for Block Transmissions Over Doubly Selective Wireless Fading Channels*, *IEEE Trans. On Signal Processing*. – 2003. – Vol. 51. – No. 5. 3. Ермолаев В.Т., Аверин И.М., Ковалев И.П., Флакман А.Г. *Влияние ошибок канальной матрицы на пропускную способность ММО-систем с параллельной передачей информации: Труды научной конференции по радиофизике*. – М.: НГТУ. – 2002.

УДК 681.32.03

Р.С. Колодій, А.В. Поліщук, О.В. Красько
Національний університет “Львівська політехніка”
кафедра телекомунікацій

МЕТОДИКА ПОБУДОВИ МЕРЕЖІ НАЗЕМНОГО ТЕЛЕВІЗІЙНОГО МОВЛЕННЯ

© Колодій Р.С., Поліщук А.В., Красько О.В., 2010

Досліджено мережі наземного телевізійного мовлення і розроблено методику проектування зон впевненого прийому наземного телевізійного мовлення з врахуванням рельєфу місцевості і умов проходження радіохвиль у вільному просторі.

The article devoted to research networks terrestrial television broadcasting design and development methods zones confirm receiving terrestrial television broadcasting with regard to terrain and conditions of radio waves in free space.

Вступ. З існуючих телекомунікаційних мереж одними з наймасовіших, найдоступніших і найпоширеніших є мережі наземного телевізійного мовлення. Аналіз статистичних даних ринку показує, що, незважаючи на зростання кількості мереж кабельного телебачення, доволі велика кількість абонентів здійснює індивідуальний прийом, умови якого останнім часом значно змінилися. Зміна зовнішніх умов полягає в постійному зростанні кількості програм, що створюються телецентрами. Також змінилися і внутрішні умови – у абонента тепер, як правило, не один, а кілька порівняно далекорознесених телевізорів. Тому питання оптимального проектування мереж наземного телерадіомовлення залишається актуальним на сьогоднішньому етапі розвитку телевізійних мереж, а в майбутньому – цифрового мовлення. Основним під час виконання цього завдання є визначення мінімального значення напруженості поля біля приймальної антени абонента, що дає можливість забезпечити задовільну якість приймання у присутності шумів і дії завад від інших передавачів.

Основні параметри системи телерадіомовлення, необхідні для розрахунку зон РТМ. Одним із основних параметрів систем радіотелевізійного мовлення (РТМ) є ефективна випромінювана потужність радіопередавача — добуток потужності передавача на коефіцієнт корисної дії (ККД) фідера і на коефіцієнт підсилення антени по потужності. Зазвичай ефективну випромінювану потужність $P_{випр}$ виражають в децибелах стосовно 1 кВт і виражають як

$$P_{випр} = P_{прд} + G_{прд} - A_{\phi}, \text{ дБкВт},$$

де $P_{прд} = 10 \lg P_{прд}$ (кВт) – потужність передавача, дБкВт; $G_{прд}$ – коефіцієнт підсилення передавальної антени стосовно півхвильового вібратора; $A_{\phi} = d_{\phi} \cdot l_{\phi}$, дБ, A_{ϕ} – погонне загасання фідера