

ПРОБЛЕМИ

ЕЛЕКТРОННЕ НАУКОВЕ ФАХОВЕ ВИДАННЯ ХНУРЕ

[http:// pt.journal.kh.ua](http://pt.journal.kh.ua)

ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ

● №2 (19) ● 2016 ●



**ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ**



МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ХАРКІВСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ РАДІОЕЛЕКТРОНІКИ

ЕЛЕКТРОННЕ НАУКОВЕ ФАХОВЕ ВИДАННЯ
ЖУРНАЛ «ПРОБЛЕМИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ»

• №2 (19) • 2016 •

Журнал включено до переліку спеціалізованих видань ВАК України з технічних наук, постанова президії Вищої атестаційної комісії України від 10 березня 2010 року №2-05/2.

Рекомендовано рішенням редколегії е-журналу «Проблеми телекомунікацій» Харківського національного університету радіоелектроніки (ХНУРЕ), протокол № 2 від 20 грудня 2016 року.

Відповідальність за зміст статей покладається на авторів.

Редакційна колегія:

Головний редактор:

Поповський Володимир Володимирович (доктор технічних наук, професор, ХНУРЕ).

Члени редколегії:

Агеев Дмитро Володимирович (доктор технічних наук, професор, ХНУРЕ);

Безрук Валерій Михайлович (доктор технічних наук, професор, ХНУРЕ);

Беркман Любов Наумівна (доктор технічних наук, професор, Державний університет телекомунікацій);

Васюта Костянтин Станіславович (доктор технічних наук, професор, Харківський національний університет Повітряних Сил);

Дуравкін Євген Володимирович (доктор технічних наук, доцент, ХНУРЕ)

Євсеева Оксана Юрійвна (доктор технічних наук, професор, ХНУРЕ);

Єременко Олександра Сергійвна (кандидат технічних наук, старший науковий співробітник, ХНУРЕ);

Климаш Михайло Миколайович (доктор технічних наук, професор, Національний університет «Львівська політехніка»);

Коляденко Юлія Юрійвна (доктор технічних наук, професор, ХНУРЕ);

Комашинський Володимир Ілліч (доктор технічних наук, професор, С.Пб. Державний університет телекомунікацій ім. проф. М.О. Бонч-Бруєвича);

Лемешко Олександр Віталійович (доктор технічних наук, професор, ХНУРЕ);

Лошаков Валерій Андрійович (доктор технічних наук, професор, ХНУРЕ);

Олійник Володимир Филімонович (доктор технічних наук, професор);

Серков Олександр Анатолійович (доктор технічних наук, професор, Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»);

Смірнов Микола Ісакович (доктор технічних наук, професор, Московський технічний університет зв'язку та інформатики);

Стрелковська Ірина Вікторівна (доктор технічних наук, професор, Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова);

Титаренко Лариса Олександрівна (доктор технічних наук, професор, Зеленогурський університет);

Шостко Ігор Світославович (доктор технічних наук, професор, ХНУРЕ).

Відповідальний за випуск:

доктор технічних наук, професор *Лемешко О.В.*

Адреса редакційної колегії: Харківський національний університет радіоелектроніки,
головний корпус, ауд. 305а,
проспект Науки, 14, Харків, 61166,
тел. (57) 702-13-20, e-mail: pt-info@journal.kh.ua

Передрукування та використання матеріалів,
опублікованих в журналі, можливо тільки з дозволу
редколегії

© Харківський національний
університет радіоелектроніки, 2016

ЗМІСТ

ТЕОРІЯ ІНФОРМАЦІЇ ТА ОБРОБКА СИГНАЛІВ

ПОПОВСКИЙ В.В., МОСКАЛЕЦ Н.В. Анализ применимости алгоритмов адаптивной пространственно-временной обработки сигналов в системах мобильной связи

ФАЙЗУЛАЕВА О.Н., ПАСТУШЕНКО Н.С. Экспериментальные исследования амплитудного и фазового спектров речевого сигнала пользователя систем голосовой аутентификации

ШТОМПЕЛЬ Н.А. Метод комбинированного декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность

БЕЗПРОВОДОВІ ТЕХНОЛОГІЇ ТА МЕРЕЖІ

ГОРБАТИЙ І.В. Дослідження технічної ефективності радіоканалів телекомунікаційних мереж на основі технології Wi-Fi

ЄРОХІН В.Ф., РОМА О.М., ВАСИЛЕНКО С.В. Математична модель перехоплення стрибків сигналу передавача з ППРЧ при повторних спробах виявлення

УПРАВЛІННЯ ТРАФІКОМ ТА СЕРВІСАМИ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ

МЕРСНИ А. Исследование потоковой модели балансировки нагрузки в телекоммуникационной сети с неоднородной архитектурой

МУХИ-АЛДИН Х.М., ТКАЧЕВА Е.Б., САЛАХ М.Т. Комплексный метод повышения доступности сервисов в программно-конфигурируемых сетях, основанный на динамической репликации

ТЕХНОЛОГІЧНІ РІШЕННЯ В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ

ГАЛКИН П.В., ГАВРИЛЕНКО В.В., МОНЬКО А.И. Исследование дальности и скорости передачи данных по витой паре в промышленных сетях RS-485 и PROFIBUS

ПОВІДОМЛЕННЯ

Інформаційне повідомлення щодо проведення Міжнародної науково-технічної конференції «РадіоЕлектроніка та ІнфоКомунікації», УКРКОН'2017/ UKRCON'2017

УДК 621.396.62

АНАЛИЗ ПРИМЕНИМОСТИ АЛГОРИТМОВ АДАПТИВНОЙ ПРОСТРАНСТВЕННО- ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ



В.В. ПОПОВСКИЙ, Н.В. МОСКАЛЕЦ

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Abstract – The analysis of the most popular methods and algorithms for the synthesis of adaptive antenna arrays according to the performance criteria based on the evaluation vector of weight coefficient is conducted. The analysis is based on the procedure for handling the sample covariance matrix of the received signals assuming the conditions of stationary signal-interference environment, in the course of which it has been revealed that these algorithms should be used for analysis problems; as for the synthesis problems it is offered to use recursive procedures. The applicability of recursive procedures in the space-time access problems is considered as more constructive, performing correction for vector of weight coefficients in real time, which is particularly important for communication with mobile users. Widrow-Hoff and Kalman-Bucy algorithms are analyzed in terms of evaluating the convergence of time and their applicability in a dynamic signal-interference environment of mobile systems. As a result, it has been found that the Widrow-Hoff algorithms are relatively simple, but their convergence requires 50-150 sampling steps, which can be impossible for space-time access problems because the space-time access problem itself must be completed over the time of communication service provision - in $t \leq 5$ sec. More suitable are Kalman-Bucy procedures aimed at more dynamic signal-noise conditions and the convergence time of 3-10 sampling steps. The analysis of the quality of the space-time access has been performed by criteria of levels of radiation suppression when receiving signals of subscriber stations. It follows from the analysis that these levels could theoretically reach significant values: 40-60 dB or more. Actual levels are obviously expected to be at the thermal noise level, i.e. 20-27 dB.

Анотація – Проводиться аналіз ефективності різних алгоритмів і критеріїв просторово-часової обробки сигналів в адаптивній антенній решітці стосовно систем мобільного зв'язку. Отримано результати коефіцієнта ступеня подавлення сумарних завад на виході антенної решітки з оптимальними ваговими коефіцієнтами в сталому режимі.

Аннотация – Проводится анализ эффективности различных алгоритмов и критериев пространственно-временной обработки сигналов в адаптивной антенной решетке применительно к системам мобильной связи. Получены результаты коэффициента степени подавления суммарных помех на выходе антенной решетки с оптимальными весовыми коэффициентами в установившемся режиме.

Введение

Пространственно-временной доступ (ПВД) в беспроводных системах может быть реализован на существующей технической и технологической базе независимо от других используемых методов, что является результатом привлечения дополнительного ресурсного множества пространственно-временных и пространственно-поляризационных параметров. Методы пространственно-временного доступа абонентских станций (АС) к ресурсам базовой станции (БС) основываются на использовании алгоритмов пространственно-временной обработки сигналов (ПВОС) принимаемых сигналов, реализуемых на основе N -элементных адаптивных антенных решетках (ААР). Известны многие методы и алгоритмы синтеза ААР, различающихся как назначением, так и критериями эффективности функционирования. В основу всех методов положена оценка комплексного вектора весовых коэффициентов (ВВК),

включаемых в тракты приема каждого антенного элемента (АЭ) и управляемых по тем или иным алгоритмам [1]. Суть задачи ПВД каждой из АС к ресурсам БС состоит в групповом использовании приемной антенной решетки, при котором для каждой из АС формируется индивидуальное распределение структуры принимаемого поля сигнала с помощью выбора ВВК w_i . Таким образом, одновременно формируется столько вариантов распределений, сколько на данный момент принимается сигналов АС. Каждое из этих распределений обеспечивает максимально удачное соотношение сигнал/помеха+шум для сигнала принимаемой АС и установления нулевых уровней приема для прочих АС.

Важным достоинством ПВОС является, то что данный метод отлично сочетается с другими частотно-временными, кодовыми, различными организационными методами, удачно дополняя их и расширяя потенциал качества приема сигналов за счет расширения пространства принятия решений. Кроме того, ПВОС обладает рядом преимуществ по сравнению с другими методами обработки. Так ПВОС не связан с дополнительной потерей временных и частотных ресурсов. Более того, при ПВОС удается реализовать повторное использование рабочих частот, когда может быть организован прием разных сигналов на одной и той же частоте. Кроме того, ПВОС значительно в меньшей степени сказываются имеющие место нелинейности и ограничения динамического диапазона. Применение этих методов дает возможность оставить неизменными параметры полезных сигналов, требования к каналам связи, режимы ведения связи без увеличения выделенной полосы частот. Пространственные и поляризационные параметры во многих случаях являются единственными, с помощью которых удастся различать полезные сигналы и помехи. Для некоторых же типов помех, например импульсных, эти параметры являются единственно предсказуемыми. При этом задача режекции помех сводится к сопровождению нулем поляризационной диаграммы (ПД) или диаграммы направленности (ДН) действующей помехи. Ряд известных методов подавления помех, включая компенсационные, основан на выделении опорного канала, свободного от полезного сигнала. Такой канал может быть получен с помощью сопровождения полезного сигнала нулем поляризационной и (или) пространственной диаграммы антенны.

Проблема повышения помехозащищенности пространственно-временного приема сигналов может быть поставлена и значительно шире, в частности с включением в контур адаптации не только приемной, но и передающей антенны, а также приемников, передатчиков, модемов и других подсистем. При этом к изменяющимся в процессе адаптации параметрам можно отнести не только сугубо «антенные» параметры – характеристики направленности и поляризацию, но и сами параметры полезных сигналов и саму мобильную ТКС в целом: мощность, частоту, длительность, структуру сигналов и др. [2, 3]. Таким образом, предметом рассмотрения в данной статье будет нахождение подходящих для использования в ПВД алгоритмов ПВОС, применительно к системам мобильной связи, сводящих к синтезу ААР.

1. Основные предпосылки для организации ПВД

То или иное свойство ААР достигается соответствующим выбором комплексных весовых коэффициентов (ВК) $W_i, i = 1, 2, \dots, N$, включенных на выходе приемных антенных элементов (АЭ) и перед общим сумматором (рис. 1) [4].

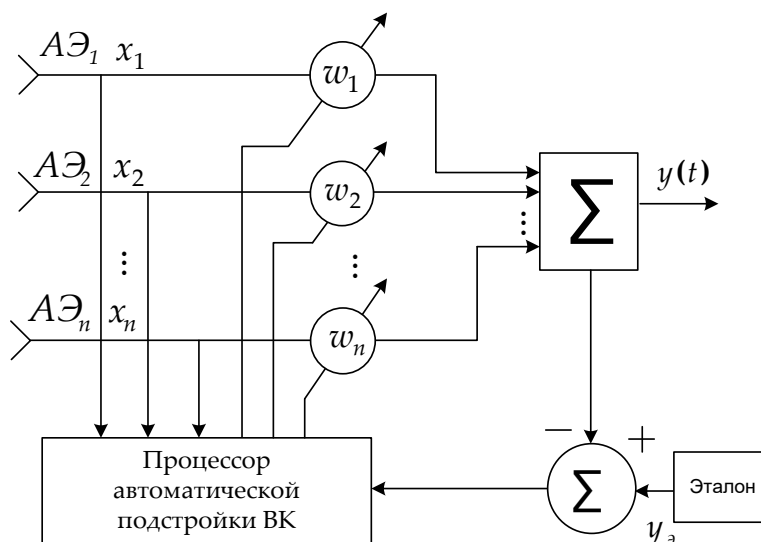


Рис. 1. Включение ВК в ААР

С помощью адаптивного процессора ВК обеспечивают соответствующее формирование суммарной ДН и поляризационной диаграммы, т.е. ВК вместе с общим сумматором представляют собой диаграммообразующую схему. В то же время определение назначения ВК можно интерпретировать как задачу формирования таких соотношений между принимаемыми N -реализациями полезного сигнала $S_i(t)$ N -антенными элементами, суммой J узкополосных анизотропных помех $\sum_{j=1}^J n_j(t)$ и шумом $u(t)$, которые после сложения на общем сумматоре позволяют обеспечить желаемое свойство обеспечить максимум отношения сигнал/(помеха+шум), минимум среднеквадратического отклонения принятого сигнала от заданного или другой критерий:

$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i x_i(t), \quad (1)$$

где

$$x_i(t) = s(t) + \sum_{j=1}^J n_{ij}(t) + v_i(t). \quad (2)$$

С помощью ВК формируются их векторы (ВВК):

$$W^T(t) = (w_1(t), w_2(t), \dots, w_N(t)). \quad (3)$$

В общем случае ВВК $W(t)$ должен обладать возможностью изменять как амплитуды, так и фазы принимаемых сигналов, т.е. он должен быть комплексным. Скорость этих изменений должна быть согласована со скоростью изменения сигнально-помеховой ситуации, а диапазон согласовывается с динамическим диапазоном изменений уровней сигналов и помех, а также фазовых соотношений в различных элементах ААР. Очевидно, идеальной является ситуация, когда скорость изменений ВВК бесконечно велика, а динамический диапазон изменений амплитудно-фазовых характеристик неограничен. Однако на практике, исходя из возможностей технической реализуемости и других причин, приходится ограничивать эти характеристики, что, в общем случае, приводит к соответствующему снижению эффективности ААР. В этом смысле говорят об ААР с ограничениями.

В отличие от других проблем антенной техники, где конечным результатом решаемых задач является синтез ДН при различных ограничениях на конструкцию, габариты, спектральный состав сигналов и помех и другие параметры, конечная цель использования ААР состоит в том, чтобы обеспечить необходимые качественные характеристики (максимизировать их) полезных сигналов на выходе антенны, т. е. получить выходное соотношение

$$y(t) = y(w, t) = (w(t), x^*(t)) = W^T(t)x^*(t) = w_1(t)x_1(t) + w_2(t)x_2(t) + \dots + w_N(t)x_N(t), \quad (4)$$

где выражение в скобках обозначает скалярное произведение векторов, удовлетворяющее заранее выбранному критерию; $[\cdot]^*$ – операция комплексного сопряжения. При этом суммарная ДН ААР, как таковая, может вообще не рассматриваться, хотя как промежуточная характеристика она безусловно представляет интерес. Так, ДН ААР может быть получена с помощью скалярного произведения ВВК $W(t)$ на вектор $f(\theta)$:

$$F(\theta) = (W^T(t), f^*(\theta)), \quad (5)$$

где $f^T(\theta) = (f_1(\theta), f_2(\theta)e^{i\varphi_1\theta_1}, \dots, f_N(\theta)e^{i\varphi_N\theta_1})$; $f_i(\theta)$ – ненормированные ДН приемных элементов ААР; $\varphi_{i\theta_1}$ – фазы огибающей волны единичной амплитуды, отсчитываемые от фазы сигнала с выхода 1-го элемента (при $\varphi_{i\theta_1} = 0$), зафиксированные на выходах приемных элементов за счет пространственных различий [5].

Важным свойством ААР является инвариантность некоторых критериев функционирования по отношению к суммарной ДН. Это имеет большое практическое значение, связанное с возможностью произвольного, в том числе и случайного, расположения антенных элементов. При этом отпадает необходимость применения жестких креплений, сокращается время развертывания и т.д.

В ААР число антенных элементов N может быть минимальным (например, $N \geq 2$) и выбирается исходя из ожидаемого количества воздействующих помех. Значение N в ААР рассматривается как число степеней свободы, поскольку именно оно определяет количество независимо формируемых нулей ДН, т.е. количество помех, которое способна подавить ААР с одним выходом, составляет $J \leq N - 1$. Вместе с тем АЭ могут быть многократно использованы, и на каждом из них может быть подавлено $N - 1$ помех. Следует, однако, указать на то, что при этом кратно падает уровень принимаемого сигнала и отношение сигнал/шум.

Задачу подавления помех в ААР можно решать по-разному. Так, используя принцип разделения [6], можно сначала оценить $\theta_j, (j = \overline{1, J})$ – направление прихода этих помех и их поляризацию, а затем решить задачу управления ВВК ААР и нахождения ее ДН и ПД с нулями, ориентированными в направлении прихода помех. Однако решение этой задачи достаточно сложно, связано с обращением матриц и это решение [7] удается найти далеко не для всякой ситуации. На практике применяется более конструктивное решение, основывающееся не на декомпозиции, а на непосредственном нахождении оценки ВВК $\hat{W}(t)$. В настоящее время известно несколько решений, различающихся как выбранными критериями эффективности, так и предполагаемыми ограничениями. К наиболее распространенным критериям относятся:

- максимум отношения уровней полезного сигнала к сумме помех (МОСП) на выходе ААР;
- минимум среднего квадрата отклонения (МСКО) принятого сигнала от заданного эталонного $y_s(t)$ на выходе ААР;
- минимум мощности помех на выходе ААР;
- максимум правдоподобия;
- различные другие модификации критериев.

Синтезируемые при этом алгоритмы функционирования ААР получаются из решения статистических задач. Среди всего многообразия решений можно выделить два основных направления, которые появились исторически первыми. Асимптотические решения, связанные с именами Ширмана, Хоуэлса, Эпплбаума, Уидроу и др., предполагают наличие гипотезы эргодичности сигнально-помеховой ситуации. Эти решения в большинстве своем основываются на нахождении оценки корреляционной матрицы (или ее обращении), характеризующей сигнально-помеховую ситуацию или других, например, градиентных процедурах в указанных рамках. В литературе по настоящее время основное внимание уделяется развитию именно этого направления [4, 8].

Другое направление основано на предположении марковской аппроксимации принимаемой реализации и динамике изменений ВВК. Отказ от эргодичности позволяет эффективно решать нестационарные задачи с использованием хорошо разработанного аппарата рекуррентной линейной или нелинейной фильтрации. С ис-

пользованием этого подхода получен ряд результатов по пространственно-временной и поляризационно-временной обработке [9-11].

2. Асимптотические методы синтеза адаптивных антенных решеток

Асимптотические методы основаны на получении таких значений ВВК $W(t)$, которые могут быть достигнуты в стационарных условиях при $t \rightarrow \infty$ т.е. в условиях, когда основные переходные процессы в цепях приема уже закончатся. Такие решения достаточно широко используются в радиолокации, где имеется временной отрезок, свободный от полезного сигнала. При передаче сигналов связи такого отрезка нет. Кроме того, в телекоммуникационных каналах более сложная динамическая сигнально-помеховая обстановка, затрудняющая использование стационарно-ориентированных алгоритмов. Вместе с тем асимптотические решения удобны при анализе эффективности ААР, при сопоставлении тех или иных моделей, алгоритмов или сигнально-помеховых ситуаций. Остановимся на их рассмотрении более подробно.

2.1. Критерий МСКО принятого сигнала от заданного эталона

Критерий МСКО предложен Уидроу [12]. Он является наиболее популярным при решении различных задач радиосвязи, радиолокации и др. Его популярность объясняется не только тем, что синтезированные на базе МСКО алгоритмы имеют достаточно простую структуру, но и тем, что полученные решения хорошо вписываются в общие критерии, по которым функционируют мобильные телекоммуникационные системы. Другой важный критерий минимума вероятности ошибки $\min p_{ош}$ функционально связан с энергетическим соотношением сигнала и помехи. Для простейших ситуаций качество приема зависит от отношения сигнал/шум $p_{ош} = \varphi(h^2)$, где $h^2 = P_c/P_{ш}$. В данном случае важным является тот факт, что при использовании МСКО остаточные результирующие помехи после ПВОС, носят характер обновляющего процесса и могут быть аппроксимированы процессом типа «белого» шума. ПВОС-алгоритм, функционирующий по критерию МСКО, основывается на получении невязки $\nu(t)$. Самым простым решением может служить процедура сравнения принятой после взвешивания реализации $W^T(t)X(t)$ с эталонным сигналом y_3 :

$$\nu(t) = W^T X(t) - y_3(t). \quad (6)$$

Найдем последовательно квадрат этой невязки и ее математическое ожидание:

$$(\nu^2(t) = W^T X(t) X^T(t) W(t) - 2y_3 W^T(t) X(t) + y_3^2); \quad (7)$$

$$M[\nu^2(t)] = W^T(t) R_{xx} W(t) - 2W^T(t) r_{xy} + \overline{y_3^2(t)}, \quad (8)$$

где

$$r_{xy} = (x_1(t)y_{\Delta}(t); x_2(t)y_{\Delta}(t); \dots; x_N(t)y_{\Delta}(t)) \quad (9)$$

– вектор ковариации между вектором принятых сигналов и желаемым эталонным сигналом, $R_{xx} = \overline{X(t)X^T(t)}$ – корреляционная матрица сигналов, принятых ААР.

Найдем минимум невязки из выражения (7). В данном случае он будет единственным, поскольку функция (7) является квадратичной относительно $W(t)$, а матрица R_{xx} – положительно определена. Приравнивая градиент (7) к нулю, найдем минимальное ее значение;

$$dv^2/dW(t) = \nabla \omega(\overline{v^2(t)}) = 2R_{xx}W(t) \cdot 2r_{xy} = 0, \quad (10)$$

$$\hat{W}_{opt} = R_{xx}^{-1}r_{xy}. \quad (11)$$

Выражение (11) является решением векторно-матричного уравнения Винера-Хопфа. При этом оптимальная ДН ААР может быть вычислена по формуле

$$F(\theta) = (\hat{W}_{opt}(t), f^*(\theta)), \quad (12)$$

где $\hat{W}_{opt}(t)$ представлено в комплексном виде.

Уравнение (11) можно представить и в другом виде, если положить, что эталонный сигнал $\bar{y}_{\Delta}^2 = S(t)$. Тогда из (4) получим

$$\hat{W}_{opt}(t) = sR_{xx}^{-1}V, \quad (13)$$

где $V^T = (1, e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, \dots, e^{j\theta_{N-1}})$ – вектор фазовых набегов, отсчитываемых от 1-го элемента ААР, входящий в выражение (12) и (5).

С учетом равенства $r_{xy} = E\{x(t), y_{\Delta}(t)\} = sV(t)$ получим

$$\hat{W}_{opt}(t) = sR_{xx}V(t). \quad (14)$$

С помощью данного критерия могут быть разработаны процедуры, имеющие рекуррентную форму, в частности процедуры стохастической аппроксимации, линейной или нелинейной фильтрации, в том числе и процедуры Калмана-Бьюси, методы рекуррентного обращения корреляционной матрицы. Особенности синтеза этих процедур будут рассмотрены ниже.

2.2. Критерий максимума отношения уровней сигнал/шум

Критерий МОСП применим к тем ситуациям, когда на интервале наблюдения удается получить достаточно точно и просто энергетические параметры принимаемых сигналов и помех. Практически это удается реализовать при неизменности, стационарности сигнально-помеховой ситуации. Иначе, данный критерий ориентирован на предположении эргодической аппроксимации ситуации.

Поступая чисто формально, запишем в числитель мощность полезного сигнала $E\{y_s(t)^2\} = |W^T S|^2$, а в знаменатель – мощность всех помех $E\{y_n(t)^2\} = |W^T n|^2$.

В нашем случае в качестве помех n_i будут выступать сигналы всех других, кроме АС с сигналом $S(k)$:

$$\frac{P_s}{P_n} = \frac{|W^T S|^2}{|W^T n|^2} = \frac{W^T [SS^T] W}{W^T [nn^T] W} = \frac{W^T R_{ss} W}{W^T R_{nn} W}, \quad (15)$$

где W – ВВК ААР в установившемся ($W(\infty)$) состоянии; n – вектор помех, включающий в себя как окрашенные помехи мешающие сигналы других станций $n_j(t)$ при $j = \overline{1, J}$, так и белые шумы $v_i(t)$ при $i = \overline{1, N}$ действующие в каждом из N элементов.

Используя формальный параметр

$$z \triangleq R_{nn}^{-1/2} W, \quad (16)$$

получим отношение (15) в виде

$$\frac{P_s}{P_n} = \frac{z^T R_{nn}^{-1/2} R_{ss} R_{nn}^{-1/2} z}{z^T z}, \quad (17)$$

где числитель представляет собой квадратичную форму и принимает значения между минимальным и максимальным собственным значением симметричной матрицы $R_{nn}^{-1/2} R_{ss} R_{nn}^{-1/2}$ или, что то же самое, матрицы $R_{nn}^{-1} R_{ss}$. Оптимальное значение сигнал/помеха сводится к нахождению максимального собственного вектора W_{opt} , собственное значение которого $(s/n)_{opt}$ находится из выражения [1]:

$$R_{ss} W_{opt} = (s/n)_{opt} R_{nn} W_{opt}. \quad (18)$$

Подставляя сюда (15), получаем

$$R_{ss} W_{opt} = \frac{W_{opt}^T R_{ss} W_{opt}}{W_{opt}^T R_{nn} W_{opt}} R_{nn} W_{opt}. \quad (19)$$

Учитывая, что $S^T W_{opt}$ – скаляр, сократим обе части уравнения (19) и, обозначив $(W_{opt}^T S / W_{opt}^T R_{nn} W_{opt}) = \mu$, получим:

$$W_{opt} = 1/\mu R_{nn}^{-1} S \quad (20)$$

или

$$W_{opt} = \alpha R_{nn}^{-1} V, \quad (21)$$

где $\alpha = \sqrt{S}/c$, S и V определяются из (13) и (14).

Выражения (20) и (21) являются основными для алгоритмов, использующих критерий МОСП. Сопоставляя выражения (11) и (14), приходим к выводу об их близкой структуре. Однако для критерия МОСП требуется значение R_m^{-1} , что на практике реализовать удается не всегда, в первую очередь из-за того, что при получении оценки R_m^{-1} полезный сигнал выступает как помеха. Одним из алгоритмов оценки R_m^{-1} является алгоритм с вычитанием полезного сигнала [1]. Данный критерий более удобен потому, что полезный сигнал $S(t)$ или вектор $V(t)$ могут быть априорно известны с достаточной точностью, поскольку оценка его осуществляется параллельно.

2.3. Критерий минимума уровня помех на выходе ААР

Для известных направлений и других параметров полезного сигнала оптимальный ВВК в предположении помех типа «белого» шума находится из выражения [1]

$$W_{МУП} = R_m^{-1} I / I^T R_m^{-1} I, \quad (22)$$

где $I^T = (1, 1, 1, \dots, 1)$.

При этом предполагается, что на входе ААР обеспечено согласование плоскости апертуры с фазовым фронтом волны полезного сигнала. Очевидно, ВВК из (22) в условиях данных помех в каждом из приемных каналов обеспечивает усиление, обратно пропорциональное уровню помехи.

ВВК, оптимальный по критерию максимума правдоподобия, определяется из выражения:

$$W_{МП} = \frac{R_m^{-1} V}{V^T R_m^{-1} V} X(t). \quad (23)$$

Так как уравнения (22) и (23) аналогичны, полученные по критериям максимума правдоподобия и минимума уровня помех на выходе ААР решения могут быть сведены к виду [1]:

$$W = \frac{1}{N_0} R_m^{-1} V, \quad (24)$$

$$W_{СКО} = \frac{1}{N_0} \times \frac{S_0}{N_0 + S_0} R_m^{-1} V, \quad (25)$$

где N_0 – спектральная плотность мощности шума ААР.

Таким образом, полученное решение приводится к решению схожему к критерию МСКО, если помехи n_i считать «белыми» шумами, а $S(t)$ – сигналами, имеющими уровень S_0 . Исходя из приведенного обзора, можно заключить, что все рассмотренные критерии при одинаковых ограничениях на помехи приводят к решениям, различающимся постоянным множителем (см. (24), (25), (21)). Поэтому практическое использование того или иного критерия может определять конкретными

условиями функционирования ТКС и складывающейся сигнально-помеховой обстановкой.

Имеется ряд методов использования полученных алгоритмов, позволяющих их практическую реализацию. Так процедура нахождения оценки ВВК, определяемых на основе рассмотренных критериев наталкивается на необходимость получения значений обратной матрицы R_{xx}^{-1} и R_{mm}^{-1} или других матричных процедур. На практике это значение обычно неизвестно, что требует поиска специальных методов решения уравнений оценки. Одним из методов решения уравнений (11) и (21) является замена реальной матрицы R_{xx} на ее оценку \hat{R}_{xx} , получаемую по выборочным значениям результатов наблюдений (2). Максимально правдоподобной оценкой матрицы генеральной совокупности $X_k(t)$, где k – объем выборки, является выборочная ковариационная матрица [1]:

$$\hat{R}_{xx} = \frac{1}{k-1} \sum_{i=1}^k [X_i - \bar{X}]^T [X_i - \bar{X}], \quad (26)$$

где X_i – i -е выборочное значение вектора (2), $i = \overline{1, k}$; \bar{X} – среднее значение вектора X , определяемое как выборочная оценка по k реализациям N -мерного вектора (N – размерность ААР),

$$\bar{X} = \frac{1}{k} \sum_{i=1}^k x_i. \quad (27)$$

Очевидно, что для получения оценки (26) и обращения матрицы R_{xx}^{-1} требуется весьма значительный объем вычислений, возрастающий с увеличением размерности ААР. Размерность ещё более возрастает в связи с необходимостью представления вектора $X(t)$ в виде двух, а чаще четырех, квадратных компонент, что ещё больше затрудняет процесс вычисления. В то же время нестационарность статистики, реально имеющая место в канале мобильных систем требует постоянного обновления выборочных данных. Все это существенно затрудняет непосредственное решение уравнения (11) и приводит к смещению выборочной оценки (26).

Более конструктивным является рекуррентное вычисление матрицы, например, с помощью формулы Вудбери:

$$\hat{R}(k+1) = \frac{k}{k+1} \hat{R}(k) + \frac{1}{k+1} X^T(k+1) X^*(k+1), \quad (28)$$

на основании чего оценка обратной матрицы может быть получена в виде

$$\hat{R}_{xx}^{-1}(k+1) = \frac{k+1}{k} \hat{R}_{xx}^{-1}(k) - \frac{k+1}{k^2} \left[1 + \frac{1}{k} X^*(k+1) \hat{R}_{xx}^{-1}(k) X^T(k+1) \right]^{-1} \hat{R}_{xx}^{-1}(k) X^T(k+1) \cdot X^*(k+1) \hat{R}_{xx}^{-1}(k). \quad (29)$$

В месте с тем такое рекуррентное вычисление представляется не менее громоздким, а формируемая при этом выборка $X(k+1)$, $k=1,2,\dots$ на практике является неоднозначной, а имеющая место нестационарность требует дополнительной модернизации процедуры, связанной с шаговой постоянной. Тем не менее в стационарных условиях подстановка оценки \hat{R}_{xx}^{-1} , полученной в соответствии с (29), позволяет найти решение уравнения (11), определяющее функционирование алгоритма ПВОС.

Данное решение является асимптотическим в том смысле, что оно требует стационарности сигнально-помеховой обстановки, требует априорного формирования выборочной статистики. Однако оно находит широкое использование в задачах анализа, в то время как в задачах синтеза обычно используют рекурсивные процедуры.

Асимптотические методы, основанные на обращении выборочной ковариационной матрицы принимаемых сигналов и рекуррентные методы, основанные на градиентных процедурах в стационарных условиях и при прочих равных условиях обладают одинаковой эффективностью. Вместе с тем, достоинством рекурсивных методов является их динамический характер, позволяющий получать оценку ВВК в реальном масштабе времени, что согласуется с динамичностью процесса связи в беспроводных системах. В то же время асимптотические методы связаны с большими потерями времени на набор и обработку статистики для оценки и обращения ковариационной матрицы.

3. Рекуррентные методы синтеза адаптивных антенных решеток

Другой альтернативный класс алгоритмов ПВОС основан на рекуррентном управлении и непосредственном выражении ВВК ААР по результатам невязки $v(k)$ на каждом k -м шаге дискретизации $y(k)$. За счет такой адаптации рекуррентные методы более конструктивны по сравнению с рассмотренными выше асимптотическими. Рекуррентные адаптивные алгоритмы не требуют больших затрат на вычисление матриц и ограничены небольшим объемом постоянной и оперативной памяти. Рекуррентные процедуры вычислений оценки $\hat{W}_{opt}(t)$ отличаются тем, что последовательность решений находится начиная не с этапа получения готового решения (11), а с более раннего этапа – с поиска экстремума градиента функции, содержащей в качестве аргумента величину $W(t)$. Все это позволяет производить анализ и учет переходного режима ААР, а также нестационарности статистики $X(t)$. Рекуррентные методы основаны на последовательной итерационной процедуре нахождения решения для ВВК в направлении, обратном градиенту функции показателя качества $\Delta(k)$. В общем случае дискретный с шагом k градиентный алгоритм имеет вид

$$W(k) = W(k-1) - \mu \nabla(k), \quad (30)$$

где μ – коэффициент (шаговая постоянная), учитывающий скорость поиска экстремума.

Алгоритм (30) показывает, что значение ВВК на k -м шаге равно значению ВВК на предыдущем $(k-1)$ -м шаге с адаптивной добавкой $\mu \nabla(k)$, зависящей от невязки разности $y_s(k) - y(k)$. Процедура (30) при значении $\Delta t = (t_{k+1} - t_k) \rightarrow 0$ переходит в непрерывную, которая может быть представлена в виде дифференциального уравнения

$$dW(t)/dt = \mu \nabla(t). \quad (31)$$

Известен алгоритм, называемый алгоритмом Уидроу-Хоффа [1, 2, 14]:

$$\hat{W}(k) = \hat{W}(k-1) + 2\mu[y_s(k) - y(k)]X(k). \quad (32)$$

Этот же алгоритм при непрерывной процедуре принимает вид дифференциального уравнения:

$$d\hat{W}(t)/dt = 2\mu[y_s(t) - y(t)]X(t) = 2\mu v(t)X(t). \quad (33)$$

На рис. 2 представлена структурная схема дискретного алгоритма N -мерной ААР, выполненная в соответствии с (32), на рис. 3 – структурная схема непрерывного алгоритма (33), на рис. 4 – схема алгоритма (33), представленная в векторной интерпретации, где двойной строкой обозначены векторные связи. Работа алгоритма получения оценки ВВК (33) может быть объяснена несколько упрощенно.

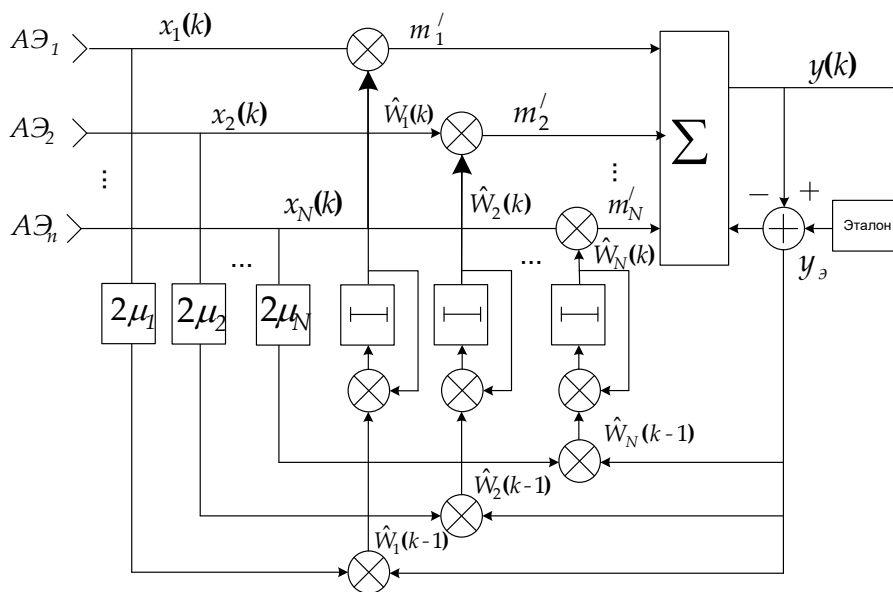


Рис. 2. Структура управления ВВК N -элементной ААР с использованием рекурсивной процедуры Калмана-Бьюси

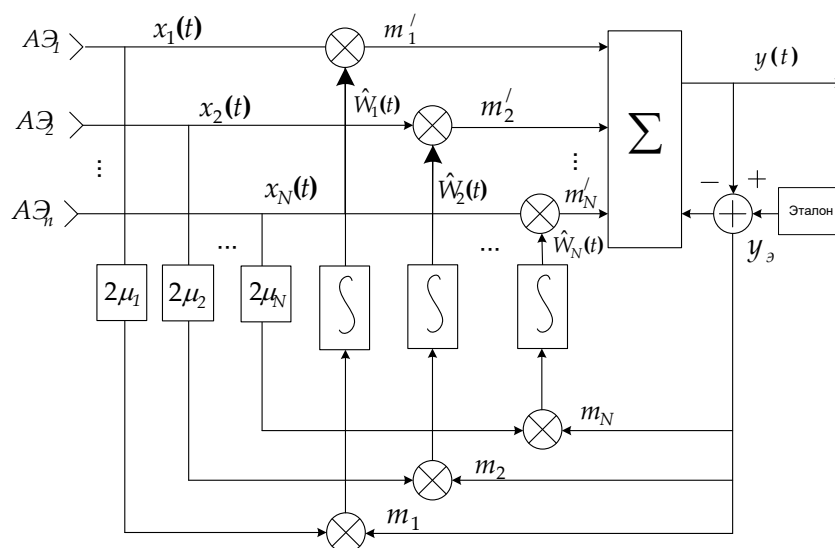


Рис. 3. Структурная схема управления ВВК ААР, синтезированная по алгоритму Уидроу

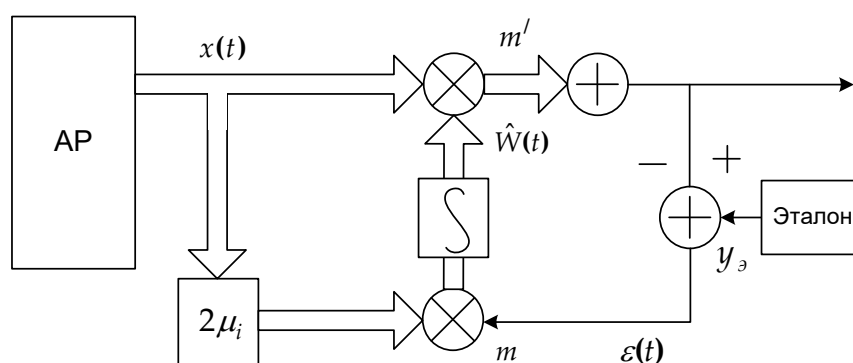


Рис. 4. Векторная версия рекуррентной процедуры Уидроу

Сигналы и помехи $x_i(t)$, принятые N антенными элементами, перемножаются на $\hat{w}_i(t)$, и на выходе общего сумматора Σ_1 формируется выходной сигнал $y(t)$, который далее используется в приемном тракте. Параллельно в сумматоре Σ_2 формируется сигнал невязки (6) – разности принятого $y(t)$ и эталонного $y_s(t)$ сигналов. В случае полного соответствия $y_s(t) \equiv S(t)$ величина полученной невязки $\gamma(t)$ содержит всю информацию о состоянии помех $\sum_j n_{ij}(t)$ и шумов $v_i(t)$ входящих в состав принятой реализации (2). На перемножители m_i при $i = \overline{1, N}$ поступает сигнал невязки $\gamma(t)$. При этом $x_i(t)$ усиливается в $2\mu_i$ раз. В результате перемножения на выходе каждого m_i формируется напряжение, пропорциональное той части помех $n_{ij}(t)$, которая коррелирована с компонентами, содержащимися в невязке $\gamma(t)$. Это напряжение после интегрирования является искомым оценкой ВВК $\hat{w}_i(t)$ подаваемой на один из входов перемножителей. Очевидно, перемножители m_i совместно с

интеграторами осуществляют операцию статистического усреднения по времени процессов на входе перемножителей m_i :

$$\int x_i(t)v(t)dt = \int s_1(t)v(t)dt + \sum_{j=1}^j \int n_{ij}(t)v(t)dt + \int v_i(t)v(t)dt. \quad (34)$$

Первый интеграл в правой части равенства (34) с увеличением времени интегрирования стремится к нулю, поскольку по условию задачи $S_i(t)$ некоррелированы с $\gamma(t)$. Стремится к нулю и последний интеграл в силу некоррелированности изотропных шумов $v_i(t)$ со значением невязки $\gamma(t)$ в несовпадающие моменты времени, т.е. на формирование оценки $\hat{w}_i(t)$ основное влияние оказывает лишь второй интеграл. Это будет происходить до тех пор, пока в невязке $\gamma(t)$ будут содержаться составляющие, коррелированные с помехами $n_{ij}(t)$. Поскольку критерием рассматриваемой процедуры является минимизация среднего квадрата разности невязки $\gamma(t)$, то в процессе функционирования алгоритма ААР с помощью ВВК $\hat{w}_i(t)$ установится некий минимум $\gamma^2(t)$ именно за счет минимизации уровня помех $n_{ij}(t)$ на выходе ААР.

Отметим один важный факт, отличающий ААР с использованием критерия МСКО от ААР, у которых принят критерий МОСП. В ААР, синтезированных по критерию МОСП, вводимый в каждый канал приема опорный сигнал, определяющий положение главного максимума ДН, должен быть строго согласован с расположением антенных элементов решетки. В рассматриваемых же ААР эталонный сигнал $y_s(t)$ в общий канал приема вводится уже после общего сумматора. Поэтому явной зависимости алгоритма ААР от расположения антенных элементов здесь не существует, что позволяет использовать данные алгоритмы при случайном или неизвестном расположении приемных элементов решетки или неизвестном направлении прихода сигнала и помех, например при использовании ААР на подвижных объектах. Рассмотрим более подробно процедуры (27) – (30), допускающие ряд важных обобщений.

Процедуры вида (30) – (33) являются ничем иным, как процедурами стохастической аппроксимации [6], условие сходимости и устойчивости которых обеспечивается соответствующим выбором коэффициента μ . В частности, для процедуры Робинса – Монро, которой как раз и соответствуют уравнения (30) – (33), должны быть выполнены условия Дворецкого:

$$\sum_{k=1}^{\infty} \mu^2(k) < \infty; \sum_{k=1}^{\infty} \mu(k) = \infty. \quad (35)$$

Для непрерывного случая эта условия принимают вид

$$\int_0^{\infty} \mu^2(t)dt < \infty; \int_0^{\infty} \mu(t)dt = \infty. \quad (36)$$

Таким условиям удовлетворяет функция $\mu(k) = \frac{1}{k+1}$ при $k = \overline{1, \infty}$, а условиям (36) – функция $\mu(t) = \frac{1}{t}$ при $t \in (0, \infty)$.

Рассматривать постановку задачи и ее решение удобно с позиций теории рекуррентной линейной и нелинейной фильтрации в пространстве состояний. Методы и алгоритмы стохастической аппроксимации, в том числе (30) – (33), являются частным случаем более общих процедур [6], таких, как процедуры фильтрации Стратоновича, Калмана-Бьюси и др. Известно, что алгоритмы типа (30) – (33) при условиях (30), (36) сходятся с вероятностью 1 к оцениваемому значению и представляют собой рекуррентный метод нахождения условного среднего значения. Иными словами, процедуры (30) – (33) предназначаются для оценки постоянных случайных величин, для которых состояние оцениваемой величины ВВК можно определить простым дифференциальным уравнением

$$dW(t)/dt = 0. \quad (37)$$

Если же предположить случайно изменяющуюся во времени модель состояния ВВК, что справедливо при случайных изменениях направления прихода сигнала и помех, а также изменениях во времени их параметров, то состояние ВВК необходимо выразить в виде многомерного (N -мерного) стохастического дифференциального уравнения

$$dw_i(t)/dt = -\alpha_i(t)w_i(t) + \sum_{j=1}^N b_{ij}(t)\xi_{\Sigma}^{(i)}(t) \quad \text{при } i, j = \overline{1, N}. \quad (38)$$

где $\alpha_i(t)$ – неслучайные величины, характеризующие скорость изменения ВВК $\alpha(t) = \tau_{\text{кор}_i}^{-1}$; $\tau_{\text{кор}}$ – интервал корреляции этих изменений; $\xi_{\Sigma}^{(i)}(t)$ – компоненты «белого» гауссова шума, называемого порождающим шумом модели с равномерной спектральной плотностью мощности $V_M^{(j)}$; $b_{ij}(t)$ – элементы $N \times N$ матрицы $B(t)$ порождающего шума, определяющие интенсивность изменений каждой из компонент ВВК.

Случайные процессы, описываемые стохастическими дифференциальными уравнениями типа (38), относятся к классу марковских, а коэффициенты $a_i(t)$ и $\beta_{ij}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} b_{ik}(t)b_{jk}(t)$ называется соответственно коэффициентами сноса и диффузии этих процессов. Очевидно, выражение (37) является частным случаем (38) при $a_i(t) = \beta_{ij}(t) = 0$.

Для получения оценки ВВК с использованием стандартных процедур линейной и нелинейной фильтрации необходимо кроме уравнения состояния задавать уравнение наблюдения. Для этой цели можно было использовать уравнение (2) или (4), однако в первое не входит значение ВВК, а во втором это значение ВВК имеет общий вид, в то время как необходимо решить задачу оценки именно оптимального ВВК. Учитывая (4), уравнение наблюдения, представим в виде

$$y(t) = W^T(t)x(t) = W_{opt}^T(t)X(t) + v_n(t), \quad (39)$$

где $X(t)$ – вектор, полученный на основании (2) из вектора $x(t)$ без учета изотропного шума $u_i(t)$; $v_n(t)$ – шум наблюдения, образованный в результате взвешенной суммы шумов $u_i(t)$, а также являющийся результатом различных погрешностей аппроксимации, принятых в модели.

Шум наблюдения аппроксимируем также гауссовым «белым» шумом со спектральной плотностью мощности V_H . Алгоритм получения оценки ВВК для данного случая является стандартным и определяется из стохастического дифференциального уравнения

$$d\hat{w}_i/dt = -a_i(t)\hat{w}_i(t) + \sum_{j=1}^N K_{ij}(t)F_j'(\hat{w}_i, t), \quad (40)$$

где $F_j'(\hat{w}_i, t) = dF_j(\hat{w}_i, t)/d\hat{w}_i$ – N -мерный вектор-столбец, полученный через производные по времени наблюдения от логарифма функции правдоподобия

$$F_j(w_t, t) = \frac{1}{V_H} [2y_\varnothing(t)y(w_t, t) - y^2(w_t, t)], \quad (41)$$

$K_{ij}(t)$ – дисперсия ошибки оценки, описываемая уравнением Риккати

$$dK(t)/dt = B(t)V_H B^T(t) + K(t)A(t) + A^T(t)K(t) - K(t)F''(\hat{w}_i, t)K(t), \quad (42)$$

здесь $F''(\hat{w}_i, t) = d^2F(\hat{w}_i, t)/d\hat{w}_i^{(i)}d\hat{w}_i^{(i)}$ – квадратная $N \times N$ – матрица, $A(t)$ – диагональная матрица с элементами $a_i(t)$.

С учетом (4) значения производных в выражении (41) определяются выражениями следующим образом:

$$F'(\hat{w}_i, t) = \begin{pmatrix} F_1' \\ F_2' \\ \dots \\ F_N' \end{pmatrix}; F''(\hat{w}_i, t) = \begin{pmatrix} F_{11} & F_{12} & \dots & F_{1N} \\ F_{21} & F_{22} & \dots & F_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ F_{N1} & F_{N2} & \dots & F_{NN} \end{pmatrix},$$

где $F_j = 2V_H^{-1}[y_\varnothing(t) - y(w_t, t)]x_j(t) = 2V_H^{-1}v(t)x_j(t)$; $F'(\hat{w}_i, t) = 2V_H^{-1}v(t)x(t)$; F_{ij} – элемент матрицы $F''(\hat{w}_i, t)$, стоящий на ij -м месте, $F_{ij} = -x(t)x_j(t)$

С учетом этого уравнения оценки ВВК (40) приобретает вид

$$\begin{aligned} d\hat{w}_i(t)/dt &= -a_i(t)\hat{w}_i(t) + \sum_{j=1}^N 2K_{ij}(t)V_H^{-1}[y_\varnothing(t) - y(t)]x_j(t) = \\ &= -a_i(t)\hat{w}_i(t) + 2V_H^{-1}v(t)\sum_{j=1}^N K_{ij}(t)x_j(t). \end{aligned} \quad (43)$$

или в векторной форме

$$d\hat{W}(t)/dt = A(t)\hat{W}(t) + 2V_H^{-1}v(t)K_{ij}(t)X(t). \quad (44)$$

Уравнению (43) соответствует структурная схема алгоритма оценки ВВК ААР, представленная на рис. 5.

Перевод в дискретную форму этого алгоритма осуществляется обычным методом [10].

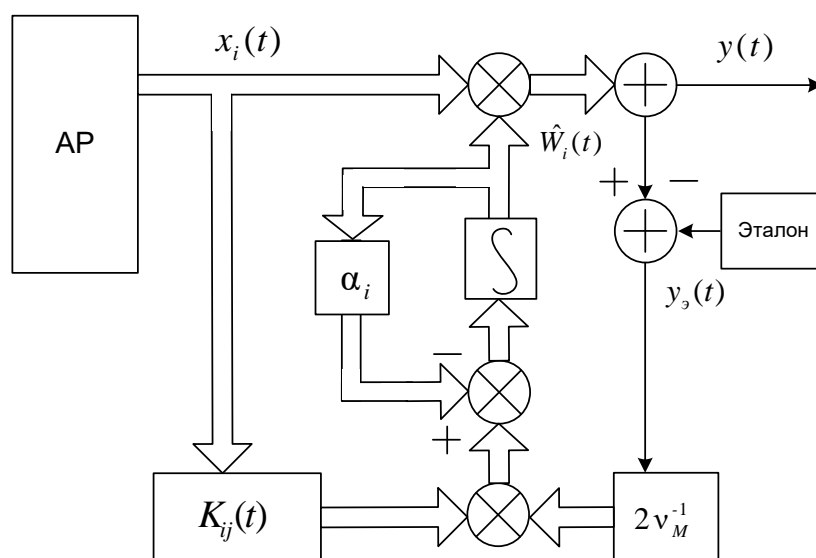


Рис. 5. Структурная схема алгоритма оценки ВВК ААР

Из сопоставления алгоритмов (43) – (44) и (31) – (33) видно, что их структуры весьма сходны. Однако у алгоритма (43), использующего модель (38) вместо коэффициента $2\mu_i$, используется коэффициент в виде суммы функций: $2V_H^{-1} \sum_{j=1}^N K_{ij}(t)$. Это,

с одной стороны, позволяет с помощью величины V_H^{-1} учитывать различные значения уровней шумов в каналах наблюдения (с увеличением уровня шумов коэффициент усиления уменьшается), а с другой – с помощью функций $K_{ij}(t)$ обеспечивать наличие перекрестных (межканальных) связей за счет других $i \neq j$ (при $i, j = \overline{1, N}$) каналов и приемных элементов ААР. Приведенные исследования показывают, что эти процедуры сходятся к установившемуся состоянию на интервале $\tau \leq \tau_{кор}$, т. е. при выборе шага дискретизаций $\Delta t = 0,1\tau_{кор}$ переходный процесс завершается уже за 3÷10 шагов. Рассмотренная задача оценки ВВК линейна как по постановке (39), (36), так и по решению (32) - (44) и соответствует линейному варианту фильтра Калмана-Бьюси. Отличительной особенностью полученного здесь решения является то, что апостериорная дисперсия (42) оказалась зависимой от результатов наблюдений за счет наличия матрицы $F''(\hat{w}_t, t)$. В отличие от классических решений здесь требуется вычисление значений матрицы $K_{ij}(t)$ в реальном масштабе времени.

Синтез алгоритмов ААР в пространстве состояний допускает и дальнейшее обобщение. Это обобщение может быть распространено и на нелинейные задачи. Так, наличие нелинейностей амплитудной и фазовой характеристик в N каналах приема, а также ограничение динамического диапазона этих каналов могут быть учтены в уравнении наблюдения, которое в отличие от (4), (39) принимает нелинейный вид:

$$y(t) = W^T(X_t, t); \quad y(t) = W_{opt}^T(x_t, t)X(t) + v_n(t). \quad (45)$$

$W(x_t, t)$ – ВВК, зависящий от параметров наблюдаемого процесса $x(t)$.

Нелинейным может оказаться и уравнение состояния (40). Так, могут быть учтены нелинейность частотной характеристики контура управления и другие нелинейности регулировочной характеристики (например, ее астатизм или гистерезисный вид). Эта нелинейность может быть выражена с помощью коэффициента сноса $a_i(w_t, t)$, позволяющего учитывать зависимость указанных характеристик от величины оцениваемого значения ВВК. Может быть также учтена нелинейность регулировочной характеристики типа зависимости оцениваемого ВВК от самой его величины с помощью коэффициентов сноса, а также величин $b_{ij}(w_t, t)$. С учетом упомянутых нелинейностей уравнения состояния представляются в виде

$$dw(t)/dt = -a(w_t, t) + \sum_{j=1}^N b_{ij}(w_t, t)V_m^{(j)}(t). \quad (46)$$

Общий вид нелинейного алгоритма ААР в соответствии с выражениями (45) и (46) представлен на рис. 6.

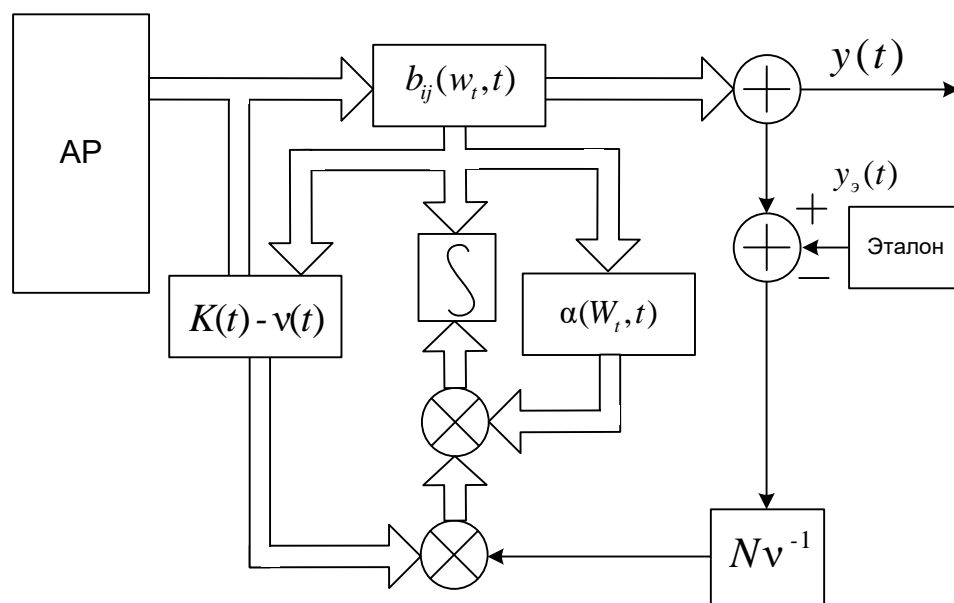


Рис. 6. Нелинейный алгоритм ААР

Некоторая конкретизация линейных алгоритмов ААР имеется в работе [10]. Нелинейные алгоритмы ААР до настоящего времени остаются ещё слабо исследованной стороной общей проблемы антенной техники, что объясняется, с одной стороны, новизной этого научного направления, а с другой – сложностью исследований, требующих конкретизации нелинейности и специфичностью решений.

4. Анализ эффективности ААР, выполненных по критерию МСКО

Для практических целей большой интерес представляет анализ степени подавления суммарных помех на выходе ААР с оптимальными весовыми коэффициентами в установившемся режиме при неизменной сигнально-помеховой обстановке.

Такая ситуация типична для случая приема полезных сигналов i -й АС при наличии мешающих воздействий от других АС. Поэтому анализ эффективности ААР проведем путем сравнения соответствующих соотношений сигнал/(помеха + шум) на входе и выходе решетки. Для анализа выберем линейный алгоритм ААР с оценкой ВВК по формуле (11).

Анализ эффективности ПВОС будем проводить по следующим двум показателям:

$$\eta_0(t) = \frac{W^T(t)R_{SS}W(t)/W^T(t)R_rW(t)}{W^T(0)R_{SS}W(0)/W^T(0)R_rW(0)}, \quad (47)$$

$$\eta_i(t) = \frac{W^T(t)R_{ss}^{(i)}W(t)/W^T(t)R_{rs}^{(i)}W(t)}{W^T(0)R_{ss}^{(i)}W(0)/W^T(0)R_{rs}^{(i)}W(0)}, \quad (48)$$

где $W(t)$ – значение ВВК после адаптации; $W(0)$ – значение ВВК до адаптации; $R_{SS} = E\{S_n(t)S_n^T(t)\}$ – КМ – сигналов; $S_n(t) = [S_{n1}(t), S_{n2}(t), \dots, S_{nL}(t)]$ – суммарный вектор напряжений сигналов на выходе элементов АР; $R_{SS}^{(i)} = E\{S^{(i)}(t)S^{(i)T}(t)\}$ – КМ i -го сигнала; $R_{rs}^{(i)} = E\{P(t) + S^{(-i)}(t)[P(t) + S^{(-i)}(t)]^T\}$ – КМ помех и всех сигналов кроме i -го; $i = \overline{1, L}$.

Показатель (47) является общепринятым при анализе эффективности ПВОС [13, 14] и характеризует степень подавления помех (коэффициент помехозащиты) при использовании методов ПВОС. Показатель (48) характеризует коэффициент помехозащиты для каждого из сигналов и позволяет оценить ослабление полезных сигналов при применении ПВОС.

Рассмотрим вначале значения показателей эффективности из выражений (47), (48) при воздействии одной ($J=1$) сосредоточенной узкополосной помехи $n(t)$ и шума $v(t)$. Численные значения коэффициентов $\eta_0(t)$ и $\eta(t)$ получим для различных уровней сигналов и помех, а также углов прихода вводной плоскости X . Очевидно, для плоскости Y результаты будут аналогичны. Направление прихода сигнала выберем $\theta_s = 0$. На рис. 7-9 представлены графики зависимостей коэффициентов $\eta_0(t)$ и $\eta(t)$ от значения разницы угла направлений прихода сигнала и помехи $\Delta\theta^0$ для

различного числа антенных элементов N . Из анализа зависимостей можно видеть, что с увеличением числа N значения коэффициентов $\eta_0(t)$ и $\eta(t)$ существенно возрастают. При этом теоретически могут быть получены значительные превышения уровней подавления помех по отношению к сигналу при различных направлениях их прихода θ_n и θ_s , достигающие 50 дБ и более (рис. 7).

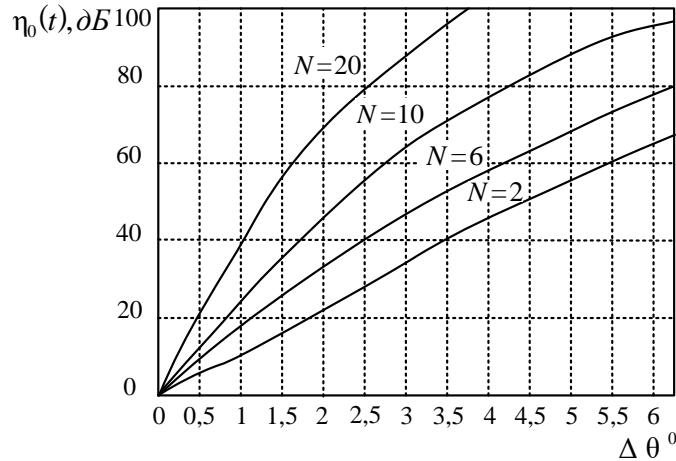


Рис. 7. Графики зависимостей коэффициента подавления помех $\eta_0(t)$ от значения различия угла прихода сигнала и помехи $\Delta\theta$

Однако при любом числе N характерно снижение всех выбранных коэффициентов эффективности с приближением направления прихода помехи θ_n к сигналу θ_s (при $(\theta_n - \theta_s) \rightarrow 0$), что можно интерпретировать как «ослепление» ААР. С увеличением уровня помех по сравнению с шумом $P_n/P_u = 10$ дБ и $P_n/P_u = 100$ (рис.8) показатель $\eta(t)$ растет, что объясняется точностью оценки значений $\hat{W}_i(t)$.

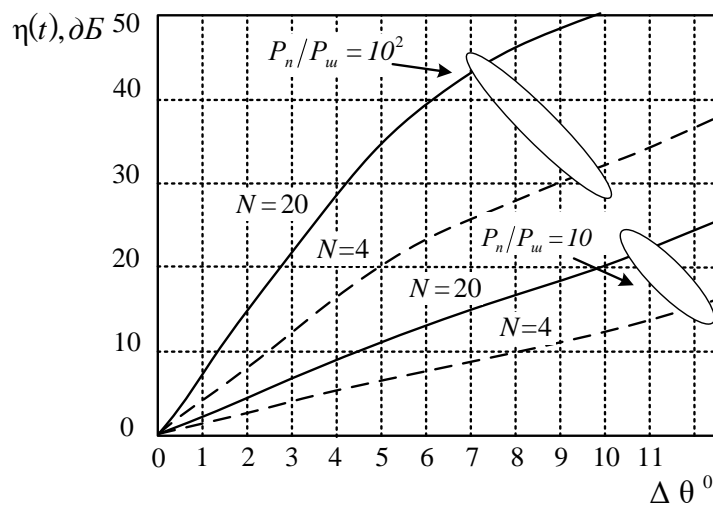


Рис. 8. Графики зависимостей коэффициента помехозащиты $\eta(t)$ от значения различия угла прихода сигнала и помехи $\Delta\theta$

В данном случае обработка способствует уменьшению относительного уровня помехи на выходе ААР, хотя абсолютное значение ее, являющееся одним из компонентов шума наблюдения V_n , увеличивается за счет роста дисперсии ошибки оценки $K_{ij}(t)$.

На рис. 9 представлены графики $\eta(t)$ для случая воздействия двух помех $n^{(1)}(t)$ и $n^{(2)}(t)$ в зависимости от изменения направления прихода одной из них при фиксированном направлении другой ($\theta_s = 5^\circ$). Графики, приведенные на рис. 10, отличаются от изображенных на рис. 9 тем, что при совпадении направлений прихода помех ($\theta_1 = \theta_2 = 5^\circ$) отмечается увеличение эффективности ААР на 10-15 дБ. В данном случае воздействие нескольких помех, приходящих с одного и того же направления, воспринимается как воздействие одной помехи с суммарной мощностью $P_{n\Sigma} = P_{n1} + P_{n2}$. То есть воздействие нескольких помех, приходящих с различных направлений ($\theta_{n1} \neq \theta_{n2}$), приводит к большим потерям по сравнению со случаем воздействия одной помехи суммарной мощности.

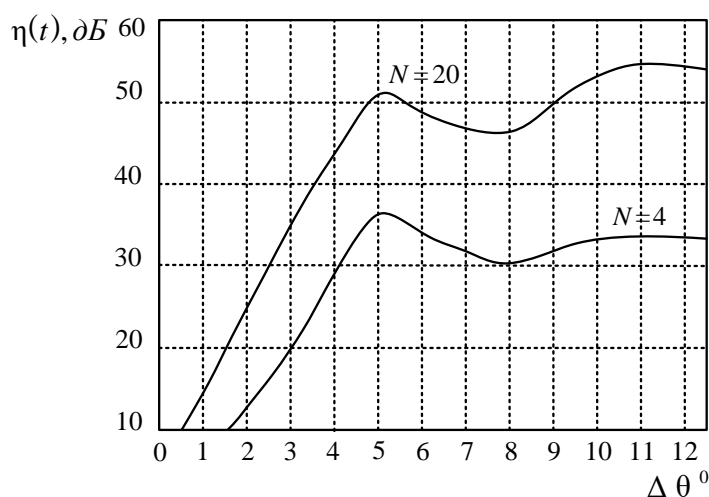


Рис. 9. Графики зависимостей коэффициента помехозащиты $\eta_0(t)$ от значения различия угла прихода сигнала и помехи $\Delta\theta$

Численные значения коэффициентов (47) и (48) получены без учета технологических погрешностей антенных систем, конечной развязки между антенными элементами ААР и других ограничений, встречающихся на практике. Все эти ограничения соответствующим образом снижают эффективность ААР. Поэтому значения приведенных показателей можно рассматривать как потенциально возможные.

Исследования чувствительности ААР по показателям (47)-(48) к отклонению параметров выбранной модели, в частности, к наличию не учитываемых в модели случайных флуктуации ВВК, показывают, что ошибка в задании коэффициента сноса $a_i(t)$, входящего в уравнение состояния, в одну и другую сторону на порядок приводит к потерям эффективности, не превышающим 1 дБ. В то же время пренебре-

жение флуктуациями фазового фронта принимаемых сигналов и помех связано с потерями, достигающими 5-7 дБ.

Данные результаты аналогичны полученным в задачах для ААР и могут быть распространены и на пространственно-поляризационно-временные задачи. При неизменной сигнально-помеховой обстановке, когда помехи полностью поляризованы, уравнение состояния (38) упрощается и приводится к виду $dW_i(t)/dt = 0$. Соответственно упрощены и уравнения (40), поскольку $A = 0$, то первое слагаемое в правой части (40) исчезает, что позволяет уравнение оценки в векторной форме записать в виде:

$$\frac{d\hat{w}}{dt} = K(t)A^T(t)V_H^{-1}(t). \quad (49)$$

Уравнение (49) представляет собой непрерывный вариант известной процедуры Уидроу-Хоффа. Таким образом, синтезированные алгоритмы можно рассматривать как обобщение процедуры для более сложной статистической ситуации и общих частично поляризованных полей.

Скорость сходимости рассмотренных процедур оценки достаточно высока и укладывается в пределы интервала коррекции для дискретных процедур она равна 10-15 шагам. При неоптимальных параметрах фильтра, например, при использовании процедуры (49), для произвольной сигнально-помеховой ситуации это время возрастает и может достигать 300 шагов и более.

При этом уравнение (49) соответствует алгоритму обработки пространственно-временных сигналов и помех с плоским фазовым фронтом и точечным пространственным спектром. При флуктуационных же фронтах необходимо использовать процедуры вида:

$$d\hat{w}_i(t)/dt = -a_i(t)\hat{w}_i(t) + \sum_{j=1}^N K_{ij}(t)F_j^{\cdot}(\hat{w}_t, t), \quad (50)$$

где $F_j^{\cdot}(\hat{w}_t, t) = dF_j(\hat{w}_t, t)/d\hat{w}_t$ – N -мерный вектор столбец, полученный через производные по времени наблюдения от логарифма функции правдоподобия.

Проанализируем эффективность рассмотренных задач для различных значений угла δ , являющегося половиной центрального угла сферы Пуанкаре и соединяющего точки, которые соответствуют значениям поляризации сигнала и помехи. Для анализа выберем коэффициент η_0 (47), показывающий, насколько уровень сигнала по отношению к помехе на выходе системы больше, чем на входе. Значения оптимальных весовых коэффициентов определим из матричного уравнения Винера-Хопфа $W = R_{xx}^{-1}r_y$, где $R_{xx} = R_c + R_n + R_u$, а R_c, R_n, R_u – корреляционные матрицы сигнала, помехи и шума соответственно; r_{xy} – матрица взаимной корреляции между векторами принятого и эталонного сигналов.

Несмотря на то, что процедура анализа основана на уравнении фильтра Винера, она для данного случая может применяться, поскольку фильтр Калмана обладает той же эффективностью. Зависимость $\eta_0(t)$ от $\alpha_{Пв\text{ых}}$ представлена на рис. 10, откуда видно, что с уменьшением уровня шума степень подавления помехи растет.

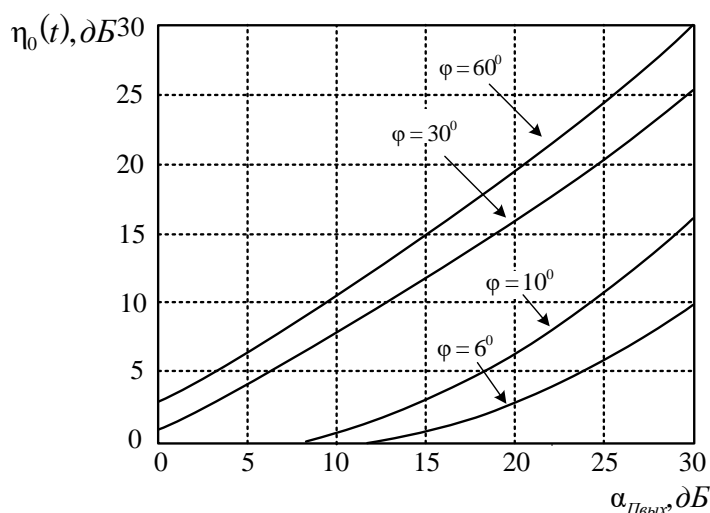


Рис. 10. Графики зависимостей коэффициента помехозащиты $\eta_0(t)$ от значения различия угла прихода сигнала и помехи $\Delta\theta$

Эффективность возрастает также при увеличении различия поляризации сигнала и помехи (с увеличением δ). Характерно, что даже при малом различии в поляризациях сигнала и помехи (при $\delta \leq 30^\circ$) можно достичь уровня подавления 20 дБ и более, что соответственно повышает качество ЭМД.

Выводы

1. Многостанционный доступ в системах мобильной связи может быть реализован с использованием пространственно-временных и пространственно-поляризационных параметров сигналов на существующей технической и технологической базе независимо от других используемых методов, что является результатом привлечения дополнительного ресурсного множества.

2. В результате проведенного анализа наиболее популярных методов и алгоритмов синтеза ААР, различающихся как назначением, так и критериями эффективности функционирования (МСКО, МВМ, МОСП) выявлено, что каждый из этих методов предполагает нахождение оценки вектора весовых коэффициентов, включенных на выходе АЭ антенной решетки. Данные методы являются асимптотическими и основанными на обращении выборочной ковариационной матрицы принимаемых сигналов, предполагая выполнение условий стационарности сигнально-помеховой обстановки, что требует априорного формирования выборочной статистики. Данные алгоритмы наиболее широко используются в задачах анализа, в то время как в задачах синтеза обычно используют рекурсивные процедуры.

3. Рекуррентные методы, основанные на градиентных процедурах в стационарных условиях, и асимптотические методы при прочих равных допущениях обладают одинаковой эффективностью. Вместе с тем, использование в задачах ПВД рекурсивных процедур реализации ПВОС является более конструктивным, поскольку позволяет осуществлять коррекцию ВВК в реальном масштабе времени, что особенно важно для связи с перемещающимися АС. Рассмотренные алгоритмы Уидроу-Хоффа, являющиеся относительно простыми, однако для их сходимости требуется 50-150 шагов дискретизации, что для задач ПВД может оказаться недопустимым, поскольку саму задачу ПВД необходимо завершить по времени предоставления услуги АС, т.е. за $t \leq 2 \div 5$ сек. Более подходящими являются процедуры Каламана-Бьюси, ориентированные на более динамичную сигнально-помеховую обстановку и время сходимости $3 \div 10$ шагов дискретизации.

4. Анализ качества ПВД проведен по критериям уровней подавления прочих излучений при приеме сигнала АС. Из графиков следует, что эти уровни теоретически могут достигать значительных величин: 40-60 дБ и более. Реальные уровни очевидно следует ожидать на уровне теплового шума, т.е. на уровне 20-27 дБ.

5. При поляризационно-временной обработке сигналов АС могут быть использованы алгоритмы, аналогичные пространственно-временной обработке. Совместное использование двух указанных методов приводит к возрастанию возможностей ПВД и непосредственно влияют на саму концепцию функционирования мобильной телекоммуникационной системы.

Список литературы:

1. Монзинго Р. А. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию / Р.А. Монзинго, Т.У.Миллер. – М. – Радио и связь, 1986. – 448 с.
2. *Popovskij V.* Control and adaptation in telecommunication system: Mathematical foundations / V. Popovskij, A. Barkalov, L. Titarenko. – Том 94. – Springer Science & Business Media, 2011. – 330 p.
3. Математичні основи теорії телекомунікаційних систем / В.В.Поповський, С.О. Сабурова, Ю.Ю. Коляденко та ін. / За загальною редакцією В.В.Поповського. – Харків: ТОВ «Компанія СМІТ», 2006. – 564 с.
4. *Баланис К. А.* Введение в смарт-антенны / К.А. Баланис, П. И. Иоанидес.– 2012. – 200 с.
5. *Марков Г.Т.* Антенны. Учебник для студентов радиотехнических специальностей вузов / Г. Т. Марков, Д. М.Сазонов. – Изд. 2-е, перераб. и доп. М. – «Энергия». – 1975. –528 с.
6. *Поповский В.В.* Математические основы управления и адаптации в телекоммуникационных системах: учебник / В.В. Поповский, В.Ф. Олейник. – Харьков: СМІТ, 2011. – 362 с.
7. *Поповский В.В.* Методы научных исследований в телекоммуникациях. Учебное пособие. 2 т. – Х. ТОВ “СМІТ”, 2012. – 173 с.
8. *Караваев В.В.* Статистическая теория пассивной локации / В.В. Караваев, В.В. Сазонов. – М.: Радио и связь, 1987. – 240 с.
9. *Марковская теория оценивания в радиотехнике / Под ред. М. С. Ярлыкова.* – М.: Радиотехника, 2004. – 504 с.

10. Родимов А.П. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех / А.П.Родимов, В.В.Поповский. – М.: Радио и связь. – 1984.– 272 с.
11. Марчук Л.А. Пространственно-временная обработка сигналов в линиях радиосвязи / Л.А. Марчук. – Л.: ВАС, 1991. – 136 с.
12. Уидроу Б. Адаптивная обработка сигналов / Б.Уидроу, С.Стирнз. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
13. Электромагнитная доступность источников радиоизлучений. Учебное пособие / Под ред. В. В. Поповского. – Л.: ВАС, 1987. – 262 с.
14. Пространственно-временная обработка сигналов / Под ред. И. Я. Кремера. –М.: Радио и связь, 1984. – 224 с.

УДК 057.087.1:621.391.26

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ АМПЛИТУДНОГО И ФАЗОВОГО СПЕКТРОВ РЕЧЕВОГО СИГНАЛА ПОЛЬЗОВАТЕЛЯ СИСТЕМ ГОЛОСОВОЙ АУТЕНТИФИКАЦИИ



О.Н. ФАЙЗУЛАЕВА, Н.С. ПАСТУШЕНКО

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Abstract – The scientific challenge of improving the quality of voice authentication of computer systems and networks using the phase component of the registered user speech signal is considered. The object of research is the process of digital signal processing in the voice authentication systems. The methods and procedures for digital processing of speech signals are studied in relation to the voice authentication systems. The voice signal of the user, which comprises a sequence of the same digits entered into the laptop via an amplifier and microphone, has been subject to processing. The procedures of digital processing included the Hilbert transform, the calculation of the speech signal phase and the construction of the amplitude and phase spectra. The cross-correlation coefficient has been used as the quantitative characteristics to assess the amplitude and phase spectra informativeness of the user voice signal. As the results of experimental studies have shown, the most informative area for both the amplitude and phase spectra is low frequencies (600 Hz). However, the amplitude spectrum informativeness is almost twice higher than the informativeness of the phase spectrum. The latter can be conditioned by the fact that for the calculation of the quadrature component of the speech signal Hilbert transform has been used, which does not always give satisfying results in processing of polyharmonic and nonstationary data. The obtained results can be useful for specialists, performing research in speech and speaker recognition.

Анотація – Розглядається наукове завдання підвищення якості голосової аутентифікації комп'ютерних систем і мереж за рахунок використання фазової складової мовного сигналу користувача, що реєструється. Об'єктом дослідження є процес цифрової обробки сигналів у системах голосової аутентифікації. Досліджуються методи й процедури цифрової обробки мовних сигналів, що застосовуються до систем голосової аутентифікації. Обробці піддавався мовний сигнал користувача. Процедури обробки включали перетворення Гільберта, розрахунок фази мовного сигналу та побудова амплітудного й фазового спектрів. Як свідчать результати експериментальних досліджень, найбільш інформативною є область низьких частот (до 600 Гц), як для амплітудного, так і для фазового спектрів. Разом з тим, інформативність амплітудного спектру майже у два рази перевищує інформативність фазового спектру.

Анотация – Рассматривается научная задача повышения качества голосовой аутентификации компьютерных систем и сетей за счет использования фазовой составляющей регистрируемого речевого сигнала пользователя. Объектом исследования является процесс цифровой обработки сигналов в системах голосовой аутентификации. Исследуются методы и процедуры цифровой обработки речевых сигналов применительно к системам голосовой аутентификации. Обработке подвергался речевой сигнал пользователя. Процедуры обработки включали преобразование Гильберта, расчет фазы речевого сигнала и построение амплитудного и фазового спектров. Как свидетельствуют результаты экспериментальных исследований, наиболее информативной является область низких частот (до 600 Гц), как для амплитудного, так и для фазового спектра. Вместе с тем, информативность амплитудного спектра почти в два раза превышает информативность фазового спектра.

Введение

Работа коммерческих и некоммерческих организаций, финансовых институтов и предприятий связана с широким использованием различных ресурсов и услуг, доступ к которым осуществляется с помощью современных телекоммуникационных систем. В связи с тем, что доступ к информационным и финансовым ресурсам осуществляется по открытым каналам связи, особое внимание необходимо уделять методам и средствам защиты. Основная мировая тенденция – ориентация на построение

ние телекоммуникационных сетей на базе архитектуры TCP/IP, в рамках которой создаются защищенные каналы передачи данных, реализуемые на базе методов и средств шифрования и аутентификации.

При этом методы аутентификации являются первым барьером, который предназначен для борьбы со злоумышленниками и определяет права и возможности авторизованного пользователя. В последнее время для повышения надежности аутентификации используются биометрические признаки (образы) пользователя, и в первую очередь, внешний вид лица, папиллярный узор пальцев и радужная оболочка глаз. Принятое решение странами G8 по использованию в качестве основных указанных выше признаков, которые относятся к статическим биометрическим образам пользователя, очевидно, оказалось ошибочным. Поскольку эти признаки позволяют качественно решать задачи идентификации пользователя, образ которого хранится в базе. В тоже время, сохранение в тайне статических признаков человека и исключение их подделки может быть реализовано только через обеспечение анонимности пользователя. Более того, указанные биометрические признаки при обработке имеют ограниченный неизменяемый объем исходных данных.

Поэтому в последнее время все больше внимания уделяется применению в системах доступа динамических биометрических признаков, таких как голос, клавиатурный почерк, личная подпись и др. Динамические биометрические признаки пользователя обладают неограниченным объемом анализируемых данных, например, за счет увеличения размеров исследуемого фрагмента речи. Более того, содержание анализируемого фрагмента и его размеры могут автоматически задаваться системой доступа, в зависимости от ее текущих качественных характеристик.

В связи с этим, в настоящее время все больше внимания уделяется исследованиям по использованию динамических биометрических признаков и в первую очередь, голосового сигнала пользователя. Системы голосовой аутентификации (СГА) обладают рядом дополнительных преимуществ, таких как: простота, удобство, экономичность, возможность удаленной аутентификации и др. СГА позволяют использовать все преимущества и достижения современной цифровой обработки сигналов. Здесь же следует заметить, что в современных голосовых системах аутентификации используются амплитудные характеристики, хотя давно известно, что фазовые характеристики являются более информативными [1]. В связи с бурным развитием цифровых сигнальных процессоров в последнее время проявился большой интерес к фазовым характеристикам и их более широкому использованию в цифровой обработке сигналов. К сожалению, в системах обработки речевых сигналов их фазовые характеристики традиционно игнорируются [2]. В статье [3] выполнен сравнительный анализ процедур оценки фазовых соотношений между колебаниями основного тона и обертонов речевых сигналов, которые авторы предлагают использовать для решения задач распознавания звуков речи и идентификации дикторов.

Цель настоящей статьи – сравнительная оценка информативности амплитудных и фазовых характеристик голосового сигнала пользователя применительно к СГА. Объектом исследования является процесс цифровой обработки сигналов в СГА.

В качестве количественной характеристики, вводимой для оценки информативности (количества сведений и знаний) амплитудных и фазовых характеристик голосового сигнала пользователя, будем использовать коэффициент взаимной корреляции. Данный коэффициент удовлетворяет всем требованиям, предъявляемых к количественному показателю: имеет название, математическое представление, физический смысл, размерность и возможные пределы изменений.

Известно, что в настоящее время в СГА используются преимущественно спектральные характеристики речевого сигнала пользователя. Например, в [4] использовалась огибающая амплитудного спектра (АС) голосового источника, в [5] предложен метод кепстрального преобразования АС речевых сигналов, в [6] применялась модель, в которой спектрально-временные характеристики речевого сигнала анализируются гребенкой фильтров, в [7, 8] исследовалось влияние двух микрофонов на качество процедур аутентификации.

При этом, как и в [9], будут подвергаться сравнительному анализу спектральные характеристики речевого сигнала, зарегистрированного с помощью одного канала (микрофона) [7]. При этом основное внимание будем уделять анализу диапазона АС до 8 кГц, что обусловлено наличием отличительных признаков пользователя в диапазоне от 100 Гц до 8 кГц [10, 11]. Для этого рассчитанный амплитудный (фазовый) спектр, диапазон изменения которого определяется половиной частоты временной дискретизации, будем ограничивать частотой 8 кГц («короткий» спектр). Наряду с АС, будем рассчитывать и фазовый спектр (ФС) речевых сигналов, а также оценим их информативность.

I. Методика и результаты исследований амплитудного и фазового спектров

Анализу подвергался речевой сигнал пользователя, который произносил цифры от 0 до 9. Ввод речевого сигнала осуществлялся с расстояния 0,7,...,1 м по нормали к оси микрофона в замкнутом помещении. Регистрация речевых сигналов осуществлялась с помощью ноутбука, к которому подключался микрофон с усилителем. В качестве помехового сигнала имел место акустический шум работы винчестера, а также внутренние шумы микрофона и усилителя. Частота дискретизации сигнала – 64 кГц. Отношение сигнал/шум экспериментальной последовательности составляло примерно 25 дБ. Естественно, предположить, что наиболее информативные участки «короткого» спектра в последовательности (одной и той же цифры) речевых сигналов должны совпадать и иметь, например, большой коэффициент взаимной корреляции. В этом будет заключаться исследуемая гипотеза.

Ниже представлены два речевых сигнала цифры «1» (рис. 1 а) и «короткий» спектр указанных сигналов (рис. 1 б). Здесь и далее изображение первого сигнала на графиках будет представлено красным цветом, а второго – синим.

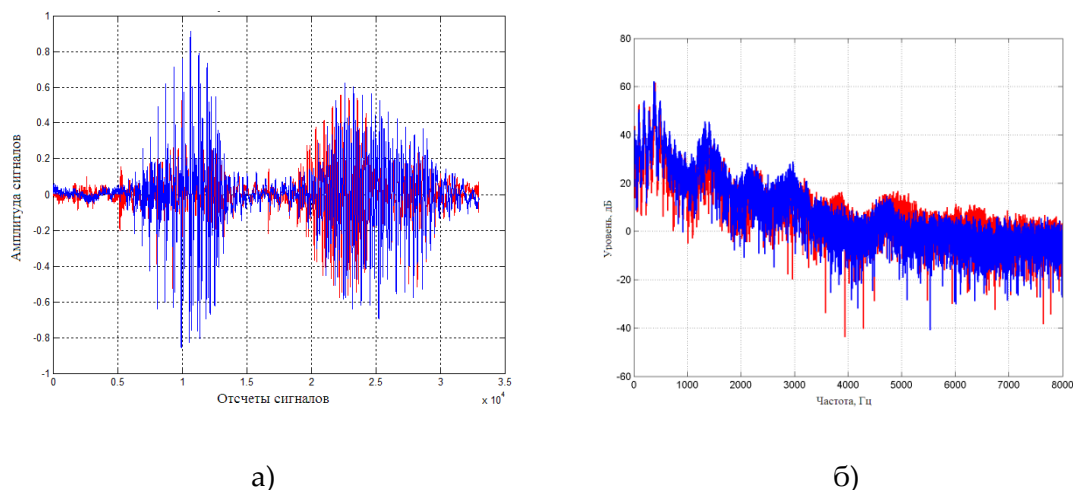


Рис. 1. Речевые сигналы цифры «1» (а) и их «короткий» амплитудный спектр (б)

В качестве оцениваемого параметра будем использовать коэффициент взаимной корреляции (КВК). Для расчета КВК использовалось известное соотношение для двух дискретных последовательностей [12]

$$k = \frac{\sum_{i=1}^N (K_i - m_e) \cdot (\hat{K}_i - m_r)}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (K_i - m_e)^2 \cdot \sum_{i=1}^N (\hat{K}_i - m_r)^2}},$$

где K_i и \hat{K}_i – анализируемые цифровые последовательности, $i = 1, \dots, N$ – номер отсчета анализируемой последовательности, N – количество анализируемых отсчетов, m_e, m_r – оценки математического ожидания анализируемых последовательностей. Ниже в качестве последовательностей рассматриваются либо речевые сигналы, либо их амплитудные (фазовые) спектры. Заметим, что КВК речевых сигналов равен 0,3. Низкий КВК анализируемых сигналов во временной области обусловлен тем, что не выполнены процедуры масштабирования и передискретизации. Указанные процедуры во временной области требуют значительных вычислительных затрат. КВК амплитудных спектров анализируемых сигналов равен 0,75, а «коротких» спектров – 0,83, т.е. в частотной области корреляция рассматриваемых сигналов выше.

Для анализа ФС исследуемых сигналов необходимо выполнить ряд дополнительных операций, таких как:

- расчет мнимой (квадратурной) составляющей аналитического сигнала;
- оценка фазы речевого сигнала в каждой точке регистрации;
- построение фазового спектра.

Для расчета мнимой составляющей использовалось преобразование Гильберта [13]. «Короткий» ФС анализируемых речевых сигналов представлен на рис. 2 а. КВК фазовых спектров анализируемых сигналов равен 0,5, а «коротких» спектров –

0,57. Указанные цифры свидетельствуют о меньшей информативности ФС речевого сигнала по отношению к амплитудному.

Проанализируем амплитудные и фазовые спектры исследуемых сигналов более детально. Для этого оценим КВК в «скользящем окне», которое включает часть элементов исходных спектров. После расчета и регистрации одного значения КВК «скользящее окно» сдвигается на один отсчет. Далее расчет величины k повторяется.

Здесь обратим внимание на порядок выбора размера «скользящего окна» (или выбора числа элементов последовательности), по которым будет осуществляться расчет текущей оценки коэффициента взаимной корреляции. Математические соображения, лежащие в основе выбора ширины «скользящего окна», должны отвечать двум противоречивым требованиям, а именно:

- размер «скользящего окна» должен быть достаточно широким для обеспечения хороших статистических свойств рассчитываемой оценки;
- размер «скользящего окна» должен быть как можно меньше для того, чтобы «прорисовывалась тонкая структура» линии регрессии, в частности вершины и щели мультиплетов, зависимости коэффициента взаимной корреляции.

Исследования показали, что для расчетов целесообразно выбрать ширину «скользящего окна» в 100 элементов. Это значение будет удовлетворять указанным выше требованиям. Графики полученных зависимостей КВК исследуемых спектров двух цифр «1», рассчитанные указанным выше способом, представлены на рис. 2 б.

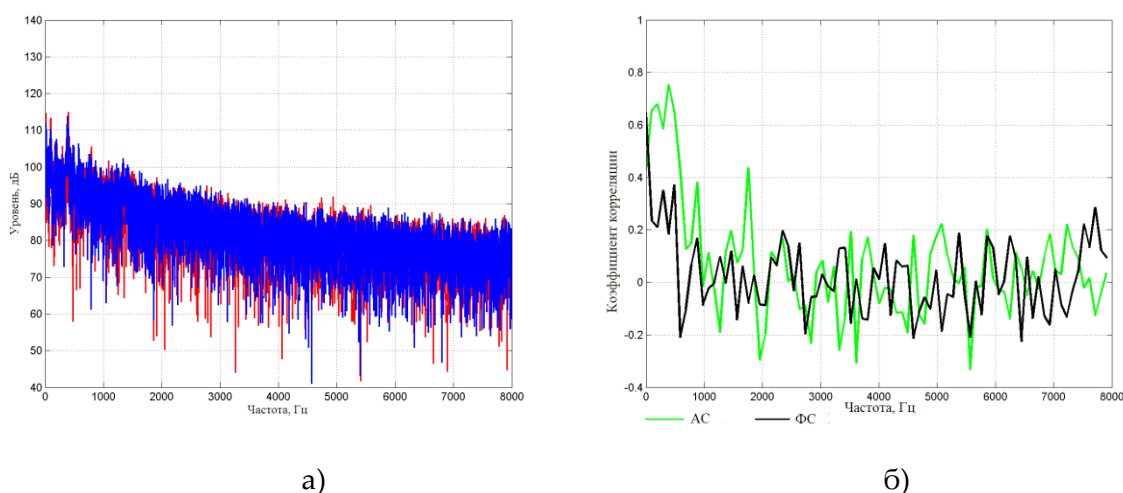


Рис. 2. «Короткий» фазовый спектр (а) и коэффициент корреляции анализируемых спектров речевого сигнала цифры «1» (б)

Поскольку максимум КВК достигается в области низких частот (см. рис. 2 б), ниже проанализируем указанную часть спектров (см. рис. 3 а). Анализ рис. 3а свидетельствует о большей информативности АС по отношению к ФС. При этом максимум коэффициента корреляции АС анализируемых сигналов достигается в области 400 Гц. Здесь же находится локальный минимум КВК для ФС.

Для детального исследования характера полученных зависимостей уменьшим размер «скользящего окна». На рис. 3б представлены зависимости, полученные для

размера «скользящего окна» равного 50 отсчетам. Анализ представленных на рис. 3б зависимостей свидетельствует о том, что уменьшение размера «скользящего окна» позволяет получить более ярко выраженные максимумы исследуемого показателя.

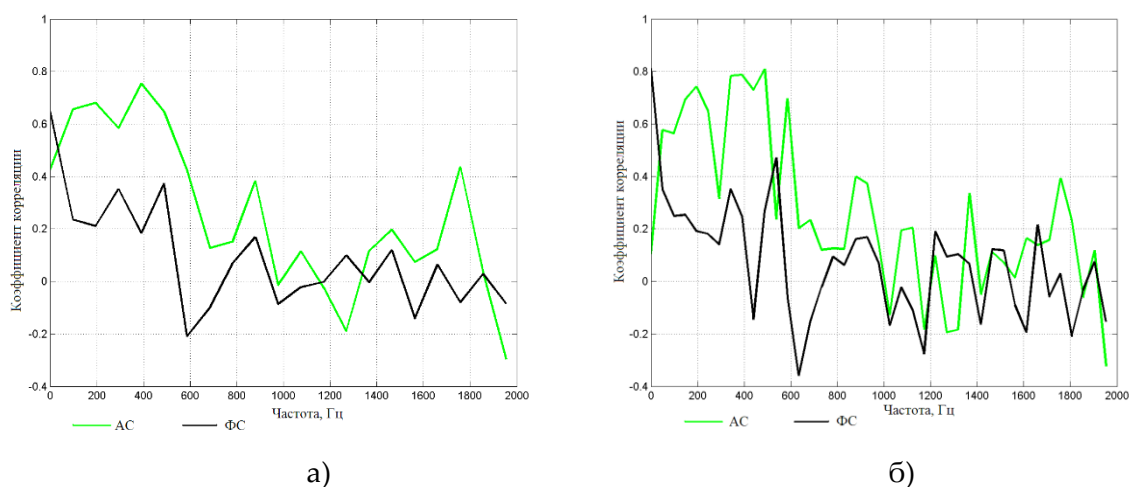


Рис. 3. Коэффициент корреляции амплитудных и фазовых спектров речевого сигнала цифры «1» в области низких частот (а - окно 100 отсчетов; б - окно 50 отсчетов)

При этом для АС имеем максимум оценки КВК в районе 200 Гц и в начале канала «тональной» частоты. Для ФС максимумы исследуемой оценки находятся в начале канала «тональной» частоты и в районе 500 Гц.

Вместе с тем, информативность ФС голосовых сигналов существенно уступает АС, что противоречит результатам, полученным в [1] при обработке информации изображений. Причиной низкой информативности фазовых характеристик может быть их недостаточное качество. Для расчета фазы использовались данные преобразования Гильберта, которое может давать ошибочные результаты при обработке речевых сигналов, являющихся полигармоническими и не всегда стационарными. Данное предположение требует дополнительных исследований.

Выводы

Рассмотрена задача сравнительной оценки информативности амплитудного и фазового спектров речевого сигнала пользователя в системах голосовой аутентификации. Результаты получены в процессе цифровой обработки экспериментальных данных речевого сигнала пользователя, который вводился в компьютер с помощью микрофона и усилителя. Сравнение спектров выполнялось для одной и той же цифры, которая произносилась пользователем системы доступа несколько раз. В процессе анализа материалов регистрации речевых сигналов при решении задач аутентификации пользователя особое внимание целесообразно уделять области низких частот (до 600 Гц), где находятся максимумы коэффициента взаимной корреляции. Более информативным является амплитудный спектр речевого сигнала, который имеет примерно в два раза больший коэффициент корреляции.

Низкая информативность фазового спектра может быть обусловлена тем, что для расчета квадратурной составляющей речевого сигнала использовалось преобразование Гильберта. Вопросы оценки качества формирования квадратурной составляющей для речевого сигнала, который является полигармоническим и не всегда стационарным, требуют дальнейших исследований. Полученные результаты могут оказаться полезными и при решении иных задач, связанных с обработкой речевых сигналов, например, при распознавании речи, построении систем физического доступа.

Список литературы:

1. *Оппенгейм А.В., Лим Дж.С.* Важность фазы при обработке сигналов // ТИИЭР. – Т. 69 (1981). – № 5. – С. 39–54.
2. *Beigi H.* Fundamentals of Speaker Recognition – NY: Springer, 2011. – 1029 с.
3. *Борисенко С.Ю., Воробьев В.И., Давыдов А.Г.* Сравнение некоторых способов анализа фазовых соотношений между квазигармоническими составляющими речевых сигналов // Сборник трудов 1-ой Всероссийской акустической конференции. – 2004. – С. 2-7.
4. *Sorokin V.N., Tsyplikhin A.I.* Speaker verification using the spectral and time parameters of voice signal // Journal of Communications Technology and Electronics. – 2010. – V. 55, N 12. – P. 1561–1574.
5. *Davis S., Mermelstein P.* Comparison of parametric representations for monosyllabic word recognition in continuously spoken sentences // IEEE Trans. Acoustics, Speech, Signal Process. – 1980. – V. 28, N 4. – P. 357–366.
6. *Patterson R.D., Holdsworth J.* A functional model of neural activity patterns and auditory images // Advances in Speech, Hearing and Language Processing. – 1996. – V. 3. – P. 547–563.
7. *Файзулаева О.Н., Невлюдов И.Ш.* Пути улучшения качества речевого сигнала пользователя систем голосовой аутентификации // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2014. – Выпуск 2 (90). – С. 118–123.
8. *Файзулаева О.Н., Невлюдов И.Ш.* Экспериментальные исследования программно-аппаратных средств ввода и выделения речевого сигнала пользователя систем голосовой аутентификации // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2014. – Выпуск 5 (93). – С. 77–82.
9. *Пастушенко Н.С.* Экспериментальное исследование информативности амплитудного спектра голосового сигнала для аутентификации пользователя [Электронный ресурс] / Н.С. Пастушенко, Б.Д. Малонга, О.Н. Файзулаева // Проблемы телекоммуникаций. – 2015. – № 2 (17). – С. 3–11. – Режим доступа к журн.: http://pt.journal.kh.ua/2015/2/1/152_pastushenko_research.pdf.
10. *Besacier L., Bonastre J.-F.* Subband architecture for automatic speaker recognition // Signal Process. – 2000. – V. 80. – P. 1245–1259.
11. *Lu X., Dang J.* An investigation of dependencies between frequency components and speaker characteristics for text-independent speaker identification // Speech Communication. – 2007. – V. 50, N 4. – P. 312–322.
12. *Гмурман В.Е.* Теория вероятностей и математическая статистика. – М.: Высшая школа, 1999. – 479 с.
13. *Бендат Дж.* Прикладной анализ случайных данных: пер с англ. / Дж. Бендат, А. Пирсол: пер. с англ. под ред. И.Н. Коваленко. – М.: Мир, 1989. – 540 с.

УДК 621.391

МЕТОД КОМБИНИРОВАННОГО ДЕКОДИРОВАНИЯ КОДОВ С МАЛОЙ ПЛОТНОСТЬЮ ПРОВЕРОК НА ЧЕТНОСТЬ



Н.А. ШТОМПЕЛЬ

Украинский государственный университет
железнодорожного транспорта

Abstract – The error-correcting codes have been widely used in telecommunication systems. Currently low-density parity check codes became widespread. These codes have some advantages over turbo-codes and other code constructions. The iterative hard and soft decoding methods of low-density parity check codes are used. The soft belief propagation decoding allows increasing correcting capabilities such codes. Belief propagation decoding is suboptimal decoding and has reasonable error probability only for long low-density parity check codes. The maximum likelihood decoding can not be achieved even for medium-length codes in practice. The features of several decoding methods of block codes and low-density parity check codes are presented. The parity-check matrix and graphical representation of binary and bipolar low-density parity check codes are described. The joint approach for decoding low-density parity check codes with using population-based procedures is proposed. On the first stage of joint decoding hard decoding is performed on the basis on syndrome. Further soft belief propagation decoding is applied. After that decoding with using reliability information about received symbols and population-based procedures are performed. The implementation features of main decoding stages are given. The research results of performance joint decoding method for codes with different parameters are presented. Analysis of the obtained results showed that joint decoding method can be used for relatively long low-density parity check codes. The performance joint decoding method decreases with growth of the code length.

Анотація – Запропоновано комбінований підхід до декодування кодів з малою щільністю перевірок на парність з використанням популяційних процедур. Приведено особливості реалізації основних етапів декодування. Представлено результати дослідження ефективності методу комбінованого декодування для кодів з різними параметрами.

Аннотация – Предложен комбинированный подход к декодированию кодов с малой плотностью проверок на четность с использованием популяционных процедур. Приведены особенности реализации основных этапов декодирования. Представлены результаты исследования эффективности метода комбинированного декодирования для кодов с разными параметрами.

Введение

Для повышения достоверности передачи информации в телекоммуникационных системах широко используются различные методы помехоустойчивого кодирования. В настоящее время распространение получили коды с малой плотностью проверок на четность, которые обладают рядом преимуществ по сравнению с турбо-кодами и другими кодовыми конструкциями. Одним из ключевых достоинств данных кодов является возможность применения итеративных методов мягкого и жесткого декодирования с относительно низкой вычислительной сложностью. Стандартный метод жесткого декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность основывается на инвертировании наименее надежного бита в принятой последовательности и находит применение в высокоскоростных телекоммуникационных системах. Для улучшения корректирующей способности кодов данного класса часто используется метод мягкого декодирования на основе распространения доверия. Хотя данный метод не обеспечивает достижения границы декодирования по максимуму

му правдоподобия, его применение позволяет приблизиться к пропускной способности канала с аддитивным белым гауссовым шумом для некоторых видов кодов с малой плотностью проверок на четность [1-2].

Следует отметить, что представленные методы итеративного декодирования данных кодов являются субоптимальными и обеспечивают приемлемую вероятность ошибки декодирования только для длинных кодов (длиной более нескольких тысяч бит). С другой стороны, декодирование по максимуму правдоподобия (оптимальное декодирование) кодов с малой плотностью проверок на четность даже средней длины (длиной порядка сотен бит) невозможно реализовать на практике [3].

В [4] предложен метод декодирования линейных блоковых кодов, который основан на использовании информации о надежности принятых символов и процедуре упорядочивания статистик. Из-за высокой вычислительной сложности последней процедуры данный метод декодирования может быть использован только для кодов с малой плотностью проверок на четность малой размерности (длиной до нескольких десятков бит).

Идея декодирования блоковых кодов по упорядоченным статистикам легла в основу метода декодирования [5], особенностью которого является совместное использование популяционных процедур поисковой оптимизации и наиболее надежного базиса.

В [6] предложен подход к мягкому декодированию кодов с малой плотностью проверок на четность с последовательным применением идей декодирования на основе распространения доверия и декодирования по упорядоченным статистикам, который имеет характеристики близкие к декодированию максимуму правдоподобия и обеспечивает возможность варьирования между вычислительной сложностью и энергетическим выигрышем от кодирования. В значительной степени вычислительная сложность данного метода декодирования определяется особенностями процедуры упорядочивания статистик, что ограничивает область его применения в высокоскоростных телекоммуникационных системах.

Таким образом, актуальной задачей является обеспечение заданной достоверности передачи информации в современных телекоммуникационных системах путем разработки метода декодирования относительно длинных кодов с малой плотностью проверок на четность с приемлемой вычислительной сложностью.

Целью статьи является повышение эффективности мягкого декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность для обеспечения заданной достоверности передачи информации в телекоммуникационных системах.

Основная часть

Пусть задан двоичный код с малой плотностью проверок на четность C' с длиной N и размерностью K , который полностью определяется проверочной матрицей H и порождающей матрицей G .

Тогда двоичный вектор $c' = (c'_1, c'_2, \dots, c'_N)$ является кодовым словом данного кода, только если $c'H^T = 0$, что в развернутом виде соответствует вычислению i -ых составляющих синдрома (проверочных условий):

$$s'_i = \sum_{j=1}^N h_{i,j} c'_j = 0 \pmod{2}, \quad i = 1, 2, \dots, N - K, \quad (1)$$

где $h_{i,j}$ – элемент проверочной матрицы, $h_{i,j} \in \{0, 1\}$;

c'_i – элемент двоичного вектора, $c'_i \in \{0, 1\}$.

Применим отображение двоичных символов в символы поля действительных чисел R вида $c_j \rightarrow (-1)^{c_j}$, что соответствует отображению двоичного кода C' в биполярный код C (т.е. осуществим отображение вида $C' \rightarrow C$).

При этом вектор $c = (c_1, c_2, \dots, c_N)$ с элементами $c_j \in \{1, -1\}$ по аналогии с (1) является кодовым словом биполярного кода C , только если

$$s_i = \prod_{j=1}^N c_j^{h_{i,j}} = 1, \quad i = 1, 2, \dots, N - K. \quad (2)$$

В таком случае задача мягкого декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность «по ближайшему соседу» для канала с аддитивным белым гауссовым шумом состоит в поиске кодового слова $c \in C$, которое для заданного принятого вектора $r = (r_1, r_2, \dots, r_N)$ с элементами $r_j \in R$ минимизирует евклидово расстояние

$\sum_{j=1}^N (r_j - c_j)^2$, что, в свою очередь, соответствует максимизации $\sum_{j=1}^N r_j c_j$. При замене

принятого вектора r на вектор правдоподобия $\phi = (\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_N)$, где $\phi_j = \ln\left(\frac{P(r_j | 1)}{P(r_j | 0)}\right)$,

декодирование «по ближайшему соседу» соответствует декодированию по максимуму правдоподобия для любого дискретного канала без памяти. Однако при этом вычислительная сложность декодирования растет экспоненциально с увеличением длины кода N , что ограничивает область применения данного подхода только кодами малой длины.

Для повышения эффективности декодирования относительно длинных кодов с малой плотностью проверок на четность в данной работе предлагается реализовать совместное использование идей декодирования на основе распространения доверия и декодирования на основе популяционных процедур поисковой оптимизации с использованием информации о надежности принятых символов. Суть предлагаемого метода декодирования заключается в том, что результат, получаемый после каждой итерации декодирования на основе распространения доверия, используется в качестве исходных данных для декодирования на основе популяционных процедур поисковой оптимизации.

Для описания основных шагов декодирования на основе распространения доверия целесообразно использовать представление кодов с малой плотностью проверок на четность в виде графов Таннера, которые содержат битовые и проверочные

вершины, соединенные ребрами. Структура графа Таннера полностью определяется проверочной матрицей кода, которая фактически является матрицей инцидентности данного графа. Связь между матричным и графовым представлением кодов с малой плотностью проверок на четность может быть представлена такими двумя множествами. Множество $V(i) \equiv \{j \in [1, N] : h_{i,j} = 1\}$ включает битовые вершины, которые связаны с i -ой проверочной вершиной, т.е. определяет принятые символы, входящие в i -ое проверочное условие (1). Множество $P(j) \equiv \{i \in [1, N - K] : h_{i,j} = 1\}$ включает проверочные вершины, которые связаны с j -ой битовой вершиной, т.е. определяет проверочные условия (1), в которых задействован j -ый принятый символ. Декодирование на основе распространения доверия основано на последовательном уточнении элементов предполагаемого кодового слова и проверке условия (1), что соответствует итеративному обмену сообщениями между битовыми и проверочными вершинами графа Таннера.

С другой стороны, декодирование на основе популяционных процедур поисковой оптимизации с учетом информации о надежности принятых символов использует структуру модифицированной порождающей матрицы кодов с малой плотностью проверок на четность и целевую функцию, получаемую из (2) путем определения K наиболее надежных принятых символов (независимых элементов предполагаемого кодового слова) – вектора $\tilde{c} = (c_1, c_2, \dots, c_K)$.

Используемая в данном методе декодирования целевая функция имеет следующий вид:

$$f(\tilde{c}) = \sum_{j=1}^N r_j c_j = r_1 c_1 + r_2 c_2 + \dots + r_K c_K + r_{K+1} \pi_{K+1}(\tilde{c}) + \dots + r_N \pi_N(\tilde{c}), \quad (3)$$

где $c_i = \pi_i(\tilde{c}) = \prod_{j=1}^N c_j^{p_{i,j}}$, $i = K + 1, K + 2, \dots, N$ – зависимые элементы предполагаемого кодового слова; $p_{i,j} \in \{0, 1\}$ – элементы, определяемые из $N - K$ проверочных условий (2) на основании K наиболее надежных независимых принятых символов.

Основные этапы предлагаемого метода комбинированного декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность представлены ниже.

Стадия 1. Жесткое декодирование на основе синдрома (проверочных условий).

Шаг 1. Пусть $c'_j = \text{sign}(r_j)$, где $c'_j = 0$, если $r_j \geq 0$, и $c'_j = 1$ – в противном случае; для $j = 1, 2, \dots, N$. В результате получаем вектор $c' = (c'_1, c'_2, \dots, c'_N)$.

Шаг 2. Если проверочное условие (1) выполняется для всех $i = 1, 2, \dots, N - K$, то вектор c' является двоичным кодовым словом и процесс декодирования завершается, в противном случае осуществляется переход к стадии 2.

Стадия 2. Мягкое декодирование на основе распространения доверия.

Этап 1. Инициализация.

Установка для j -ой битовой вершины, которая соединена ребром с i -ой проверочной вершиной, следующих значений вероятностей:

$$p_j^1 = \frac{1}{1 + e^{\frac{2r_j}{\sigma^2}}}, \quad p_j^0 = 1 - p_j^1, \quad (4)$$

$$P_{ij}^1 = p_j^1, \quad P_{ij}^0 = 1 - P_{ij}^1, \quad (5)$$

где p_j^1, p_j^0 – вероятности того, что j -й элемент принятого вектора $c'_j = 1$ или $c'_j = 0$ соответственно;

σ^2 – дисперсия канала с аддитивным белым гауссовым шумом;

P_{ij}^1, P_{ij}^0 – вероятности того, что j -й элемент принятого вектора $c'_j = 1$ или $c'_j = 0$, которые определяются на основе информации, полученной из всех проверочных условий, кроме условия s'_i , соответственно.

Этап 2. Передача сообщений от проверочных вершин к битовым вершинам.

Шаг 1. Вычисление для каждой i -ой проверочной вершины, связанной ребром с j -ой битовой вершиной, разницы между значениями вероятностей (5) и вспомогательной величины:

$$\Delta P_{ij} = P_{ij}^0 - P_{ij}^1,$$

$$\Delta Q_{ij} = \prod_{j'} \Delta P_{ij'},$$

где $j' \in V(i) \setminus \{N\}$.

Шаг 2. Определение вероятности того, что проверочное условие s'_i выполняется, если j -ый элемент принятого вектора $c'_j = 1$ или $c'_j = 0$ соответственно:

$$Q_{ij}^1 = \frac{1}{2}(1 - \Delta Q_{ij}), \quad Q_{ij}^0 = \frac{1}{2}(1 + \Delta Q_{ij}). \quad (6)$$

Этап 3. Передача сообщений от битовых вершин к проверочным вершинам.

Шаг 1. Вычисление вероятностей (5) для каждой j -ой битовой вершины, соединенной ребром с i -ой проверочной вершиной, с учетом условия нормировки $P_{ij}^0 + P_{ij}^1 = 1$:

$$P_j^1 = p_j^1 \prod_{i'} Q_{i'j}^1, \quad P_j^0 = p_j^0 \prod_{i'} Q_{i'j}^0,$$

где $i' \in P(j) \setminus \{N - K\}$.

Шаг 2. Определение апостериорных вероятностей, уточняющих значения вероятностей (4), с учетом (6) и условия нормировки $P_j^0 + P_j^1 = 1$:

$$P_j^1 = p_j^1 \prod_i Q_{ij}^1, \quad P_j^0 = p_j^0 \prod_i Q_{ij}^0. \quad (7)$$

Этап 4. Проверка условия окончания декодирования.

Шаг 1. Определение значения j -ого элемента предполагаемого двоичного кодового слова \hat{c}' на основе значений вероятностей, полученных с помощью (7):

$$\hat{c}'_j = \begin{cases} 0, & \text{при } \phi_j = \ln(P_j^1/P_j^0) \geq 0, \\ 1, & \text{при } \phi_j = \ln(P_j^1/P_j^0) < 0, \end{cases} \quad (8)$$

где ϕ_j – элемент вектора правдоподобия.

Шаг 2. Если для предполагаемого двоичного кодового слова \hat{c}' выполняются проверочные условия (1), то процесс декодирования завершается, в противном случае – переход к стадии 3.

Стадия 3. Декодирование на основе популяционных процедур поисковой оптимизации.

Этап 1. Нахождение наиболее надежного базиса с использованием вероятностей (7), который вычисляется с помощью двух перестановок порождающей матрицы G .

Шаг 1. Размещение элементов вектора правдоподобия ϕ_j в порядке уменьшения их надежности $|\phi_j|$, что определяет перестановку столбцов π_1 матрицы G .

Шаг 2. Упорядочивание столбцов матрицы G в соответствии с перестановкой π_1 , т.е. получение матрицы $G' = \pi_1(G)$.

Шаг 3. Формирование матрицы G'' таким образом, чтобы ее первые K столбцов были первыми K независимыми столбцами матрицы G' , что определяет перестановку столбцов π_2 матрицы G' .

Шаг 4. Упорядочивание столбцов матрицы G' в соответствии с перестановкой π_2 , т.е. получение матрицы $G'' = \pi_2(G')$, которая в систематической форме задает наиболее надежный базис G_s .

Этап 2. Поиск с использованием популяционных процедур поисковой оптимизации вектора \tilde{c} , который обеспечивает максимальное значение функции (3).

Шаг 1. Инициализация популяции. В области поиска создается заданное число пробных векторов путем формирования биполярного вектора \tilde{c} , в соответствии с K «наиболее надежными» независимыми позициями в векторе правдоподобия ϕ , и случайных биполярных векторов длиной K .

Шаг 2. Миграция агентов популяции. С помощью некоторого набора миграционных операторов, специфичных для каждой из популяционных процедур, агенты перемещаются в области поиска таким образом, чтобы в итоге приблизиться к искомому экстремуму целевой функции $f(\tilde{c})$.

Шаг 3. Окончание поиска. Если число итераций меньше максимального числа итераций L_{\max} , то возвращаемся к шагу 2, в противном случае – текущий вектор \tilde{c} является наиболее вероятной информационной частью кодового слова c_s , которое можно сформировать с использованием надежного базиса G_s .

Этап 3. Проверка условия окончания декодирования.

Шаг 1. Формирование оценки предполагаемого биполярного кодового слова с помощью обратного отображения $\hat{c} = \pi_1^{-1}[\pi_2^{-1}(c_s)]$.

Шаг 2. Если для предполагаемого биполярного кодового слова \hat{c} выполняются проверочные условия (2), то процесс декодирования завершается; в противном случае, если не достигнуто максимальное число итераций, – переход к стадии 2 с использованием в качестве начальных значений полученных вероятностей (7).

Таким образом, в процессе декодирования согласно предложенного метода сначала осуществляется жесткое решение на основании принятого вектора r , в результате которого формируется двоичный вектор c' . Если проверочное условие выполняется для каждого элемента данного вектора, то принимается решение, что данный вектор является переданным кодовым словом и процесс декодирования завершается. В противном случае выполняется одна итерация декодирования на основе распространения доверия и по результатам проверки условия окончания декодирования выносится решение о переданном кодовом слове \hat{c}' или осуществляется переход к декодированию на основе популяционных процедур поисковой оптимизации. При достижении максимального числа итераций формируется наиболее вероятное биполярное кодовое слово \hat{c} и процесс декодирования завершается.

Предложенный метод декодирования предполагает возможность применения различных популяционных процедур поисковой оптимизации, особенности и характеристики которых представлены в [7]. Для оценки эффективности разработанного метода декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность используем процедуру роя частиц, которая часто применяется в качестве поискового механизма при решении различных оптимизационных задач.

Экспериментальные исследования проводились путем компьютерного моделирования процесса передачи информации через канал с аддитивным белым гауссовым шумом при использовании различных кодов с малой плотностью проверок на четность, для декодирования которых применялись разработанный метод комбинированного декодирования и классический метод декодирования на основе распространения доверия. При проведении моделирования ограничивалось максимальное число итераций декодирования: для стандартного метода – 50 итераций, для предлагаемого метода – 20 итераций.

Результаты моделирования (в логарифмическом масштабе) для кода с малой плотностью проверок на четность с длиной 504 и размерностью 252 бита представлены на рис. 1.

Из рис. 1 следует, что предложенный метод декодирования позволяет повысить достоверность передачи информации по сравнению со стандартным методом декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность, в частности, при отношении сигнал/шум 2 дБ выигрыш составляет более одного порядка.

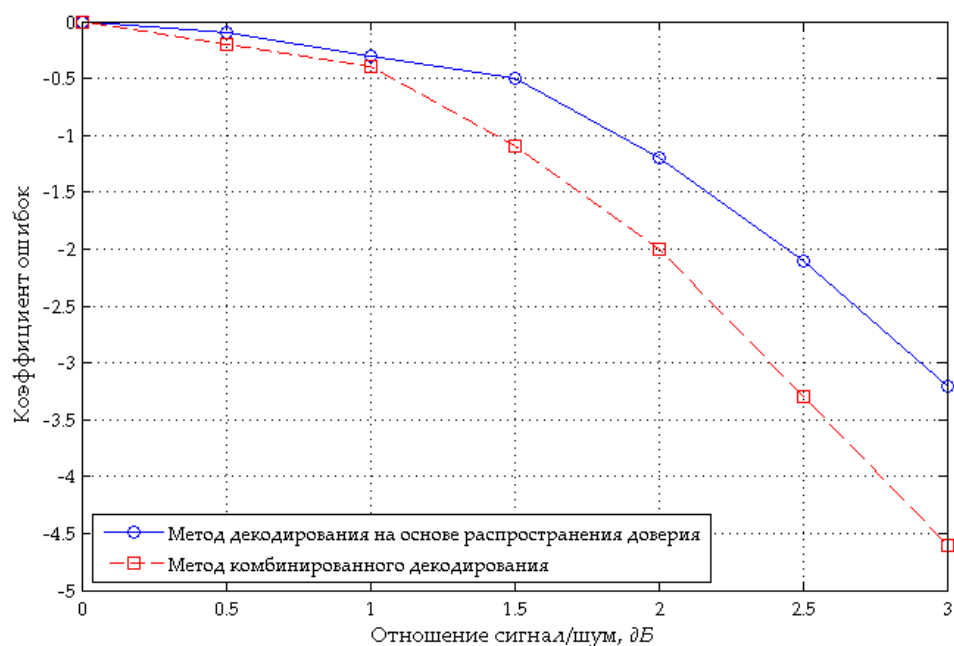


Рис. 1. Зависимость коэффициента ошибок от отношения сигнал/шум для кода с малой плотностью проверок на четность с длиной 504 и размерностью 252 бита

Результаты моделирования (в логарифмическом масштабе) для кода с малой плотностью проверок на четность с длиной 1008 и размерностью 504 бита представлены на рис. 2.

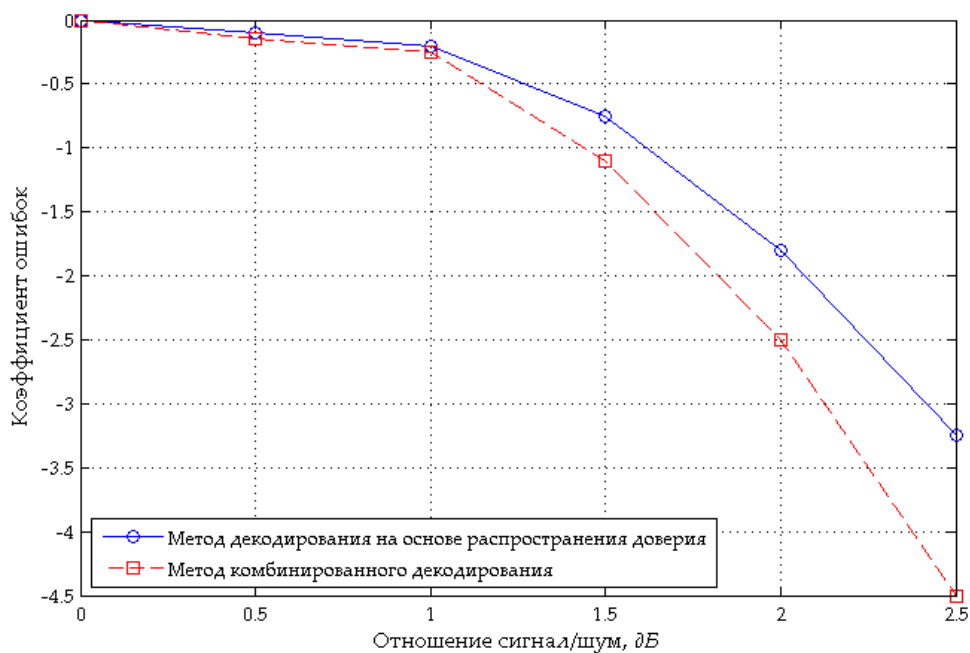


Рис. 2. Зависимость коэффициента ошибок от отношения сигнал/шум для кода с малой плотностью проверок на четность с длиной 1008 и размерностью 504 бита

Из рис. 2 следует, что при увеличении длины кода происходит снижение эффективности разработанного метода декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность, например, при отношении сигнал/шум 2 дБ выигрыш составляет менее одного порядка.

Выводы

Предложен подход к декодированию кодов с малой плотностью проверок на четность, который основан на совместном использовании идей декодирования на основе распространения доверия и декодирования на основе популяционных процедур поисковой оптимизации. Из проведенных исследований следует, что разработанный метод декодирования можно использовать для относительно длинных кодов с малой плотностью проверок на четность, однако его эффективность снижается при увеличении длины кода.

Список литературы:

1. Штомпель Н.А. Методы мягкого декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность // Вісник Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»: збірник наукових праць. – 2013. – № 27 (1000). – С. 163 – 168.
2. Штомпель Н.А. Вычислительная сложность методов декодирования кодов с малой плотностью проверок на четность // Системи обробки інформації: збірник наукових праць. – 2013. – Вип. 6 (113). – С. 177 – 180.
3. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение: пер. с англ. – Москва: Техносфера, 2005. – 320 с.
4. Fossorier M.P.C., Lin S. Soft-decision decoding of linear block codes based on ordered statistics // IEEE Transactions on Information Theory. – 1995. – Vol. 41, № 5. – P. 1379 – 1396.
5. Метод декодирования линейных блоковых кодов на основе популяционных процедур поисковой оптимизации / А.С. Жученко, Н.Г. Панченко, С.В. Панченко [и др.] // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті: науково-технічний журнал. – 2016. – Вип. 2 (117). – С. 25 – 29.
6. Fossorier M.P.C. Iterative reliability-based decoding of low-density parity check codes // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2001. – Vol. 19, № 5. – P. 908 – 917.
7. Карпенко А. П. Современные алгоритмы поисковой оптимизации. Алгоритмы, вдохновленные природой: учебное пособие. – Москва: Издательство МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2014. – 446 с.

УДК 621.39

ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕХНІЧНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ РАДІОКАНАЛІВ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ НА ОСНОВІ ТЕХНОЛОГІЇ Wi-Fi



[I.B. ГОРБАТИЙ](#)

Національний університет
“Львівська політехніка”

Abstract – The technical efficiency is one of the most important characteristics of telecommunication systems and networks. The technical efficiency of such systems and networks depends on the apply methods of forming and processing of signals: the modulation methods, the correcting coding methods, the channels multiplexing methods and the methods of data transmission with automatic repeat request. The aim of this work is a research of technical efficiency of radio channels of telecommunication networks based on Wi-Fi technology. The signal efficiency as an offer complex characteristic for evaluation of the technical efficiency of telecommunication systems and networks was considered. The signal efficiency enables to estimate the influencing of each apply methods for forming and processing of signals on the technical efficiency of system or network. Dependence of the energy efficiency, the frequency efficiency, the informative efficiency and the signal efficiency of radio channel of telecommunication network based on Wi-Fi technology (IEEE 802.11n standard) from the applying signal-code construction was explored. How evidently from the research results, in Wi-Fi technology apply the signal-code constructions with the greater frequency efficiency for the data transmission rate increasing, however thus the energy efficiency diminishes. The informative efficiency in case of use of different signal-code constructions differs within the limits of 38%. The signal efficiency of researched radio channel in all cases is more the little from the informative efficiency of the applying signal-code construction, that it is related to influencing the method of data transmission.

Анотація – Розглянуто запропоновану комплексну характеристику для оцінювання технічної ефективності телекомунікаційних систем та мереж – сигнальну ефективність. Показано можливість оцінювання впливу кожного із застосованих методів формування й оброблення сигналів на технічну ефективність системи або мережі на прикладі радіоканалу телекомунікаційної мережі на основі технології Wi-Fi. Досліджено залежність енергетичної, частотної, інформаційної та сигнальної ефективності радіоканалу телекомунікаційної мережі на основі технології Wi-Fi (стандарт IEEE 802.11n) від застосованої сигнально-кодової конструкції.

Аннотация – Рассмотрено предложенную комплексную характеристику для оценивания технической эффективности телекоммуникационных систем и сетей – сигнальную эффективность. Показано возможность оценки влияния каждого из примененных методов формирования и обработки сигналов на техническую эффективность системы или сети на примере радиоканала телекоммуникационной сети на основе технологии Wi-Fi. Исследовано зависимость энергетической, частотной, информационной и сигнальной эффективности радиоканала телекоммуникационной сети на основе технологии Wi-Fi (стандарт IEEE 802.11n) от примененной сигнально-кодовой конструкции.

Вступ

Як відомо [1, 2], однією із найбільш важливих характеристик телекомунікаційних систем та мереж є ефективність – їх властивість виконувати поставлену задачу в заданих умовах використання з необхідною якістю.

Ефективність є узагальненим показником оптимального функціонування телекомунікаційної системи чи мережі та залежить від характеристик якості. До локаль-

них показників ефективності належать: прагматична (ступінь задоволення системою чи мережею свого призначення), технічна (технічна досконалість), технологічна (простота й технологічність розроблення та створення), експлуатаційна (зручність використання й обслуговування) та економічна (доцільність здійснених затрат для створення й функціонування системи чи мережі) ефективність.

Одним із найважливіших локальних показників ефективності є технічна ефективність. Згідно з [2], технічна ефективність телекомунікаційних систем та мереж залежить від застосованих методів формування й оброблення сигналів: методів модуляції, коригуючого або решіткового кодування, демодуляції, коригуючого або решіткового декодування, ущільнення/розділення каналів, методів передавання даних із керуючим зворотним зв'язком [2–4].

Дослідженню ефективності телекомунікаційних систем та мереж присвячено значну кількість публікацій [5–12]. Проте актуальною задачею залишається дослідження технічної ефективності таких систем та мереж, побудованих на основі сучасних технологій передачі даних. Цікавим напрямком є дослідження ефективності телекомунікаційних мереж на основі широко вживаної технології Wi-Fi. Метою цієї роботи є дослідження технічної ефективності радіоканалів телекомунікаційних мереж на основі технології Wi-Fi.

I. Характеристики технічної ефективності систем та мереж передавання даних, побудованих із використанням різноманітних методів формування й оброблення сигналів

Розглянемо детальніше один із найважливіших локальних показників ефективності – технічну ефективність [1, 10]. Для оцінювання технічної ефективності цифрової телекомунікаційної системи чи мережі традиційно застосовують поняття енергетичної ефективності β , частотної ефективності γ та інформаційної ефективності η [3]:

$$\beta = v_b / \rho_0 = N_0 / E_b, \quad (1)$$

де v_b – швидкість передавання даних у телекомунікаційному каналі, системі чи мережі; ρ_0 – відношення потужності сигналу P_c до спектральної густини потужності N_0 білого шуму в каналі, системі чи мережі; E_b – енергія одного біта інформації;

$$\gamma = v_b / \Delta F_c, \quad (2)$$

де ΔF_c – ширина спектра сигналу (припускають, що вона рівна смузі пропускання каналу, системи чи мережі ΔF_k);

$$\eta = v_b / C_k, \quad (3)$$

де C_k – пропускна здатність каналу, системи чи мережі.

Енергетичну ефективність β та частотну ефективність γ часто представляють в дБ.

Серед перерахованих коефіцієнтів найбільш важливим є інформаційна ефективність, що може приймати значення в межах від 0 до 1 і пов'язана з двома іншими коефіцієнтами так:

$$\eta = \frac{\gamma}{\log_2\left(\frac{\gamma}{\beta} + 1\right)}. \quad (4)$$

Традиційно ці показники застосовують для оцінювання телекомунікаційної системи чи мережі при застосуванні певного обраного методу модуляції сигналу. Якщо разом з модуляцією сигналу використовують кодування сигналу (тобто застосовують сигнально-кодову конструкцію), доцільно користуватись поняттями енергетичної ефективності модуляції $\beta_{\text{мод}}$, енергетичної ефективності кодування $\beta_{\text{еіа}}$, частотної ефективності модуляції $\gamma_{\text{мод}}$ та частотної ефективності кодування $\gamma_{\text{код}}$. У такому випадку енергетична $\beta_{\text{СКК}}$, частотна $\gamma_{\text{СКК}}$ та інформаційна $\eta_{\text{СКК}}$ ефективність сигнально-кодової конструкції відповідно дорівнюють:

$$\beta_{\text{СКК}} = \beta_{\text{мод}}\beta_{\text{код}}, \quad (5)$$

$$\gamma_{\text{СКК}} = \gamma_{\text{мод}}\gamma_{\text{код}}, \quad (6)$$

$$\eta_{\text{СКК}} = \frac{\gamma_{\text{СКК}}}{\log_2\left(\frac{\gamma_{\text{СКК}}}{\beta_{\text{СКК}}} + 1\right)}. \quad (7)$$

Для оцінювання ефективності системи чи мережі, в якій застосовують методи розділення/уцілювання каналів, користуються інформаційною ефективністю методу розділення каналів η_p :

$$\eta_p = \frac{1}{C_{c1}} \sum_{i=1}^{N_k} C_{\kappa_i}, \quad (8)$$

де C_{c1} – загальна пропускна здатність одноканальної телекомунікаційної системи з таким самим відношенням потужності сигналу до потужності шуму та смугою пропускання, що й у багатоканальній; N_k – кількість каналів у багатоканальній телекомунікаційній системі; C_{κ_i} – пропускна здатність i -го каналу.

У ряді телекомунікаційних систем та мереж застосовують методи передавання даних (зокрема методи передавання даних з керуючим зворотним зв'язком), що дають змогу змінювати застосований вид модуляції, коригуючого кодування, повторно передавати пошкоджені в каналі зв'язку дані, передавати певні службові сигнали тощо, що впливає на загальну технічну ефективність. Ефективність методу передавання даних $\eta_{\text{МП}}$ у системі чи мережі визначають так:

$$\eta_{\text{МП}} = T_d / T_{\text{інф}}, \quad (9)$$

де T_D – час передавання даних; $T_{інф}$ – загальний час передавання певного обсягу інформації.

Час передавання даних залежить від часу поширення сигналів у системі чи мережі, а загальний час передавання певного обсягу інформації залежить від методу передавання та враховує час передавання даних та службової інформації.

II. Комплексна характеристика технічної ефективності систем та мереж передавання даних, побудованих із використанням різноманітних методів формування й оброблення сигналів

Технічна ефективність телекомунікаційних систем та мереж залежить від застосованих методів формування й оброблення сигналів: методів модуляції, коригуючого або решіткового кодування, демодуляції, коригуючого або решіткового декодування, ущільнення/розділення каналів, методів передавання даних із керуючим зворотним зв'язком. Проте, як видно із проведених досліджень, немає єдиної комплексної характеристики технічної ефективності, що враховує вплив усіх згаданих методів [13].

Важливість вироблення комплексної характеристики для оцінювання технічної ефективності телекомунікаційних систем та мереж, побудованих із використанням різноманітних методів формування й оброблення сигналів, полягає в наступному. Окремі відомі характеристики (1)–(9) дозволяють оцінити вплив окремих використаних методів на ефективність системи або мережі, але не можуть показати, який із методів найбільш істотно впливає на ефективність системи або мережі в цілому. Окремі характеристики ефективності доцільно застосовувати для вибору необхідного методу модуляції, кодування, ущільнення/розділення каналів і протоколу передачі даних при початковому проектуванні системи або мережі, яка буде працювати в стаціонарному режимі. Але при розробленні системи або мережі, що працює в нестационарному режимі, потрібно враховувати вплив застосування різних методів на її ефективність протягом сеансу зв'язку. Окрім цього, у ряді випадків виникає необхідність порівняти ефективність різних систем чи мереж, що з використанням декількох окремих характеристик вельми проблематично.

Тому для вирішення перерахованих вище задач існує потреба в удосконаленні теоретичних основ визначення технічної ефективності телекомунікаційних систем та мереж, побудованих із використанням різноманітних методів формування й оброблення сигналів, для вироблення комплексної характеристики. Така характеристика повинна враховувати вплив застосованих у системі чи мережі методів модуляції, коригуючого або решіткового кодування, демодуляції, коригуючого або решіткового декодування, ущільнення/розділення каналів, методів передавання даних із керуючим зворотним зв'язком.

Для комплексного оцінювання технічної ефективності телекомунікаційних систем та мереж передавання даних, побудованих із використанням різноманітних методів формування й оброблення сигналів, доцільно застосовувати запропоновану автором характеристику – коефіцієнт використання телекомунікаційної системи (мережі

чи каналу електров'язку) за застосованими методами формування й оброблення сигналів (сигнальну ефективність) η_c , що враховує інформаційну ефективність $\eta_{СКК}$ застосованих при формуванні сигнально-кодової конструкції методів модуляції та кодування, інформаційну ефективність методу розділення каналів η_p , ефективність методу передавання даних $\eta_{МП}$ і дорівнює [13]:

$$\eta_c = \eta_{СКК} \eta_p \eta_{МП}. \quad (10)$$

У випадку передавання даних через багатоканальну телекомунікаційну систему чи мережу, що характеризується змінною в часі пропускною здатністю $C_c(t)$ протягом тривалості $t_{зв}$ сеансу зв'язку (загального часу $T_{інф}$ передавання певного обсягу інформації), використовують декілька сигнально-кодових конструкцій, що забезпечують зміну швидкості $v_{\delta_i}(t)$ передавання даних у часі в i -х каналах, тоді сигнальну ефективність запропоновано обчислювати так:

$$\eta_c = \eta_{МП} \left(\sum_{i=1}^{N_K} \left(\int_{t_{зв1}}^{t_{зв2}} v_{\delta_i}(t) dt \right) \right) / \left(\int_{t_{зв1}}^{t_{зв2}} C_c(t) dt \right). \quad (11)$$

Нехай ефективність методу передавання даних у i -му каналі

$$\eta_{МП_i} = \frac{1}{t_{зв_i}} \sum_{j=1}^{N_{t_i}} (t_{зв2_j} - t_{зв1_j}), \quad (12)$$

де $t_{зв_i}$ – час сеансу зв'язку в i -му каналі; $t_{зв1_j}$, $t_{зв2_j}$ – моменти часу початку та кінця N_{t_i} проміжків часу, у яких передають дані.

У такому випадку час передавання даних $T_{\partial_j} = \sum_{j=1}^{N_{t_i}} (t_{зв2_j} - t_{зв1_j})$, а загальний час передавання певного обсягу інформації $T_{ПП_j} = t_{зв_j}$. Тоді сигнальна ефективність може бути обчислена за допомогою наступного співвідношення:

$$\eta_c = \left(\sum_{i=1}^{N_K} \left(\frac{1}{t_{зв_i}} \sum_{j=1}^{N_{t_i}} \left(\int_{t_{зв1_j}}^{t_{зв2_j}} v_{\delta_i}(t) dt \right) \right) \right) / \left(\frac{1}{t_{зв}} \int_{t_{зв1}}^{t_{зв2}} C_c(t) dt \right). \quad (13)$$

Запропоновану сигнальну ефективність (10)–(13) доцільно застосувати при дослідженні технічної ефективності телекомунікаційних систем та мереж із обмеженими смугою пропускання та потужністю сигналу при передаванні даних в умовах завад для виявлення таких методів формування й оброблення сигналів (методів модуляції, коригуючого або решіткового кодування, демодуляції, коригуючого або решіткового декодування, ущільнення/розділення каналів, методів передавання даних із керуючим зворотним зв'язком), які забезпечують найвищу ефективність телекомунікаційних систем та мереж.

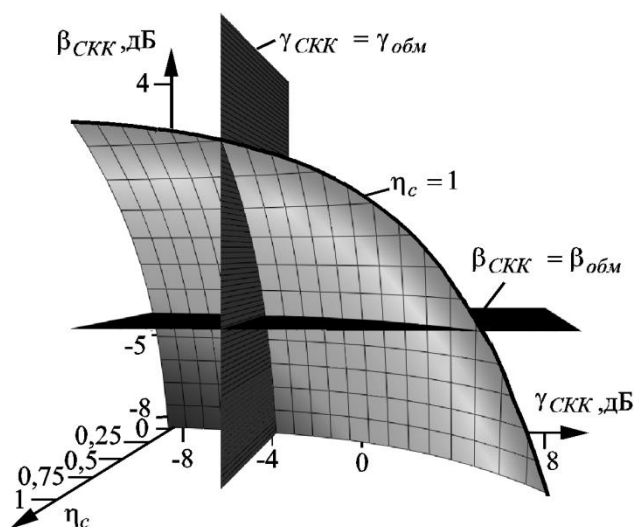


Рисунок. Залежність сигнальної ефективності η_c телекомунікаційної системи чи мережі від частотної $\gamma_{СКК}$ та енергетичної $\beta_{СКК}$ ефективності сигнально-кодової конструкції

У простішому випадку, коли телекомунікаційна система є одноканальною (ефективність методу розділення каналів $\eta_\delta = 1$) і характеризується незмінною в часі пропускною здатністю, залежність (10) сигнальної ефективності η_c від частотної $\gamma_{СКК}$ та енергетичної $\beta_{СКК}$ ефективності сигнально-кодової конструкції при ефективності методу передавання даних $\eta_{МП} = 1$ може бути представлена графічно у вигляді поверхні, зображеної на рисунку. Як видно з рисунка, сигнальна ефективність може досягнути максимального значення $\eta_c = 1$ на границі Шеннона лише при певних співвідношеннях частотної $\gamma_{СКК}$ та енергетичної $\beta_{СКК}$ ефективності сигнально-кодової конструкції. Проте на практиці телекомунікаційні системи чи мережі працюють в умовах обмеженої потужності сигналу P_c при дії шуму з потужністю $P_{ш}$ та обмеженої смуги пропускання ΔF системи чи мережі при необхідності забезпечувати задану швидкість передавання даних v_δ . Згідно співвідношень (1) і (2) такі обмеження однозначно задають обмежені значення енергетичної $\beta_{обм}$ та частотної $\gamma_{обм}$ ефективності. У такому разі діапазон можливих значень сигнальної ефективності системи чи мережі відповідає сукупності точок на поверхні, заданій співвідношенням (10), обмеженій площинами, заданими у вигляді $\beta_{СКК} = \beta_{обм}$, $\gamma_{СКК} = \gamma_{обм}$ і границею Шеннона, на якій $\eta_c = 1$. Значення сигнальної ефективності телекомунікаційної системи чи мережі при застосуванні певних обраних методів формування й оброблення сигналів може бути відображене у вигляді точок на цій поверхні, які для сучасних відомих методів є віддаленими від границі Шеннона, тобто сигнальна ефективність систем при їхньому застосуванні є меншою порівняно з максимально можливою. Тому реальна телекомунікаційна система чи мережа буде найбільш ефективною, якщо застосовані при її побудові методи формування й оброблення сигналів дозволять наблизитись до теоретичної максимально можливої ефективності системи чи мережі з урахуванням обмежуючих факторів.

Таким чином, використання запропонованої комплексної характеристики для оцінювання технічної ефективності телекомунікаційних систем та мереж – сигнальної ефективності – дає змогу:

- оцінити ступінь впливу кожного із застосованих методів формування й оброблення сигналів на ефективність системи або мережі в цілому;

- урахувати зміну ефективності системи чи мережі в часі при змінних у часі параметрах системи або мережі;
- порівняти різні системи чи мережі при передаванні даних на основі єдиного критерію;
- здійснювати оптимізацію методів формування й оброблення сигналів для підвищення технічної ефективності телекомунікаційних систем та мереж.

III. Результати математичного моделювання

З використанням співвідношень (5) – (7) і (10) досліджено енергетичну, частотну, інформаційну та сигнальну ефективність радіоканалу телекомунікаційної мережі на основі технології Wi-Fi згідно стандарту IEEE 802.11n, у якому при передаванні даних застосовують одну із восьми сигнально-кодових конструкцій MCS0 – MCS7, передбачених для використання в цьому стандарті [14]. Дослідження здійснене при передаванні даних у смузі частот 20 МГц з імовірністю бітової помилки $P_b = 7,37 \cdot 10^{-3}$ (що відповідає ймовірності пакетної помилки $P_{пак} = 0,1$ при передаванні пакетів Ethernet стандартної довжини) та $P_b = 1 \cdot 10^{-5}$. При дослідженні сигнальної ефективності враховано, що мережа працює в напівдуплексному режимі. Результати дослідження наведені в таблиці.

Таблиця. Енергетична, частотна, інформаційна та сигнальна ефективність радіоканалу телекомунікаційної мережі на основі технології Wi-Fi

Сигнально-кодова конструкція	v_b , Мбіт/с	$\gamma_{СКК}$, дБ	$P_b = 7,37 \cdot 10^{-3}$			$P_b = 1 \cdot 10^{-5}$		
			$\beta_{СКК}$, дБ	$\eta_{СКК}$, дБ	η_c	$\beta_{СКК}$, дБ	$\eta_{СКК}$, дБ	η_c
MCS0	6,5	-1.66	-0.93	0.771	0.386	-5.79	0.37	0.185
MCS1	13	1.35	-0.93	0.955	0.477	-5.79	0.519	0.26
MCS2	19,5	1.35	-2.23	0.796	0.398	-7.09	0.455	0.228
MCS3	26	4.36	-4.52	0.873	0.436	-9.63	0.58	0.29
MCS4	39	4.36	-5.82	0.776	0.388	-10.93	0.532	0.266
MCS5	52	6.12	-9.32	0.791	0.396	-14.69	0.591	0.295
MCS6	58	6.12	-9.92	0.763	0.381	-15.29	0.574	0.287
MCS7	65	6.12	-10.22	0.749	0.375	-15.59	0.567	0.283

Як видно з результатів дослідження, у технології Wi-Fi згідно зі стандартом IEEE 802.11n для збільшення швидкості передавання даних застосовують сигнально-кодові конструкції з більшою частотною ефективністю, проте при цьому енергетична ефективність зменшується. Тому високошвидкісне передавання даних можливе лише при великому відношенні потужності сигналу до потужності шуму в радіоканалі. Інформаційна ефективність при застосуванні різних сигнально-кодових конструкцій відрізняється в межах від 21% при імовірності бітової помилки $P_b = 7,37 \cdot 10^{-3}$ до 38% при імовірності бітової помилки $P_b = 1 \cdot 10^{-5}$. Сигнальна ефективність дослідженого

радіоканалу телекомунікаційної мережі на основі технології Wi-Fi у всіх випадках є меншою від інформаційної ефективності застосованої сигнально-кової конструкції, що пов'язано з впливом методу передавання даних.

Висновки

Розглянуто запропоновану комплексну характеристику для оцінювання технічної ефективності телекомунікаційних систем та мереж – сигнальну ефективність. Показано можливість оцінювання ступеня впливу кожного із застосованих методів формування й оброблення сигналів на ефективність системи або мережі в цілому на прикладі радіоканалу телекомунікаційної мережі на основі технології Wi-Fi.

Досліджено енергетичну, частотну, інформаційну та сигнальну ефективність радіоканалу телекомунікаційної мережі на основі технології Wi-Fi згідно стандарту IEEE 802.11n залежно від застосованої для передавання даних сигнально-кової конструкції. Як видно з результатів дослідження, у технології Wi-Fi для збільшення швидкості передавання даних застосовують сигнально-кові конструкції з більшою частотною ефективністю, проте при цьому енергетична ефективність зменшується. Тому високошвидкісне передавання даних можливе лише при великому відношенні потужності сигналу до потужності шуму в радіоканалі. Інформаційна ефективність при застосуванні різних сигнально-кових конструкцій відрізняється в межах 38%. Сигнальна ефективність дослідженого радіоканалу у всіх випадках є меншою від інформаційної ефективності застосованої сигнально-кової конструкції, що пов'язано з впливом протоколу передавання даних.

Список літератури:

1. Бройдо В.Л. Вычислительные системы, сети и телекоммуникации : учебник для вузов. – 2-е изд. – СПб. : Питер, 2004. – 703 с. :
2. Горбатий І.В., Бондарев А.П. Телекомунікаційні системи та мережі. Принципи функціонування, технології та протоколи : навчальний посібник. – Львів : Видавництво Львівської політехніки, 2016. – 336 с.
3. Теория передачи сигналов: учебник для вузов / А.Г. Зюко, Д.Д. Кловский, М.В. Назаров, Л.М. Финк. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Радио и связь, 1986. – 304 с.
4. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. – 2-е изд., испр. – М. : Издательский дом “Вильямс”, 2004. – 1104 с.
5. Chi-Yu Li, Chunyi Peng, Peng Cheng, Songwu Lu, Xinbing Wang, Fengyuan Ren, Tao Wang. An Energy Efficiency Perspective on Rate Adaptation for 802.11n NIC // IEEE Transactions on Mobile Computing. – 2016. – Vol. 15, Issue 6. – P. 1333–1347.
6. Teuku Yuliar Arif, Rizal Munadi, Fardian. Energy Efficiency Opportunity at Same Data Rate and Different MCS in IEEE 802.11n // Pros. of 2015 9th Asia Modelling Symposium (AMS). – 2015. – P. 142–147.
7. Simon M.K. Bandwidth-efficient digital modulation with application to deep-space communications : monograph. Editor-in-chief Joseph H. Yuen. – California : Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology, 2001. – 228 p.

8. Прокис Дж. Цифровая связь. Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
9. Галкин В.А. Цифровая мобильная связь : учебное пособие для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 432 с.
10. Горбатий І.В. Системи дистанційного зондування Землі з космосу: монографія. – Львів : СПОЛОМ, 2011. – 612 с.
11. Gorbatyy I.V. Investigation of the technical efficiency of state-of-the-art telecommunication systems and networks with limited bandwidth and signal power // Automatic Control and Computer Sciences. – New York, 2014. – Vol. 48, No. 1. – P. 47–55.
12. Gorbatyy I.V. Optimization of signal-code constructions using the maximum efficiency criterion // Radioelectronics and communications systems. – New York, 2013. – Vol. 56, No. 12. – P. 560–567.
13. Горбатый И.В. Сигнальная эффективность радиотехнических и телекоммуникационных систем и сетей // Проблемы управления и информатики. – 2014. – №2. – С. 102–113.
14. Web-сайт про технологію Wi-Fi [Електронний ресурс]. – Режим доступу : <http://wi-life.ru/tehnologii/wi-fi/wi-fi-standarty/>

УДК 621.391

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ПЕРЕХОПЛЕННЯ СТРИБКІВ СИГНАЛУ ПЕРЕДАВАЧА З ППРЧ ПРИ ПОВТОРНИХ СПРОБАХ ВИЯВЛЕННЯ



[В.Ф. ЄРОХІН](#), [О.М. РОМА](#), [С.В. ВАСИЛЕНКО](#)

Інститут спеціального зв'язку та захисту інформації НТУУ
«КПІ ім. Ігоря Сікорського»

Abstract – The article presents a mathematical model of interception of frequency-hopping spread spectrum mode (FHSS) for a series of measurements when the frequency bandwidth of a transmitter of the radio system (RS) and scanning bandwidth of receiver station electronic intelligence (EI) in total do not match. The result of the application of the model is to determine the probability of signal detection with FHSS mode. The main parameter that affects of this probability is the repeated attempts to detect the frequency position of transmitter with the applicable law distribution. In the case where the number of repeated attempts detected the signal close to the number of hits, the probability of detecting the frequency position of signal is determined according to the binomial distribution. In the event of a significant number of frequency position transmitters and very low probability of detection signals in one scan of binomial distribution can be approximated by the Poisson distribution or Gaussian distribution. This model allows us to establish that modern means EI capable to detect the signal with FHSS mode in near real times with probability close to 1 in the case of at least partial overlapping strips scan and jumps of the transmitter. In these conditions the task of "escape" of the signal with FHSS mode of sighting noise is updated, and that justifies possible directions for future research.

Анотація – У статті представлена математична модель процесу перехоплення стрибків передавача з ППРЧ для серії вимірювань у випадку, коли ширина смуги однієї частотної позиції передавача СРЗ та ширина смуги сканування приймача станції РТР у загальному випадку не співпадають.

Аннотация – В статье представлена математическая модель процесса перехвата прыжков передатчика с ППРЧ для серии измерений в случае, когда ширина полосы одной частотной позиции передатчика СРС и ширина полосы сканирования приемника станции РТР в общем случае не совпадают.

Постановка проблеми

Ефективного впливу завад на систему радіозв'язку (СРЗ) з псевдовипадковим переналаштуванням робочої частоти (ППРЧ) можна досягнути лише за умови знання постановником завад відповідних параметрів сигналів СРЗ. Дані параметри постановник завад отримує, як правило, за допомогою станцій радіотехнічної розвідки (РТР). Дана стаття є продовженням [1], у якій ймовірність виявлення сигналу передавача з ППРЧ була обмежена проміжком часу однієї частотної позиції розвідприймача (спроба виявлення), який регламентується та не залежить від характеристик сигналу з ППРЧ. У випадку, коли спостереження за передавачем можливе протягом певного часу, вказану спробу можна повторити декілька разів.

Базуючись на результатах [1], де визначено вираз для розрахунку ймовірності виявлення сигналу з ППРЧ під час знаходження в одній частотній позиції, розглядається математична модель виявлення сигналу з ППРЧ за деякий час спостереження.

Аналіз публікацій. Аналіз публікацій показав, що найкращим випадком для виявлення сигналу з ППРЧ є розміщення усіх частотних позицій сканування всередині діапазону передавача. Якщо частотний діапазон приймача більший за частотний діапазон передавача або перекриває останній частково, ймовірність виявлення сигналу погіршується [2].

Метою статті є викладення математичної моделі процесу перехоплення стрибків передавача з ППРЧ для серії вимірювань у випадку, коли ширина смуги однієї частотної позиції передавача $CPЗ$ та ширина смуги сканування приймача станції РТР у загальному випадку не співпадають. Результатом застосування моделі є визначення ймовірності виявлення сигналу з ППРЧ.

Виклад основного матеріалу дослідження

Як показано в [1], ймовірність виявлення сигналу за одне сканування в обраній частотній позиції дорівнює відношенню кількості співпадаючих частотних позицій передавача і приймача до загальної кількості можливих комбінацій цих позицій з урахуванням співвідношення смуг та ступеня перекриття діапазонів частот передавача та приймача.

У випадку, коли спостереження за передавачем можливе протягом певного часу роботи T_t (загальний час прийому), то спробу перехоплення можна повторити кілька разів.

Якщо за час одного стрибка передавача T_h приймач в середньому здійснює серію сканувань кількістю \bar{n} , то кількість спроб перехоплення N можна визначити як:

$$N = \frac{T_t \times v_{FH}}{\bar{n}}, \quad (1)$$

де v_{FH} – швидкість стрибка передавача ($v_{FH} < 1/T_h$, оскільки враховується також час переналаштування приймача T_{syn}).

Для кожної з N спроб перехоплення ймовірність перехоплення дорівнює P (для серії випробувань $P = P_{1h}$). При тривалому скануванні ймовірність виявлення сигналу з ППРЧ розраховується за допомогою розподілу Бернуллі, який у випадку дуже малої ймовірності виявлення сигналу за одне сканування може бути наближено описаний розподілом Пуассона чи нормальним розподілом [3].

Ймовірність виявлення сигналу з ППРЧ із застосуванням біноміального розподілу

Ймовірність виявлення частотної позиції сигналу з ППРЧ для N спроб (P_N) у випадку, коли N наближається до числа кількості попадань $Z = k$, визначається відповідно до біноміального розподілу [3]:

$$P_N(\mathbf{Z} = \mathbf{k}) = \binom{N}{k} P^k (1-P)^{N-k}, \quad (2)$$

$$\text{де } \binom{N}{k} = \frac{N!}{k!(N-k)!}, \quad \bar{k} = N \times P. \quad (3)$$

Особливий інтерес представляють ймовірності, отримані за допомогою виразу (2), у випадку коли Z спроб перехоплення відбувається в певному інтервалі часу:

а) ймовірність виявлення принаймні з однієї спроби із N :

$$P_N(Z \geq 1) = 1 - (1-P)^N. \quad (4)$$

б) ймовірність виявлення з k_1 по k_2 спроби із N :

$$P(k_1 \leq Z \leq k_2) = \sum_{l=k_1}^{k_2} \binom{N}{l} P^l (1-P)^{N-l}. \quad (5)$$

в) ймовірність виявлення принаймні з k -ї спроби із N :

$$P(Z \geq k) = \sum_{l=k}^N \binom{N}{l} P^l (1-P)^{N-l} = 1 - \sum_{l=0}^{k-1} \binom{N}{l} P^l (1-P)^{N-l}. \quad (6)$$

Ймовірність виявлення сигналу з ППРЧ із застосуванням розподілу Пуассона

У випадку значної кількості частотних позицій передавача M_{FH} та дуже малої ймовірності виявлення сигналу за одне сканування біноміальний розподіл (2) для k спроб виявлення може бути апроксимований розподілом Пуассона [3]:

$$P_N(Z = k) \approx \frac{e^{-NP} (NP)^k}{k!}. \quad (7)$$

Розглянемо випадок, коли кількість частотних позицій передавача M_{FH} дуже велика, а діапазон стрибків співпадає з діапазоном пошуку одноканального приймача. Для перегляду всього діапазону приймач здійснює L серій сканувань [4].

Використовуючи вирази (6) і (7), ймовірність принаймні з k -ої спроби виявити сигнал дорівнює:

$$P_N(Z \geq k) = 1 - \sum_{l=0}^{k-1} P_N(Z = l) \approx 1 - e^{-NP} \sum_{l=0}^{k-1} \frac{NP^l}{l!}. \quad (8)$$

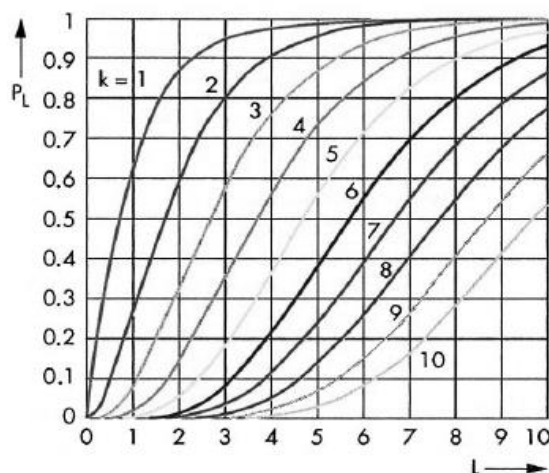


Рис. 1. Ймовірність виявлення сигналу принаймні у k спробах для L вдалих сканувань

Відповідно до виразу (8) ймовірність виявлення сигналу з однієї спроби ($k = 1$) (рис. 1) дорівнює:

$$P_N(Z \geq 1) = 1 - e^{-NP}. \quad (9)$$

У розподілі Пуассона добуток NP вважається величиною постійною і є середнім числом вдалих сканувань незалежно від номеру та довжини серії. Підставляючи в (9) $L = NP$, отримуємо залежності рис. 1.

Ймовірність виявлення стрибка сигналу передавача із застосуванням теореми Муавра-Лапласа

У випадку великої кількості спроб виявлення сигналу N ,

$$NP(1 - P) > 1, \quad (10)$$

біноміальний розподіл може бути апроксимований Гаусівським розподілом [3]:

$$P_N(Z = k) \approx \frac{e^{-(k - NP)^2 / 2NP(1 - P)}}{\sqrt{2\pi NP(1 - P)}}. \quad (11)$$

Ймовірність виявлення сигналу від k_1 до k_2 спроби (5) набуває наступного вигляду:

$$P_N(k_1 \leq Z \leq k_2) \approx \frac{1}{2} \left[\Phi \left(\frac{k_2 - NP}{\sqrt{2NP(1 - P)}} \right) - \Phi \left(\frac{k_1 - NP}{\sqrt{2NP(1 - P)}} \right) \right], \quad (12)$$

де $\Phi(x)$ – функція помилок (ненормована функція Лапласа):

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-y^2} dy. \quad (13)$$

Ймовірність принаймні k попадань за N спроб (12), (6) дорівнює:

$$P_N(Z \geq k) \approx \frac{1}{2} \left[\Phi \left(\frac{N - NP}{\sqrt{2NP(1-P)}} \right) - \Phi \left(\frac{k - NP}{\sqrt{2NP(1-P)}} \right) \right] \approx \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\frac{k - NP}{\sqrt{2NP(1-P)}} \right) \right]. \quad (14)$$

Залежність кількості виявлень частотних стрибків сигналу передавача від числа повторних сканувань приймача

Основним параметром, що впливає на ймовірність перехоплення сигналу з ППРЧ, є число N повторних спроб виявлення передавача з випадковим розподілом (2), (14). Співвідношення між числом спроб виявлення N та числом сканувань L має наступні залежності:

у випадку використання одноканального приймача ($K = 1$), який має наступні параметри: час сканування всіх частотних позицій (T_{SC}), кількість частотних позицій сканування (M_{SC}), час затримки на одній частотній позиції ($T_d, T_{SC1} = M_{SC} T_d$) та, відповідно до виразу (1), число спроб виявлення N протягом L сканувань визначається наступним чином:

$$N_{L1} = M_{SC} \cdot T_d \cdot \nu_{FH} \cdot L, \quad (15)$$

у випадку використання багатоканального приймача ($T_{SCK} = \frac{M_{SC} T_d}{K}$) кількість спроб виявлення сигналу протягом L сканувань зменшується до:

$$N_{L,K} = \frac{M_{SC} \cdot T_d \cdot \nu_{FH} \cdot L}{K}. \quad (16)$$

Оцінка вищенаведених результатів дозволяє зробити наступні висновки:

ймовірність перехоплення однієї частотної позиції передавача багатоканальним приймачем на порядок вища, ніж одноканальним (на коефіцієнт K);

середнє число виявлень \bar{k} для однакової кількості сканувань L одно- та багатоканального приймача однаково;

час спостереження багатоканального приймача коротший, ніж одноканального (на коефіцієнт $1/K$).

Приклад

Вихідні дані. Об'єктом дослідження є пошуковий приймач компанії R&S, аналізатор спектра RSA6114A та радіостанція типу «Акведук» P-168-0.5УЕ. Відповідно до [1], ймовірність виявлення сигналу з ППРЧ за час перебування приймача у одній частотній позиції для обраного прикладу дорівнює $P_{1h} = 0,156$.

Якщо за час перебування передавача у одній частотній позиції розвідприймач здійснює декілька вимірювань, то враховуючи достатньо велике значення P_{1h} ймовірність виявлення сигналу з ППРЧ розраховується за допомогою (2), де $P = P_{1h}$.

Припускаючи, що приймач в середньому виконує три виявлення за N спроб ($NP = 3$), ймовірність перехоплення частотної позиції передавача одноканальним

приймачем з однієї спроби відповідно до кривої $k=1$ (рис. 1) чи виразу (9) дорівнює 0,95.

Використовуючи відношення $NP=3$ та ймовірність виявлення сигналу, визначаємо кількість спроб виявлення сигналу (кожна з яких становить \bar{n} сканувань) з заданою ймовірністю:

$$N = \frac{3}{P} = 19,2 \approx 20.$$

Як бачимо, для виявлення сигналу з ППРЧ за допомогою аналізатора спектра з ймовірністю 0,95 нам потрібно близько 20 спроб. Оскільки сучасні аналізатори спектра здатні здійснювати до 48000 вимірів/с, то в середньому для виявлення сигналу з ППРЧ буде витрачено 0,4 мс.

У випадку якщо ймовірність виявлення сигналу при незначній кількості вимірювань досить велика, біноміальний розподіл використовується без апроксимації.

Висновки

Враховуючи сучасний стан засобів РТР, на прикладі характеристик радіоприймачів та аналізаторів спектра R&S можна визначити математичну модель ймовірності виявлення сигналів з ППРЧ на основі біноміального розподілу.

Наведена модель дозволяє встановити, що сучасні засоби РТР здатні виявити сигнал з ППРЧ в масштабі часу, близькому до реального з ймовірністю, близькою до 1 у разі хоча б часткового перекриття смуг сканування і стрибків передавача.

В зазначених умовах актуалізується задача «втечі» сигналу з ППРЧ від прицільних завад, що обґрунтовує можливі напрями подальших досліджень.

Список літератури:

1. Єрохін В.Ф., Рома О.М., Василенко С.В., Бездрабко Д.Є. Математична модель перехоплення одиничного стрибка сигналу передавача з ППРЧ // Вісник НТУУ «КПІ». Серія Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2016. – № 64. – С. 75-85.
2. Dr Hans-Christoph Höring. Probability of intercept for frequency hop signals using search receivers // News from Rohde&Schwarz. – 1998/IV. – No. 160. – P. 26–29.
3. Papoulis A. Probability, Random Variables and Stochastic Processes // McGraw-Hill. – 1965. – Chap. 3.
4. Jondral F. Erfassung von Frequenzsprungsendern // Funksignalanalyse. Teubner. – 1991. – P. 192–195.

УДК 621.391

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОТОКОВОЙ МОДЕЛИ БАЛАНСИРОВКИ НАГРУЗКИ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННОЙ СЕТИ С НЕОДНОРОДНОЙ АРХИТЕКТУРОЙ



[АМАЛЬ МЕРСНИ](#)

Национальный технический
университет «ХПИ»

Abstract – The improvement of previously known flow-based model of load balancing in a telecommunications network (TCN) with nonuniform architectures have been proposed. Under the structural nonuniformity of the TCN it is understood that its structure could be represented by separable graph, or close to it, i.e., telecommunications network comprises routers and links, modeling by cutnodes and bridges, respectively. Functional nonuniformity of TCN has particularly revealed that the network can contain the minimal cut with capacity which was much less than capacity of other network cuts. The improvement is concerned with the revision of the optimality criterion used in routing solutions. It is proposed to transit to a linear-quadratic criterion, which minimizes not only the upper bound of utilization the network links as a whole, but also individual links utilization. It has allowed better organization of the process of load balancing in TCN and to ensure the best value of such an important QoS parameter as the average end-to-end delay of packets in the network: an average from 20-30% to 40-60% compared with solutions based on the use of the Traffic Engineering criterion, and an average from 5-9% to 20-40% as compared with a linear analog of the proposed criterion. As the calculation results demonstrated, the use of the proposed load balancing criterion is most effective in high nonuniformity of the network architecture, for example, when the structure of the network was modeled by separable graph, and capacity of minimal cut differed significantly (down) from the bandwidth of other network cuts. Also, the effectiveness of the proposed solutions was increased by routing traffic with higher Hurst parameter.

Анотація – Запропоновано удосконалення раніше відомої потокової моделі балансування навантаження в телекомунікаційній мережі (ТКМ), яка максимально задовольняє вимогам концепції Traffic Engineering. Удосконалення пов'язане з переглядом використаного критерію оптимальності маршрутних рішень. Пропонується перейти до лінійно-квадратичного критерія, в рамках якого мінімізується не тільки верхній поріг завантаженості каналів зв'язку мережі в цілому, але й окремі коефіцієнти використання каналів. Це дозволило більш ефективно організувати процес балансування навантаження в ТКМ і забезпечити найкращі значення такого важливого QoS-показника як середня міжкінцева затримка пакетів в мережі.

Аннотация – Предложено усовершенствование ранее известной потоковой модели балансировки нагрузки в телекоммуникационной сети (ТКС), которая максимально удовлетворяет требованиям концепции Traffic Engineering. Усовершенствование связано с пересмотром используемого критерия оптимальности маршрутных решений. Предлагается перейти к линейно-квадратичному критерию, в рамках которого минимизируется не только верхний порог загрузки каналов связи сети в целом, но и отдельные коэффициенты использования каналов. Это позволило более эффективно организовать процесс балансировки нагрузки в ТКС и обеспечить лучшие значения такого важного QoS-показателя как средняя межконцевая задержка пакетов в сети.

Введение

В соответствии с требованиями концепции Traffic Engineering (TE) при обеспечении качества обслуживания (Quality of Service, QoS) ресурс телекоммуникационной сети (ТКС) должен использоваться сбалансированно [1-3], не приводя к перегрузке отдельных сетевых элементов (маршрутизаторов и каналов связи) при недогрузке других. При этом сетевой ресурс классифицируется на буферный и каналный. Буферный ресурс представляет собой организованные на маршрутизаторах ТКС очереди пакетов, а каналный ресурс, в свою очередь, характеризуется пропускной способностью (ПС) каналов связи (КС). Именно загруженность буфера

очередей и каналов связи существенно влияет на численные значения ключевых QoS-показателей (среднюю задержку пакетов, джиттер, уровень потерь пакетов) и производительность ТКС в целом.

Концепция Traffic Engineering активно внедряется в современные ТКС на различных функциональных уровнях архитектуры обеспечения QoS: управления очередями, маршрутизации, резервирования ресурсов, профилирования трафика и др. Это подтверждается разработкой и постепенным внедрением таких сетевых решений, как TE-Queueing [4], OSPF-TE, ISIS-TE, RSVP-TE, CR-LDP [5-9]. Эффективность протокольной (программной) реализации идей, заложенных в концепцию TE, во многом определяется уровнем используемого при этом математического и алгоритмического обеспечения. С точки зрения решения маршрутных задач в качестве эталонного нередко используется математическая модель балансировки нагрузки, описанная в работах [10-12], ориентированная на минимизацию верхнего порогового значения загруженности каналов связи ТКС, что, как известно [13-15], способствует улучшению вышеперечисленных QoS-показателей. Однако к ее недостаткам, как показано в работах [16, 17], относят обеспечиваемую относительно невысокую эффективность решений задач многопутевой маршрутизации в ТКС, имеющих неоднородную архитектуру. При этом архитектурная неоднородность может быть вызвана как структурными особенностями построения сети [16, 17], так и функциональной асимметрией, проявляющейся, например, в таком распределении пропускных способностей каналов связи, что в итоге может вызвать образование в ТКС «узких мест», загруженность которых и будет определять максимальные значения загруженности элементов сети. Это негативно отражается на оптимизации использования каналов связи, не входящих в «узкое место» сети, но от загруженности которых также во многом зависят значения межконцевых QoS-показателей, в частности и средняя межконцевая задержка пакетов. Поэтому научная задача, связанная с усовершенствованием процессов балансировки нагрузки при решении задач многопутевой маршрутизации в ТКС с неоднородной архитектурой, является актуальной.

I. Описание базовой математической модели балансировки нагрузки при решении задач одноадресной маршрутизации в ТКС

В работах [10-12] решение задачи балансировки нагрузки основано на представлении ТКС в виде ориентированного графа $G = (V, E)$, в котором множество вершин V описывают маршрутизаторы сети, а множество дуг E моделируют каналы связи. При этом каждой дуге $(i, j) \in E$ соответствует некоторый весовой коэффициент, характеризующий, например, пропускную способность моделируемого канала связи $\mu_{i,j}$ или же его маршрутную метрику.

Рассматриваемая модель описывает мультипоточковый случай, т.е. когда учитывается взаимное влияние друг на друга множества поступающих в сеть пользовательских потоков $k \in K$. Для каждого k -го потока в качестве известных выступают следующие его основные характеристики: r_k – средняя пакетная скорость (интенсивность),

измеряемая в пакетах в секунду (1/с); s_k, d_k – вершины графа, моделирующие маршрутизатор-источник и маршрутизатор-получатель пакетов k -го потока соответственно. Порядок маршрутизации и балансировки нагрузки в ТКС определяют маршрутные переменные $x_{i,j}^k$, каждая из которых характеризует долю k -го потока, протекающего в канале связи, представленного дугой $(i, j) \in E$. Исходя из физического смысла маршрутных переменных на них накладываются ограничения вида

$$0 \leq x_{i,j}^k \leq 1. \quad (1)$$

Введение ограничений (1) отвечает за реализацию в ТКС многопутевой стратегии маршрутизации, не запрещая при этом использование и однопутевых решений, при которой переменные $x_{i,j}^k$ могут принимать крайние из своих возможных значений (ноль или единицу). Кроме того, в ходе расчета маршрутных переменных должны выполняться условия сохранения потока на маршрутизаторах ТКС [11, 12]:

$$\begin{cases} \sum_{j:(i,j) \in E} x_{i,j}^k - \sum_{j:(j,i) \in E} x_{j,i}^k = 1, k \in K, i = s_k, \\ \sum_{j:(i,j) \in E} x_{i,j}^k - \sum_{j:(j,i) \in E} x_{j,i}^k = 0, k \in K, i \neq s_k, d_k, \\ \sum_{j:(i,j) \in E} x_{i,j}^k - \sum_{j:(j,i) \in E} x_{j,i}^k = -1, k \in K, i = d_k. \end{cases} \quad (2)$$

В ходе выполнения условий (2) гарантируется отсутствие потерь пакетов на каждом маршрутизаторе и в сети в целом, а также обеспечивается связность рассчитываемых маршрутов между отправителем и получателем k -го потока пакетов.

Для предотвращения перегрузки каналов связи ТКС необходимо обеспечить выполнение следующих условий [11-13]:

$$\sum_{k \in K} r_k \cdot x_{i,j}^k \leq \alpha \cdot \mu_{i,j}, \quad (i, j) \in E, \quad (3)$$

число которых соответствует количеству каналов связи в ТКС. В условиях (3) неизвестный параметр α – дополнительно вводимая управляющая переменная, на которую согласно ее физическому смыслу накладывается следующее ограничение:

$$0 \leq \alpha \leq 1. \quad (4)$$

Переменная α численно характеризует максимальное значение порога загрузки (коэффициента использования) каналов связи сети. Для повышения качества обслуживания в ходе реализуемой балансировки нагрузки в ТКС эту переменную необходимо минимизировать, определяя тем самым вид критерия оптимальности решений по маршрутизации и балансировке нагрузки в ТКС [10-12]

$$\alpha \rightarrow \min. \quad (5)$$

Оптимизационная задача (1)-(5) относится к классу задач линейного программирования, т.к. целевая функция (5), подлежащая минимизации, линейна, как и линейны все введенные на маршрутные переменные $x_{i,j}^k$ (1)-(3) и переменную α (3), (4) ограничения. При решении сформулированной оптимизационной задачи результирующее минимальное значение переменной α в соответствии с условиями (3) и (4) количественно соответствует коэффициенту использования наиболее загруженного канала. Как показано в работах [15, 16], значение переменной α при росте загруженности сети увеличивается линейно, способствуя тем самым прогнозируемому (не линейному, а плавному) изменению зависящих от нее основных показателей качества обслуживания – средней задержки, джиттера и вероятности потерь пакетов.

II. Анализ направлений усовершенствования базовой математической модели балансировки нагрузки в ТКС

Как отмечалось во введении, описанная модель (1)-(5) не обеспечивает максимальное улучшение основных QoS-показателей при решении задач многопутевой маршрутизации в ТКС, имеющих неоднородную архитектуру [16, 17]. Таким образом, при наличии в сети «узких мест», имеющих невысокую пропускную способность, именно их загруженность будет определять значения функции (5), не запрещая, но и не способствуя минимизации загруженности остальных каналов связи ТКС. Для некоторых частных случаев, ограничивающихся представлением сети в виде разделимого графа, в работе [16] предлагается осуществлять балансировку нагрузки «по частям», т.е. отдельно в каждой связной компоненте графа, соединенных мостом через точки сочленения. В этом случае максимальная загруженность каналов связи сети, представленная значением переменной α , будет соответствовать коэффициенту использования канала, моделируемого мостом графа. Оптимизация балансировки в связных компонентах сети, соединенных мостом, позволяет улучшить конечные решения с точки зрения повышения качества обслуживания [16].

Однако подобный подход адекватно может быть применен лишь в тех, случаях, когда физическая или логическая архитектура сети может быть представлена разделимым графом с несколькими точками сочленения и мостом. Если же низкопроизводительный участок (узкое место) сети на графовой модели ТКС не может быть описано единственным мостом или же структура сети не содержит точек сочленения, то подход, основанный на раздельном решении задач балансировки по отдельным сетевым фрагментам, применить невозможно. Это объясняется тем, что возникает неоднозначность получаемых решений в связных фрагментах сети и в каналах связи, которые образуют «узкое место» ТКС, что сопровождается нарушением связности межконцевых маршрутов. Поэтому в работах [10, 17] усовершенствование базовой модели (1)-(5) касается не пересмотра порядка расчета маршрутных переменных, а изменения самого вида используемого критерия оптимальности и заложенной в его основу целевой функции.

Как правило, для повышения чувствительности критерия оптимальности к загруженности не только «узкого места» сети, но и других каналов связи в критерий оптимальности вводят слагаемые, численно связанные с коэффициентом использования всех каналов ТКС. При этом по аналогии с подходом, изложенным в статье [17], целевая функция, подлежащая минимизации, может сохранять свой линейный вид

$$J_l = \vec{f}^t \cdot \vec{x} + g \cdot \alpha \rightarrow \mathbf{min}, \quad (6)$$

где \vec{x} – вектор маршрутных переменных $x_{i,j}^k$; \vec{f} – вектор маршрутных метрик, координатами которого являются величины $1/\mu_{i,j}$, что ориентирует на включение в оптимальный путь (пути) каналов связи с наибольшей пропускной способностью; g – положительный весовой коэффициент, величина которого определяет важность второго слагаемого в критерии (6); $[\cdot]^t$ – операция транспонирования матрицы (вектора). Для того, чтобы минимизировался в первую очередь верхний порог загруженности каналов ТКС, т.е. второе слагаемое в выражении (6), значение коэффициента g необходимо выбрать достаточно большим.

В работе [17] критерий оптимальности, модифицируя выражение (5), уже приобретает линейно-квадратичную форму:

$$J_{lq} = \vec{x}^t \cdot H \cdot \vec{x} + g \cdot \alpha \rightarrow \mathbf{min}. \quad (7)$$

где H – диагональная матрица, координатами которой являются маршрутные метрики (величины $1/\mu_{i,j}$).

В этой связи в данной работе проведено исследование, заключающееся в сравнительном анализе решений задачи балансировки нагрузки в ТКС с неоднородной архитектурой, получаемых на основе использования различных критериев оптимальности (5), (6) и (7). В качестве показателя эффективности получаемых решений выступали значения средней межконцевой задержки пакетов, которая для каждого из потоков рассчитывалась в соответствии с формулой [16, 17]:

$$\tau^k = \sum_{p \in P} x_p^k \tau_p^k, \quad (8)$$

где P – множество путей между анализируемой парой маршрутизаторов «отправитель» и «получатель»; x_p^k – доля k -го потока, протекающего по p -му пути;

$$\tau_p^k = \sum_{(i,j) \in p} \tau_{i,j}^k \quad (9)$$

– средняя задержка пакетов k -го потока вдоль p -го пути; $\tau_{i,j}^k$ – средняя задержка пакетов k -го потока в канале, представленного дугой (i,j) . Без потери общности получаемых результатов предполагалось для вычисления средней задержки пакетов в канале использовать выражение [13]

$$\tau_{i,j} = \frac{1}{\mu_{i,j}} + \rho_{i,j} \frac{\rho_{i,j}^{1/2(1-H)}}{(1-\rho_{i,j})^{H/(1-H)} \sum_{k \in K} r_k \cdot x_{i,j}^k}, \quad (10)$$

где

$$\rho_{i,j} = \frac{\sum_{k \in K} r_k \cdot x_{i,j}^k}{\mu_{i,j}}$$

– коэффициент использования канала, представленного дугой (i, j) ; $0,5 \leq H \leq 1$ – параметр самоподобия (параметр Херста), значения которого зависят от типа передаваемого трафика (табл. 1) [18].

Табл. 1. Значения параметра Херста при моделировании различных типов трафика (в соответствии с рекомендациями ITU-T Q.3925)

Тип трафика		Тип потока	Диапазон значений параметра Херста (H)
WWW-трафик		самоподобный	$H=0,7...0,9$
Передача данных (файлов)			$H=0,85...0,95$
Электронная почта (e-mail)			$H=0,75$
Одноранговый (P2P) трафик			$H=0,55...0,6$
Трафик IPTV	одноадресный		$H=0,75...0,8$
	многоадресный		$H=0,55...0,6$
Трафик телеметрии в сенсорных сетях			$H=0,67...0,69$

Такую задержку (10) будут испытывать все пакеты потоков, претендующих на пропускную способность канала, заданную величиной $\mu_{i,j}$. Поэтому в формуле (10) в обозначении величины $\tau_{i,j}$ индекс k опущен.

III. Сравнительный анализ решений задачи балансировки нагрузки в ТКС с неоднородной архитектурой

Сравнительный анализ решений задачи балансировки нагрузки в ТКС с неоднородной архитектурой, получаемых на основе использования различных критериев оптимальности (5), (6) и (7), произведен на ряде сетевых архитектур, отличающихся размером, степенью неоднородности и производительностью. Для наглядности результаты сравнительного анализа будут представлены на примере четырех сетевых конфигураций.

Так, на рис. 1 представлена ТКС, структурная неоднородность которой состоит в том, что сеть может быть описана разделимым графом, в котором точкой сочленения выступает вершина, моделирующая третий маршрутизатор. Именно при выходе из строя данного маршрутизатора исходная ТКС распадется на две связанных компоненты, первая из которых включает в себя первый, второй и четвертый маршрутизаторы, а вторая – маршрутизаторы с номерами пять, шесть, семь и восемь. На рис. 1

в разрывах каналов связи указаны их пропускные способности. Первый маршрутизатор выступает отправителем, а восьмой – получателем пакетов, передаваемых, например, с интенсивностью в 400 1/с.

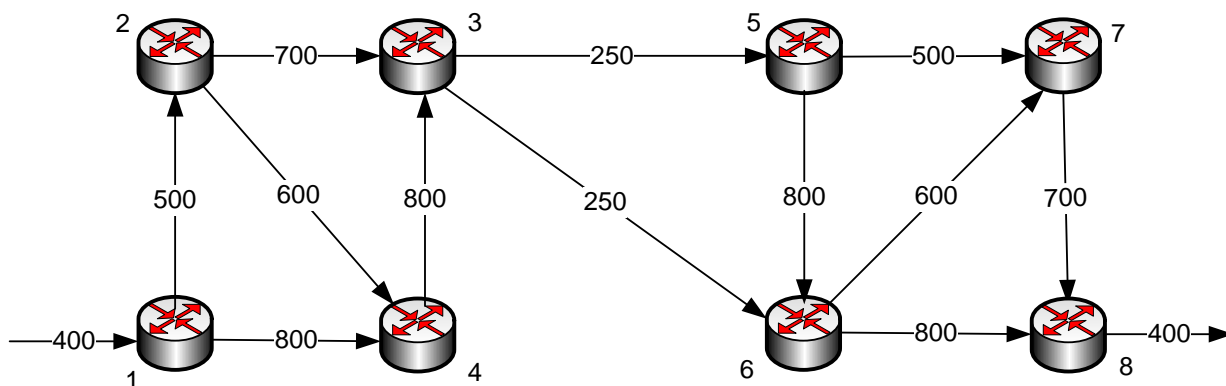
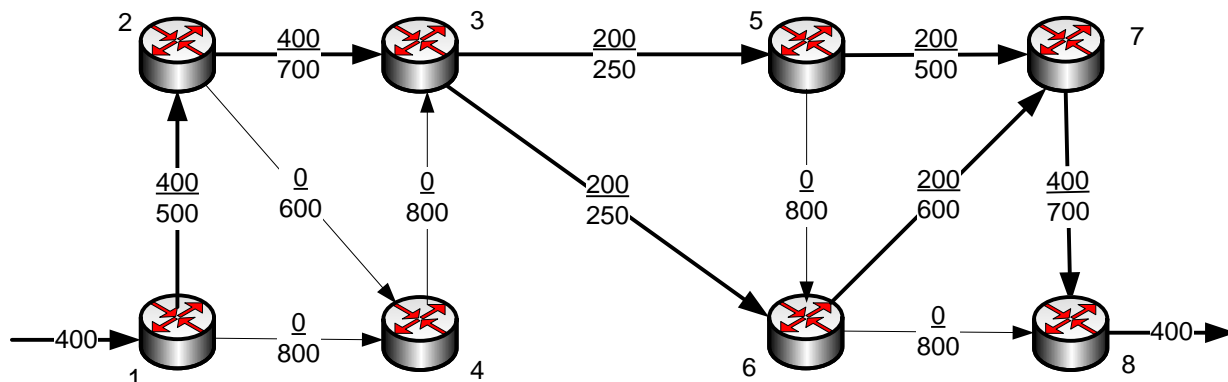


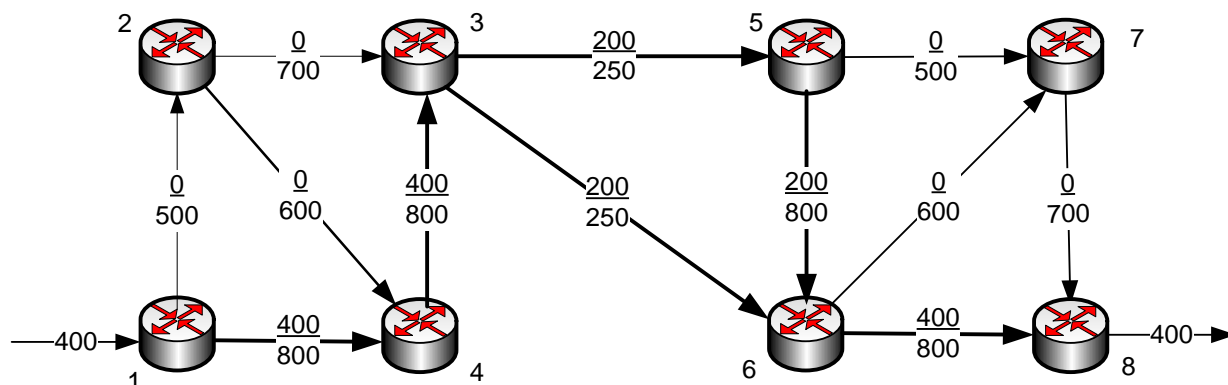
Рис. 1. Пример первой сетевой архитектуры

Функциональная неоднородность представленной на рис. 1 архитектуры ТКС определяется тем, что при передаче пакетов от первого маршрутизатора к восьмому в сети формируется разрез сети, имеющий очень ограниченную производительность – «узкое место» по сравнению с другими разрезами. Этот разрез включает в себя каналы, соединяющие третий маршрутизатор с шестым и пятым, и имеет пропускную способность в 500 1/с. На рис. 2 представлены примеры оптимальных решений задачи балансировки нагрузки в ТКС на основе использования модели (1)-(4) с различными критериями оптимальности: для критерия (5) – рис. 2 а, для критерия (6) – рис. 2 б, для критерия (7) – рис. 2 в. В разрывах каждого канала связи на рис. 2 указана дробь, в которой в числителе приведена интенсивность передаваемого потока пакетов, а в знаменателе – пропускная способность данного канала связи.

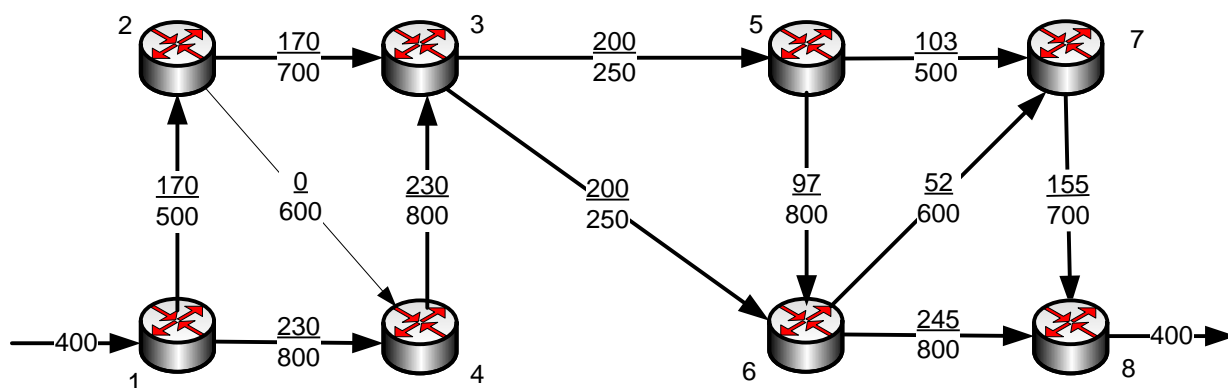
Каждое из решений, показанных на рис. 2, ориентировано на реализацию многопутевой стратегии маршрутизации и обеспечение одинакового значения параметра $\alpha = 0,8$, определяемого для каналов связи (3, 5) и (3, 6) минимального разреза сети. Однако порядок маршрутизации и балансировки нагрузки по каналам связи, не входящим в данный разрез, при использовании различных критериев оптимальности достаточно сильно отличается. В табл. 2 подробно охарактеризованы мультипути и образующие их пути с точки зрения интенсивности передаваемых по ним потоков (рис. 2) и результирующих значений средней межконцевой задержки пакетов (8). При этом в табл. 2 результаты расчета средней задержки (8)-(10), для примера, детализированы для значения параметра Херста $H = 0,5$.



а) порядок балансировки нагрузки при использовании критерия (5)



б) порядок балансировки нагрузки при использовании критерия (6)



в) порядок балансировки нагрузки при использовании критерия (7)

Рис. 2. Пример решения задачи балансировки нагрузки при использовании модели (1)-(4) и различных критериев оптимальности для первой сетевой архитектуры (рис. 1)

Табл. 2. Характеристика решений задачи балансировки нагрузки при использовании различных критериев оптимальности для первой сетевой архитектуры

Используемый критерий	Маршруты, входящие в мультипуть	Доля потока, протекающего вдоль пути	Скорость передачи пакетов (1/с)	Средняя задержка вдоль маршрута (мс)	Средняя межконцевая задержка пакетов (мс)
(5)	1→2→3→5→7→8	0,5	200	40	39,6
	1→2→3→6→7→8	0,5	200	39,2	
(6)	1→4→3→5→6→8	0,5	200	29,2	28,3
	1→4→3→6→8	0,5	200	27,5	
(7)	1→4→3→6→8	0,5	200	25,3	27,1
	1→2→3→5→7→8	0,2575	103	29,3	
	1→2→3→5→6→7→8	0,13	52	30	
	1→2→3→5→6→8	0,035	14	28,1	
	1→4→3→5→6→8	0,0775	31	26,7	

На рис. 3 представлены результаты сравнения средней межконцевой задержки пакетов, получаемой при использовании критериев оптимальности (5)-(7) для различных значений параметра Херста. Результаты отнесены к архитектуре ТКС, приведенной на рис. 1. Применение предложенного критерия (7) позволяет улучшить численные значения средней межконцевой задержки пакетов на 31-34% по сравнению с использованием критерия (5) и на 3-4,5% по сравнению с использованием критерия (6).

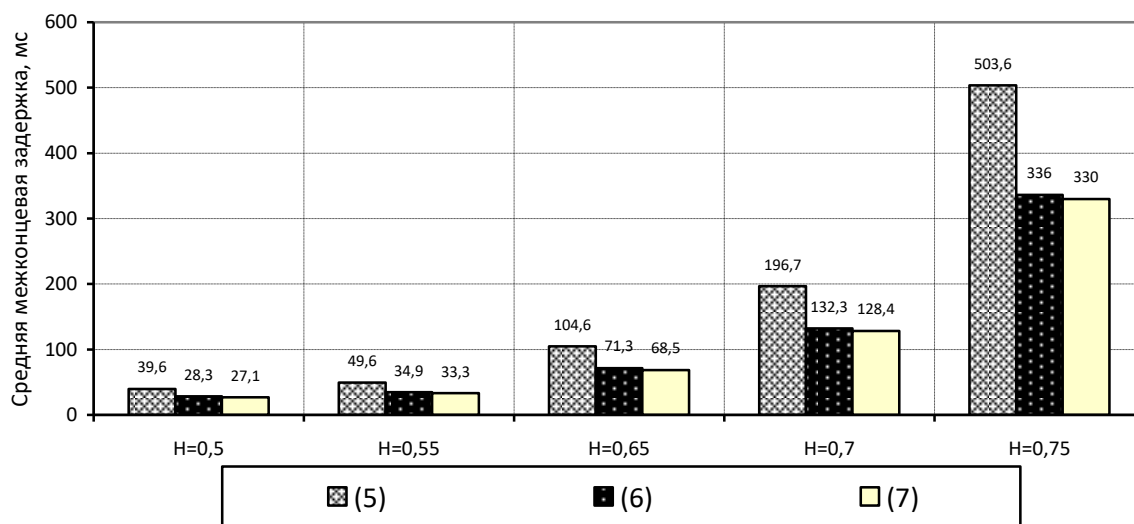


Рис. 3. Результаты сравнения средней межконцевой задержки пакетов, получаемой при использовании критериев оптимальности (5)-(7) для различных значений параметра Херста (архитектура ТКС приведена на рис. 1)

Второй вариант сетевой архитектуры, подлежащий анализу, показан на рис. 4 и отличается от первой архитектуры наличием дополнительно введенного канала между четвертым и шестым маршрутизаторами. На этом рисунке в разрывах каналов связи указаны их пропускные способности. Как и в предыдущем случае (рис. 1), первый маршрутизатор выступает отправителем, а восьмой – получателем пакетов, передаваемых, например, с интенсивностью в 600 1/с. Представленная на рис. 4 ТКС лишена структурной неоднородности, т.к. не может быть представлена разделимым графом, т.е. не содержит ни точек сочленения, ни мостов. Однако данная сетевая архитектура имеет функциональную неоднородность, ибо разрез, представленный каналами (3, 5), (3, 6), (4, 6), является минимальным, имея пропускную способность 750 1/с, что примерно в два раза меньше, чем производительность любого другого разреза сети.

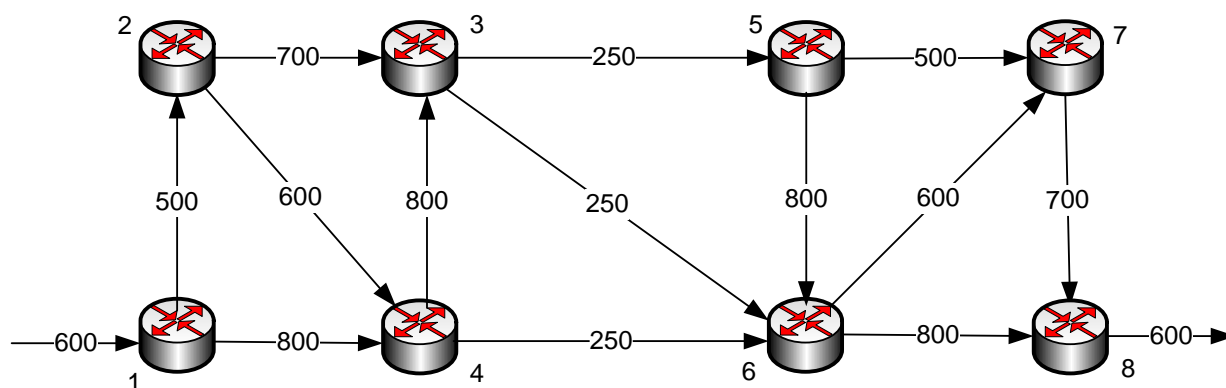
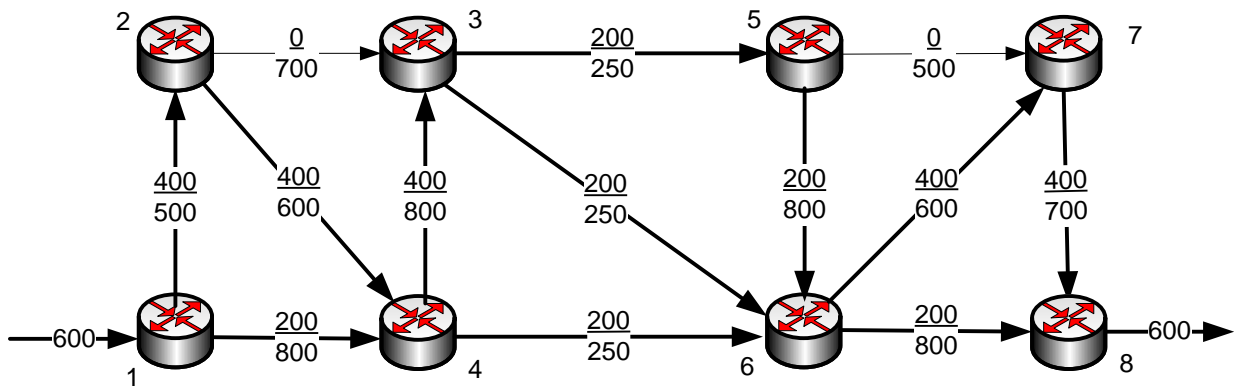
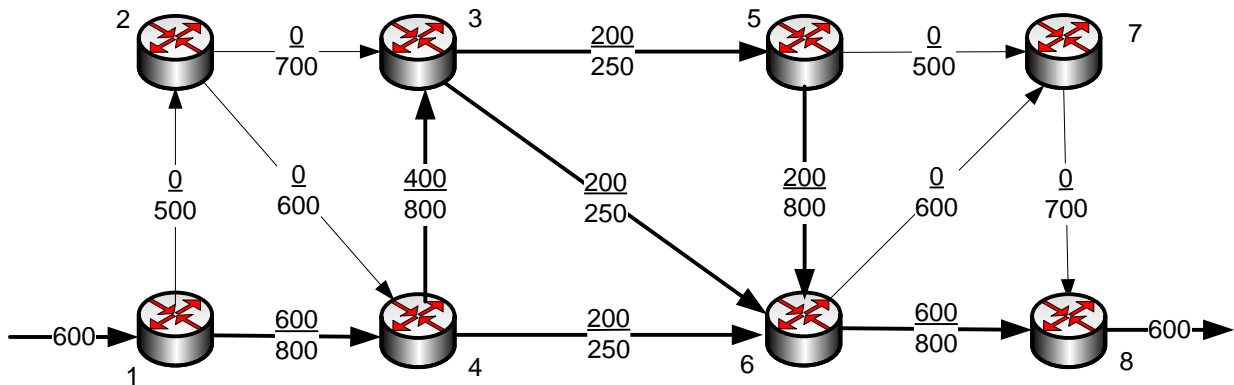


Рис. 4. Пример второй сетевой архитектуры

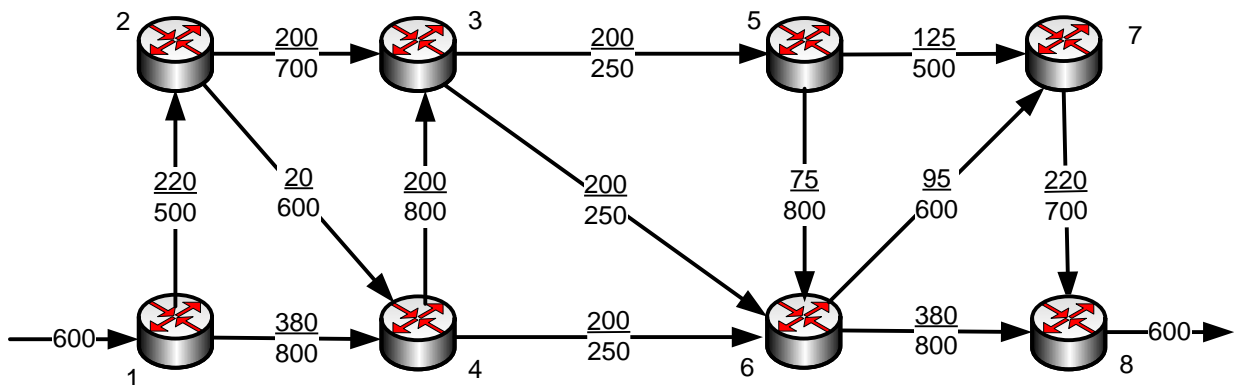
На рис. 5 представлены примеры вариантов решения задачи балансировки нагрузки в ТКС, представленной на рис. 4, на основе использования модели (1)-(4) с различными критериями оптимальности: для критерия (5) – рис. 4 а, для критерия (6) – рис. 4 б, для критерия (7) – рис. 4 в. По аналогии с рис. 2 в разрывах каждого канала связи на рис. 5 указана дробь, в которой в числителе приведена интенсивность передаваемого потока пакетов, а в знаменателе – пропускная способность данного канала связи. Как и для ранее полученных результатов (рис. 2), каждое из представленных на рис. 5 решений имеет две общие особенности: во-первых, используется многопутевая стратегия маршрутизации, а во-вторых, обеспечиваются одинаковые значения максимальной загруженности каналов связи ТКС ($\alpha = 0,8$) ввиду наличия минимального разреза, представленного каналами (3, 5), (3, 6), (4, 6). Использование отличающихся по форме критериев оптимальности определяет различный порядок маршрутизации и балансировки нагрузки в ТКС, что особенно характерно для каналов связи, не входящих в минимальный разрез. По аналогии с табл. 2 в табл. 3 приведены характеристики задействованных маршрутов (рис. 5) и результирующих значений средней межконцевой задержки пакетов (8) для значения параметра Херста $H = 0,5$.



а) порядок балансировки нагрузки при использовании критерия (5)



б) порядок балансировки нагрузки при использовании критерия (6)



в) порядок балансировки нагрузки при использовании критерия (7)

Рис. 5. Пример решения задачи балансировки нагрузки при использовании модели (1)-(4) и различных критериев оптимальности для второй сетевой архитектуры (рис. 4)

Табл. 3. Характеристика решений задачи балансировки нагрузки при использовании различных критериев оптимальности для второй сетевой архитектуры

Используемый критерий	Маршруты, входящие в мультипуть	Доля потока, протекающего вдоль пути	Скорость передачи пакетов (1/с)	Средняя задержка вдоль маршрута (мс)	Средняя межконцевая задержка пакетов (мс)
(5)	1→2→4→3→5→6→7→8	1/3	200	47,5	38,9
	1→2→4→3→6→7→8	1/3	200	45,8	
	1→4→6→8	1/3	200	23,3	
(6)	1→4→3→5→6→8	1/3	200	34,2	31,97
	1→4→6→8	1/3	200	30	
	1→4→3→6→8	1/3	200	31,7	
(7)	1→2→3→5→7→8	0,21	125	30,3	27,4
	1→4→6→8	1/3	200	24,8	
	1→2→3→5→6→7→8	0,125	75	31	
	1→2→4→3→6→7→8	0,033	20	31	
	1→4→3→6→8	0,3	180	26,4	

На рис. 6 представлены результаты сравнения средней межконцевой задержки пакетов, получаемой при использовании критериев оптимальности (5)-(7) для различных значений параметра Херста. Результаты отнесены к архитектуре ТКС, приведенной на рис. 4. Применение предложенного критерия (7) позволяет улучшить численные значения средней межконцевой задержки пакетов на 29-31% по сравнению с использованием критерия (5) и на 15-21% по сравнению с использованием критерия (6).

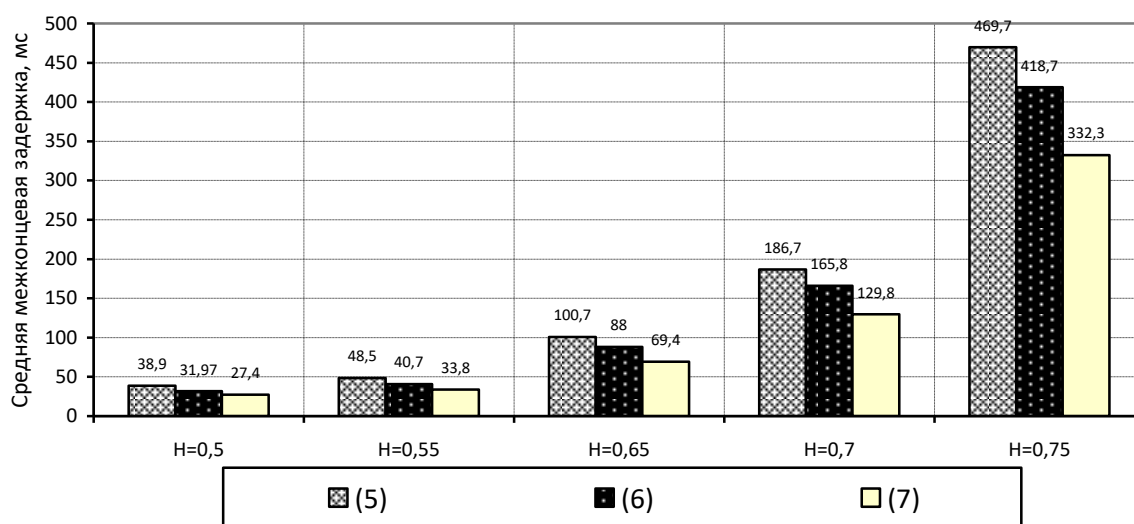


Рис. 6. Результаты сравнения средней межконцевой задержки пакетов, получаемой при использовании критериев оптимальности (5)-(7) для различных значений параметра Херста (архитектура ТКС приведена на рис. 4)

Третий пример анализируемой сетевой архитектуры приведен на рис. 7. Как и в первом случае (рис. 1), структура ТКС может быть представлена разделимым графом, в котором вершина, моделирующая четвертый маршрутизатор, является точкой сочленения. Именно при выходе из строя данного маршрутизатора исходная ТКС распадется на две связные компоненты, первая из которых включает в себя первый, второй, третий и пятый маршрутизаторы, а вторая – маршрутизаторы с номерами с шестого по десятый. Это определяет наличие структурной неоднородности в рассматриваемой архитектуре, но в отличие от первого варианта сетевой архитектуры (рис. 1) данные компоненты включают в себя большее число маршрутизаторов.

На рис. 7 в разрывах каналов связи снова указаны их пропускные способности, первый маршрутизатор выступает отправителем, а десятый – получателем пакетов, передаваемых, например, с интенсивностью в 800 1/с. Функциональная неоднородность, как и в предыдущих случаях, определяется тем, что в архитектуре сети присутствует минимальный разрез, представленный каналами (4, 6) и (4, 7), который имеет по сравнению с другими разрезами достаточно низкую суммарную пропускную способность – 1000 1/с.

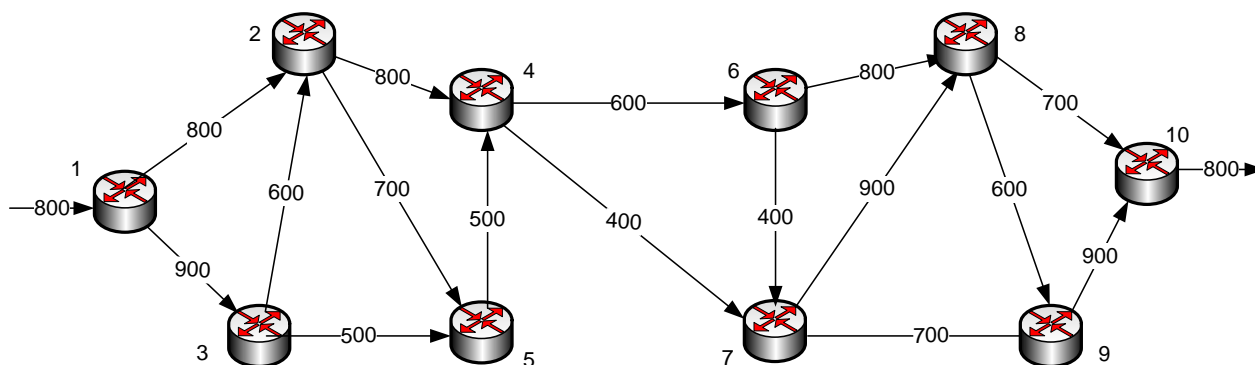
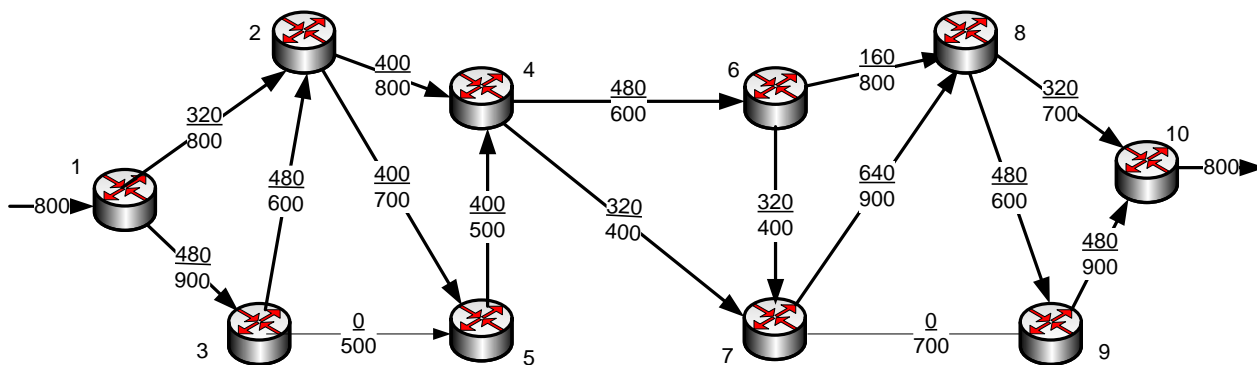
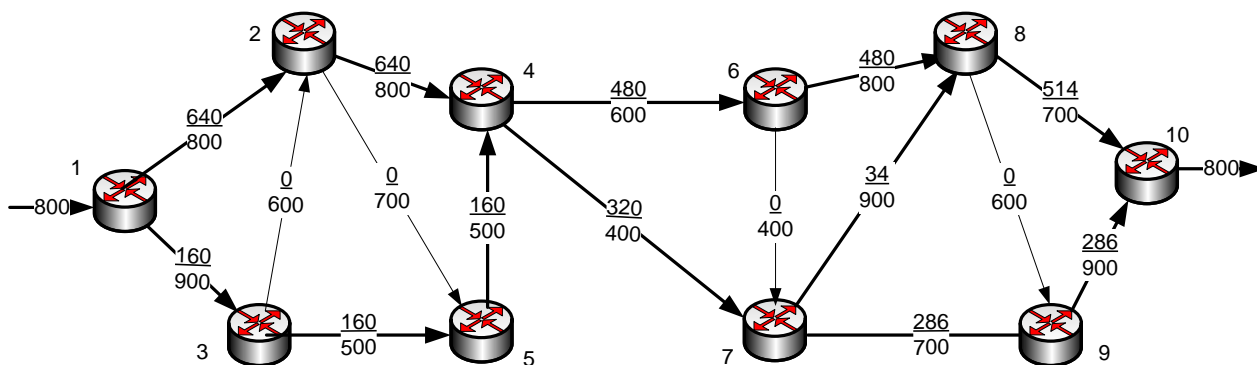


Рис. 7. Пример третьей сетевой архитектуры

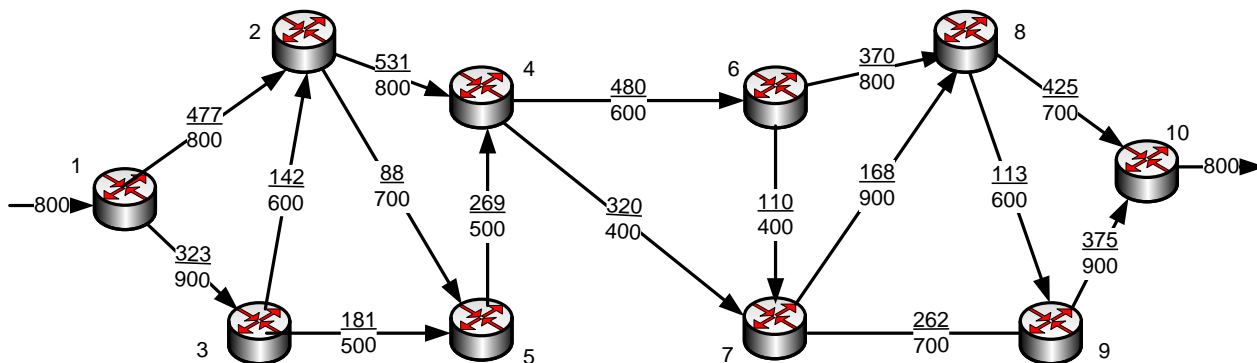
На рис. 8 показаны результаты решения задачи балансировки нагрузки в ТКС, архитектура которой представлена на рис. 7, на основе использования модели (1)-(4) с различными критериями оптимальности: для критерия (5) – рис. 6 а, для критерия (6) – рис. 6 б, для критерия (7) – рис. 6 в. По аналогии с рис. 2 и 5 в разрывах каждого канала связи на рис. 8 указана дробь, в которой в числителе приведена интенсивность передаваемого потока пакетов, а в знаменателе – пропускная способность данного канала связи.



а) порядок балансировки нагрузки при использовании критерия (5)



б) порядок балансировки нагрузки при использовании критерия (6)



в) порядок балансировки нагрузки при использовании критерия (7)

Рис. 8. Пример решения задачи балансировки нагрузки при использовании модели (1)-(4) и различных критериев оптимальности для третьей сетевой архитектуры (рис. 7)

Для полученных решений задачи балансировки нагрузки в ТКС, представленных на рис. 8, в табл. 4 приведены итоговые значения средней межконцевой задержки пакетов (8) и характеристики используемых при этом путей ($H = 0,5$). Все три решения обеспечивают одинаковые пороговые значения загруженности каналов связи ($\alpha = 0,8$), прежде всего ввиду наличия в структуре сети минимального разреза, представленного каналами (4, 6), (4, 7).

Табл. 4. Характеристика решений задачи балансировки нагрузки при использовании различных критериев оптимальности для третьей сетевой архитектуры

Используемый критерий	Маршруты, входящие в мультипуть	Доля потока, протекающего вдоль пути	Скорость передачи пакетов (1/с)	Средняя задержка вдоль маршрута (мс)	Средняя межконцевая задержка пакетов (мс)
(5)	1→3→2→5→4→6→7→8→9→10	0,4	320	59,4	41
	1→3→2→4→7→8→9→10	0,2	160	40,3	
	1→2→5→4→7→8→10	0,1	80	34,4	
	1→2→4→7→8→10	0,1	80	23,6	
	1→2→4→6→8→10	0,2	160	17,1	
(6)	1→2→4→6→8→10	0,6	480	29,3	28,3
	1→2→4→7→9→10	0,2	160	29	
	1→3→5→4→7→9→10	0,1575	126	24	
	1→3→5→4→7→8→10	0,0425	34	26,5	
(7)	1→2→4→7→9→10	0,3275	262	23,5	23,4
	1→2→4→7→8→9→10	0,0725	58	24,6	
	1→3→5→4→6→8→10	0,2263	181	23,5	
	1→2→4→6→8→10	0,1962	157	21,1	
	1→3→2→4→6→7→8→10	0,0675	54	24,4	
	1→3→2→5→4→6→8→10	0,04	32	24,2	
	1→3→2→5→4→6→7→8→9→10	0,07	56	27	

На рис. 9 представлены результаты сравнения средней межконцевой задержки пакетов, получаемой при использовании критериев оптимальности (5)-(7) для различных значений параметра Херста. Результаты отнесены к архитектуре ТКС, приведенной на рис. 7.

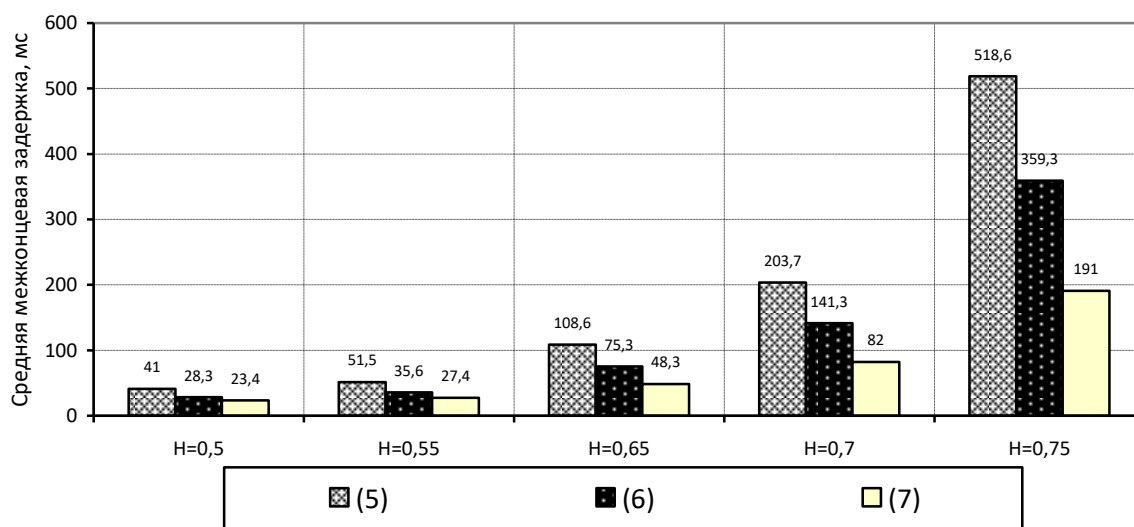


Рис. 9. Результаты сравнения средней межконцевой задержки пакетов, получаемой при использовании критериев оптимальности (5)-(7) для различных значений параметра Херста (архитектура ТКС приведена на рис. 7)

Для данной сетевой архитектуры применение предложенного критерия (7) позволяет улучшить численные значения средней межконцевой задержки пакетов на 43-63% по сравнению с использованием критерия (5) и на 20-45% по сравнению с использованием критерия (6).

Завершающий пример анализа для четвертой сетевой архитектуры приведен на рис. 10. Эта архитектура не может быть представлена разделимым графом, т.е. не содержит структурной неоднородности. Однако она включает в себя минимальный разрез, представленный каналами (4, 6), (4, 7) и (5, 7) и имеющий пропускную способность 1500 1/с, что определяет функциональную неоднородность. На рис. 10 в разрывах каналов связи снова указаны их пропускные способности, первый маршрутизатор выступает отправителем, а десятый – получателем пакетов, передаваемых, например, с интенсивностью в 1200 1/с.

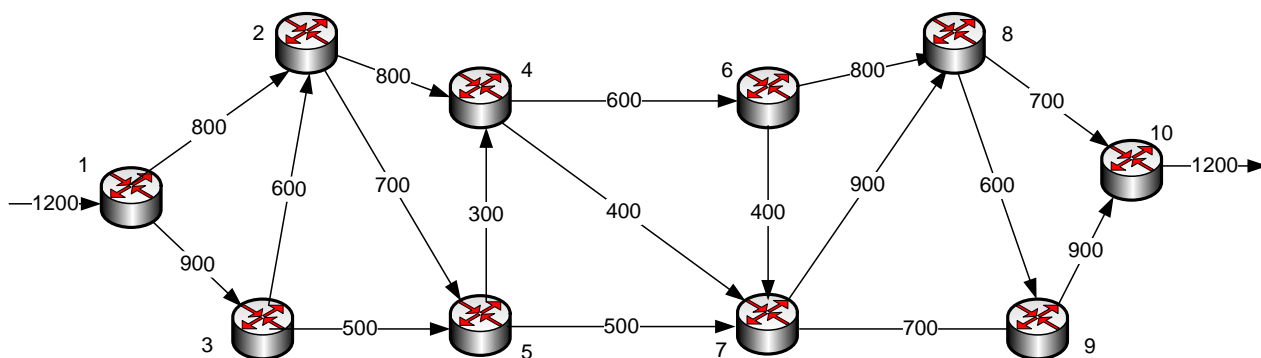
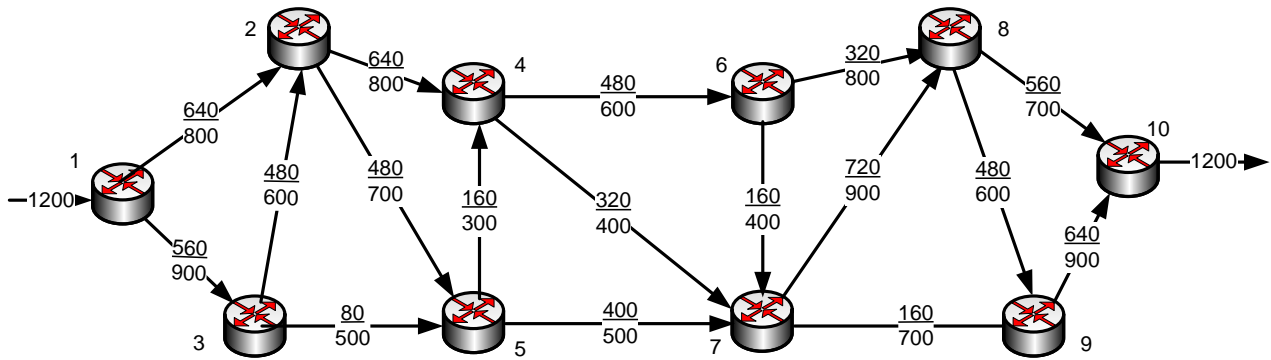


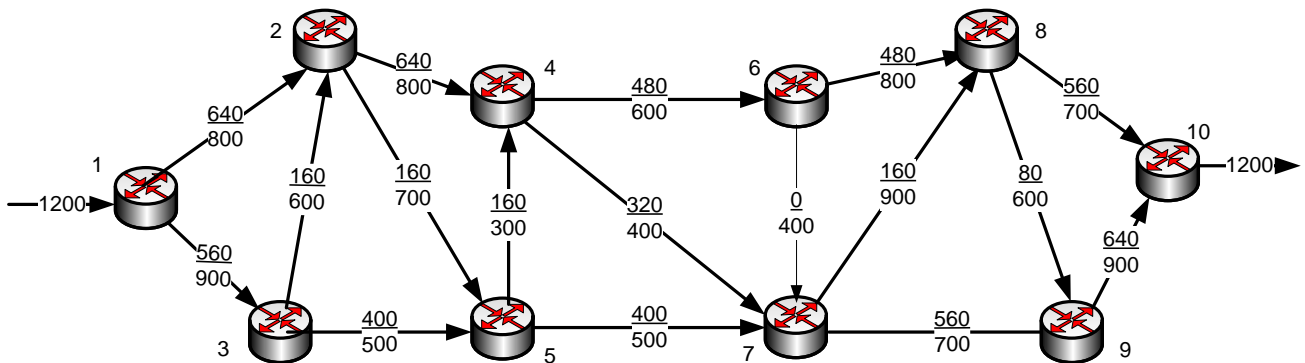
Рис. 10. Пример четвертой сетевой архитектуры

Результаты решения задачи балансировки нагрузки в ТКС, архитектура которой представлена на рис. 10, на основе использования модели (1)-(4) с различными критериями оптимальности показаны на рис. 11. Использованию критерия (5) отвечает рис. 11 а, критерия (6) – рис. 11 б, критерия (7) – рис. 11 в. По аналогии с рис. 7 в разрывах каждого канала связи на рис. 11 указана дробь, в которой в числителе приведена интенсивность передаваемого потока пакетов, а в знаменателе – пропускная способность данного канала связи.

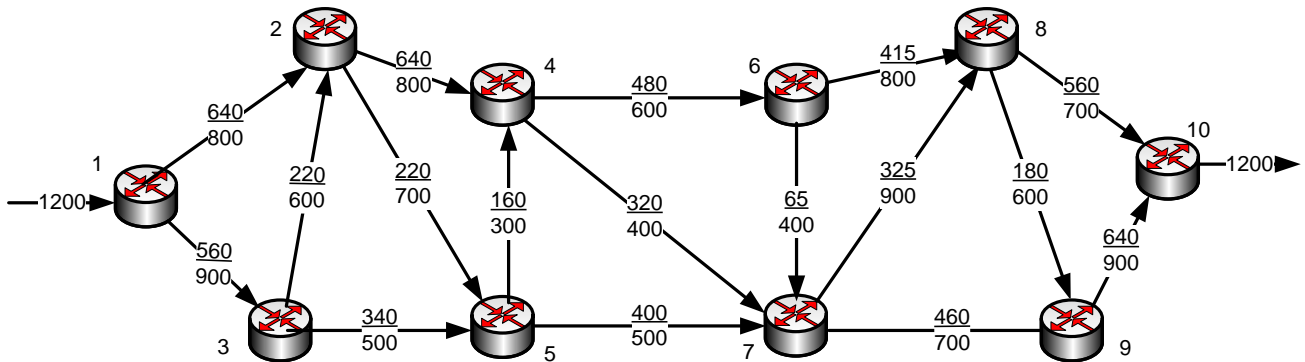
Характеристика рассчитанных путей и результирующие значения средней межконцевой задержки пакетов (8) для значения параметра Херста $H = 0,5$, полученные в ходе решения задачи балансировки нагрузки в ТКС (рис. 11), представлены в табл. 5. По-прежнему все три решения обеспечивают одинаковые пороговые значения загрузки каналов связи ($\alpha = 0,8$).



а) порядок балансировки нагрузки при использовании критерия (5)



б) порядок балансировки нагрузки при использовании критерия (6)



в) порядок балансировки нагрузки при использовании критерия (7)

Рис. 11. Пример решения задачи балансировки нагрузки при использовании модели (1)-(4) и различных критериев оптимальности для четвертой сетевой архитектуры (рис. 10)

На рис. 12 представлены результаты сравнения средней межконцевой задержки пакетов, получаемой при использовании критериев оптимальности (5)-(7) для различных значений параметра Херста. Результаты отнесены к архитектуре ТКС, приведенной на рис. 10.

Табл. 5. Характеристика решений задачи балансировки нагрузки при использовании различных критериев оптимальности для четвертой сетевой архитектуры

Используемый критерий	Маршруты, входящие в мультипуть	Доля потока, протекающего вдоль пути	Скорость передачи пакетов (1/с)	Средняя задержка вдоль маршрута (мс)	Средняя межконцевая задержка пакетов (мс)
(5)	1→2→4→6→8→10	0,27	320	30,1	37,7
	1→2→4→6→7→9→10	0,13	160	30,7	
	1→3→2→5→7→8→9→10	0,33	400	43,6	
	1→3→2→5→4→7→8→9→10	0,07	80	53,2	
	1→3→5→4→8→10	0,07	80	37,7	
	1→2→4→7→8→10	0,13	160	37,7	
(6)	1→3→5→7→9→10	0,33	400	33,9	33,2
	1→2→4→6→8→10	0,4	480	31	
	1→3→2→5→4→7→9→10	0,13	160	38,1	
	1→2→4→7→8→9→10	0,07	80	32,1	
	1→2→4→7→8→10	0,07	80	33,4	
(7)	1→3→5→7→9→10	0,283	340	27,2	30,5
	1→3→2→5→4→6→8→10	0,133	160	32,9	
	1→3→2→5→7→8→9→10	0,05	60	25,6	
	1→2→4→6→8→10	0,213	255	30,6	
	1→2→4→6→7→8→9→10	0,054	65	31,8	
	1→2→4→7→9→10	0,1	120	33	
	1→2→4→7→8→10	0,121	145	33,9	
	1→2→4→7→8→9→10	0,046	55	33	

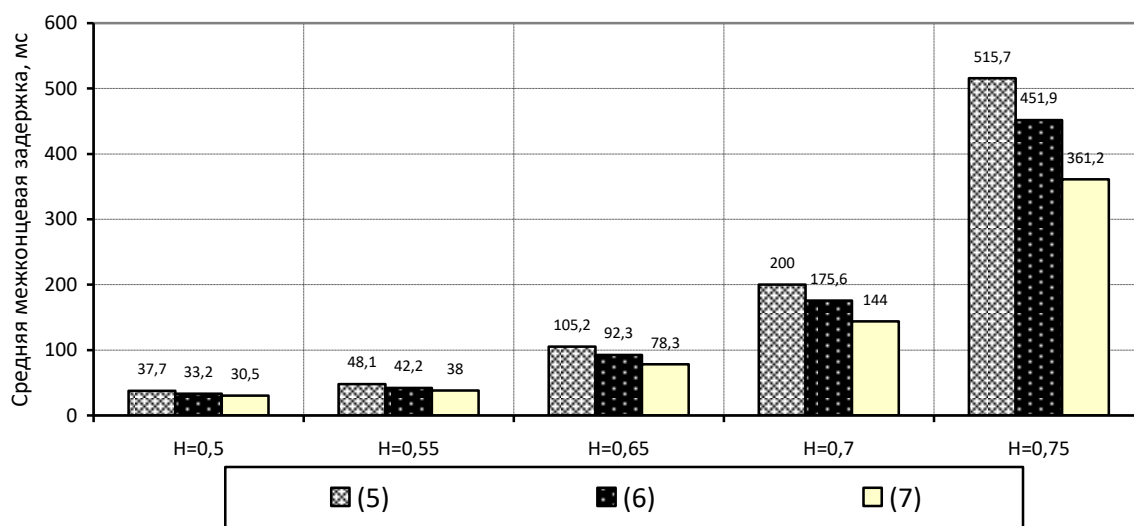


Рис. 12. Результаты сравнения средней межконцевой задержки пакетов, получаемой при использовании критериев оптимальности (5)-(7) для различных значений параметра Херста (архитектура ТКС приведена на рис. 10)

Для анализируемой сетевой архитектуры применение предложенного критерия (7) позволяет улучшить численные значения средней межконцевой задержки пакетов на 20-30% по сравнению с использованием критерия (5) и на 9-20% по сравнению с использованием критерия (6).

Выводы

В статье проведено исследование потоковой модели балансировки нагрузки в телекоммуникационной сети с неоднородной архитектурой. При этом неоднородность сетевой архитектуры разделялась на неоднородность структурную и функциональную. Под структурной неоднородностью ТКС понималось то, что ее структура могла быть представлена разделимым графом или близким к нему, т.е. телекоммуникационная сеть содержала маршрутизаторы и каналы, моделируемыми точками сочленения и мостами соответственно. Функциональная неоднородность ТКС проявлялась, в частности, в том, что сеть могла содержать минимальный разрез, пропускная способность которого была намного меньше пропускной способности других разрезов сети. Наличие как структурной, так и функциональной неоднородности ТКС, как показали проведенные исследования, приводит к образованию т.н. «узких мест» в сети, что отрицательно сказывается на эффективности балансировки нагрузки с точки зрения обеспечения экстремальных значений показателей качества обслуживания, например, средней межконцевой задержки пакетов.

В этой связи в статье предложено усовершенствование ранее известной и хорошо себя зарекомендовавшей математической модели балансировки нагрузки в ТКС [10-12], которая максимально удовлетворяет требованиям концепции Traffic Engineering. Усовершенствование коснулось пересмотра используемого критерия оптимальности маршрутных решений. Предлагается перейти к линейно-квадратичному критерию (7), в рамках которого минимизируется не только верхний порог загруженности каналов связи сети в целом, но и отдельные коэффициенты использования каналов. Это позволило более эффективно организовать процесс балансировки нагрузки в ТКС и обеспечить лучшие значения такого важного QoS-показателя, как средняя межконцевая задержка пакетов в сети.

В ходе количественного анализа преимуществ проведенного усовершенствования проводилось сравнение вновь полученных результатов с расчетами по другим критериям оптимальности: по критерию (5), соответствующему модели Traffic Engineering [10-12], и по критерию (6), который представляет собой линейную функцию от загруженности каналов связи сети. При этом расчеты проводились для множества сетевых архитектур, отличающихся размером и степенью неоднородности. Численные значения средней межконцевой задержки пакетов (8)-(10) оценивались для различных величин параметра Херста (табл. 1), отвечающего тому или иному типу сетевого трафика. В ходе исследований установлено, что использование предложенного критерия (7) при организации балансировки нагрузки в ТКС с неоднородной архитектурой позволяет снизить среднюю межконцевую задержку пакетов

по сравнению с решениями, основанными на использовании критерия (5), в среднем от 20-30% до 40-60%, а по сравнению с решениями, основанными на использовании критерия на (6), в среднем от 5-9% до 20-40% (рис. 3, рис. 6, рис. 9, рис. 12).

Как показали результаты расчетов, использование предложенного критерия балансировки нагрузки (7) наиболее эффективно в условиях высокой неоднородности сетевой архитектуры, например, когда структура сети моделировалась разделимым графом (рис. 7), а пропускная способность минимального разреза значительно отличалась (в меньшую сторону) от пропускной способности других разрезов сети. Также эффективность предлагаемого решения возрастала при маршрутизации трафика с высокими значениями параметра Херста.

Кроме того, было замечено, что использование линейного критерия (6) ориентирует преимущественно на реализацию однопутевой маршрутизации (рис. 2, б и рис. 5, б), т.е. без поддержки балансировки нагрузки в связных компонентах сети, на которые разбивается сеть минимальным разрезом. При доступности нескольких приблизительно равноценных по пропускной способности маршрутов использование критерия (7) всегда обеспечивало максимальный выигрыш по сравнению с применением критерия (6), что продемонстрировано на рис. 6 и рис. 9.

Установлено, что чем больше отличались по своей пропускной способности минимальный разрез и остальные разрезы сети, тем больший выигрыш по средней межконцевой задержке обеспечивало использование критерия оптимальности (7). Например, для четвертой архитектуры ТКС, представленной на рис. 10, минимальный разрез имел пропускную способность, которая всего на 12-15% меньше пропускной способности других разрезов сети, что сопровождалось улучшением средней межконцевой задержки на 20-30% по сравнению с использованием критерия (5) и на 9-20% по сравнению с использованием критерия (6) (рис. 12). Если же пропускная способность минимального разреза была в среднем на 42-50% меньше, чем пропускная способность других разрезов сети, что характерно для третьей архитектуры ТКС (рис. 7), то выигрыш по средней межконцевой задержке уже составлял 43-63% и 20-45% соответственно (рис. 9).

Предложенное усовершенствование не приведет к значительному усложнению алгоритмического и программного обеспечения современных маршрутизаторов ввиду преимущественно линейного характера модели (1)-(4). При необходимости учета в явном виде условий обеспечения качества обслуживания по множеству показателей нужно переходить к более сложным с вычислительной точки зрения, например, тензорным моделям маршрутизации [19-21]. В случае обеспечения учета динамики изменения состояния ТКС предложенный критерий (7) может быть использован в качестве основы оптимизационных функционалов при использовании динамических моделей маршрутизации [21-23], представленных интегральными или дифференциально-разностными уравнениями состояния сети.

Список литературы:

1. *Simha A., Osborne E.* Traffic Engineering with MPLS. Cisco Press, 2002. – 608 p.
2. *Awduche D., Chiu A., Elwalid A., Widjaja I., Xiao X.* Overview and Principles of Internet Traffic Engineering. IETF RFC 3272, May 2002. – 71 p.
3. *Katz D., Kompella K., Yeung D.* Traffic Engineering (TE) Extensions to OSPF Version 2. RFC 3630, September 2003. – 14 p.
4. *Li Y., Panwar S., Liu C.J.* On the Performance of MPLS TE Queues for QoS Routing // Simulation series. – 2004. – Vol. 36; part 3. – P. 170–174.
5. *Van Beijnum I.* BGP: Building Reliable Networks with the Border Gateway Protocol. - O'Reilly Media, 2002. – 290 p.
6. *Smit H., Li T.* ISIS Extensions for Traffic Engineering, RFC 5305. October 2008. – 17 p.
7. *Kompella K., Rekhter Y.* Signalling Unnumbered Links in Resource ReSerVation Protocol - Traffic Engineering (RSVP-TE), RFC 3477, January 2003. – 9 p.
8. *Kompella K., Rekhter Y., Kullberg A.* Signalling Unnumbered Links in CR-LDP (Constraint-Routing Label Distribution Protocol)", RFC 3480, February 2003. – 8 p.
9. *Ould-Brahim H., Fedyk D., Rekhter Y.* BGP Traffic Engineering Attribute. RFC 5543, May 2009. – 6 p.
10. *Seok Y., Lee Y., Choi Y., Kim C.* Dynamic Constrained Traffic Engineering for Multicast Routing // Proc. Wired Communications and Management. – 2002. – Vol. 2343. – P. 278-288.
11. *Wang Y., Wang Z.* Explicit routing algorithms for Internet Traffic Engineering // Proc. of 8th International Conference on Computer Communications and Networks. Paris, 1999. – P. 582-588.
12. *Seok Y., Lee Y., Kim C., Choi Y.* Dynamic Constrained Multipath Routing for MPLS Networks // IEEE International Conference on Computer Communications and Networks. – 2001. – №3. – P. 348 – 353.
13. *Крылов В.В., Самохвалова С.С.* Теория телетрафика и ее приложения.-СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 288 с.
14. *Szigeti T., Hattingh C., Barton R., Briley K.* End-to-End QoS Network Design: Quality of Service for Rich-Media & Cloud Networks, 2nd Edition // Cisco Press. – 2013. – 1040 p.
15. *Лемешко О.В., Дробот О.А., Симоненко Д.В.* Результати порівняльного аналізу поточкових моделей маршрутизації в телекомунікаційних мережах // Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил. Вип. 1(13), 2007. – С. 66-69.
16. *Лемешко А.В., Вавенко Т.В.* Усовершенствование потоковой модели многопутевой маршрутизации на основе балансировки нагрузки [Электронный ресурс] // Проблемы телекоммуникаций. – 2012. – № 1 (6). – С. 12 – 29. Режим доступа к журн.: http://pt.journal.kh.ua/2012/1/1/121_lemeshko_multipath.pdf.
17. *Мерсни А., Ильяшенко А.* Комплексный критерий оптимальности балансировки нагрузки при многопутевой маршрутизации в телекоммуникационной сети с неоднородной топологией // Радиотехника: Всеукр. межвед. науч.-техн. сб., 2016. Вып. 187. – С. 25-33.
18. Recommendation ITU-T Q.3925: Traffic flow types for testing quality of service parameters on model networks: Switzerland, Geneva, 2012. – 14 p.
19. *Lemeshko O.V., Garkusha S.V., Yeremenko O.S., Hailan A.M.* Policy-based QoS management model for multiservice networks // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), 21-23 May 2015, Omsk, Russia. Publisher: IEEE. – P. 1-4.

20. *Lemeshko O.V., Garkusha S.V., Yeremenko O.S., Hailan A.M.* Policy-based QoS management model for multiservice networks // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON), 21-23 May 2015, Omsk, Russia. Publisher: IEEE. PP. 1-4.

21. *Lemeshko O., Yeremenko O.* Dynamic Presentation of tensor model for multipath QoS-routing // Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science. Proceedings of the international Conference TCSET'2016. – Lviv-Slavske, Ukraine, February 23 - 26, 2016: Publishing House of Lviv Polytechnic, 2016. P. 601-604.

22. *Гуревич И.М.* Динамическая модель сети связи // Теория телетрафика в системах информатики. – М.: Наука, 1989. – С.54-64.

23. *Лемешко А.В., Симоненко Д.В.* Динамическая модель балансировки буферных и канальных ресурсов транспортной сети телекоммуникационной системы [Электронный ресурс] // Проблемы телекоммуникаций. – 2010. – № 2 (2). – С. 42 – 49. – Режим доступа до журн.: http://pt.journal.kh.ua/2010/2/2/102_lemeshko_dynamic.pdf.

УДК 621.391

КОМПЛЕКСНЫЙ МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ДОСТУПНОСТИ СЕРВИСОВ В ПРОГРАММНО- КОНФИГУРИРУЕМЫХ СЕТЯХ, ОСНОВАННЫЙ НА ДИНАМИЧЕСКОЙ РЕПЛИКАЦИИ



[Х.М. Мухи-Алдин](#)

Одесский национальный
политехнический университет

[Е.Б. Ткачова](#), [М.Т. Салах](#)

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Abstract – The work is devoted to the increasing quality of services in Software-Defined Network by modifying the resource allocation during service provision and services' replication techniques. The well-known replication techniques are analyzed in the work. The result of the analysis shows that existing replication techniques that are used in distributed networks should be revised with the purpose to improve their effectiveness and as a result, increase the availability of services. With the aim to increase the effectiveness of replication techniques in software-defined networking the solution of next tasks are proposed: determining the decision about start replication procedure based on simultaneously increasing of service popularity and degradation of quality of service; determine the required minimum number of replicas and their allocation in the network based on intensive of incoming customers' requests; checking the consistency of new replica of service with almost existing in the network. The complex method of dynamic service replication that is based on this particular solution is proposed. The model of complex services provision is also proposed in the work. The proposed model allows to analytically analyze the value of each monatomic service in complex solution. The case of using the proposed model of the monatomic services that included in complex service can be preplaced by the service with better quality characteristics.

Анотація – У статті запропоновано модель формування та надання комплексного сервісу і метод динамічної реплікації, що дозволяють підвищити доступність сервісів у програмно-конфігурованих мережах. Проведено огляд загальновідомих методів реплікації, які знайшли широке застосування в розподілених мережах, наведено їх основні переваги та недоліки. На підставі результатів проведеного аналізу та з урахуванням особливостей формування сервісів у програмно-конфігурованих мережах запропоновано метод, який включає в себе вирішення наступних завдань: оцінки популярності сервісу та вибору моменту запуску операції реплікації на підставі значення порога реплікації; обчислення оптимальної кількості реплік і їх розміщення на обчислювальних вузлах; перевірки несуперечності нової репліки сервісу із вже існуючими у мережі.

Анотация – В статье предложена модель формирования и предоставления комплексного сервиса и метод динамической репликации, позволяющие повысить доступность сервисов в программно-конфигурируемых сетях. Проведен обзор общеизвестных методов репликации, которые нашли широкое применение в распределенных сетях, приведены их основные преимущества и недостатки. На основании результатов проведенного анализа и с учетом особенностей формирования сервисов предложен метод, который включает в себя решение следующих задач: оценки популярности сервиса и выбора момента запуска операции репликации на основании значения порога репликации; вычисления оптимального количества реплик и их размещения на вычислительных узлах; проверки непротиворечивости новой реплики сервиса уже существующим в сети.

Введение

Рост бизнес-потребностей отдельных пользователей и целых организаций обуславливает популярность и стремительное развитие современных мультисервисных сетей и облачных сетевых решений. Необходимость обеспечения доступности и гарантированного качества предоставляемых сервисов в режиме 24/7 повышает требования к механизмам управления и передачи в таких сетях и обуславливает постоянную потребность в их совершенствовании. В таких условиях провайдеры и крупные

IT-организации для обеспечения требуемого качества обслуживания (Quality of Service, QoS), а также снижения стоимости предоставляемых услуг прибегают к использованию принципов программного конфигурирования при построении мульти-сервисных сетей (так называемой концепции Software-Defined Networking, SDN) [1-3].

Основной идеей SDN является отделение уровня управления сетью (control plane) от уровня передачи данных (forwarding plane) [2, 3]. Вся логика и функции управления переносятся на отдельное устройство – контроллер, обеспечивающее централизованное программно-реализуемое управление на основе оптимальных для сети в целом решений [4, 5]. К основным преимуществам SDN относятся быстрое развертывание, гибкое комбинирование множества сетевых функций на одной серверной платформе, простота и систематизированный характер процедуры администрирования. В соответствии со статистическими данными [6, 7] применение концепции SDN позволяет значительно снизить материальные затраты на такие виды услуг как модернизация сервисов, управление, администрирование и техническая поддержка.

Вместе с тем, в рамках SDN открытым остается вопрос деградации качества сервисов, обусловленной изменением физических характеристик сетевой инфраструктуры. Отказ системы хранения, недостаточность сетевых ресурсов, отказ вычислительных узлов (серверов, физических и виртуальных вычислительных машин) являются основными причинами, вызывающими деградацию QoS в SDN [8]. Как показывает анализ, наиболее эффективными и распространенными решениями быстрого устранения подобных сбоев и восстановления требуемого уровня QoS являются механизмы кластерной [9] и/или глобальной репликации [10], которые заключаются в создании копий запрашиваемого сервиса и их размещении на вычислительных узлах сетевой инфраструктуры. В целом репликация позволяет повысить производительность и надежность сети, а также обеспечить требуемый уровень доступности сервисов при практически любых изменениях в сетевой инфраструктуре [9-11]. При этом управление жизненным циклом, количеством и месторасположением реплик имеет весомое значение. Например, формирование и хранение избыточного количества реплик ведет к повышению накладных расходов, а месторасположение реплики существенно влияет на показатели производительности сети и доступности услуги [11].

I. Обзор известных механизмов репликации, применяемых в распределенных вычислительных сетях

На сегодняшний день множество работ посвящено поиску оптимальных механизмов репликации данных в распределенной сетевой инфраструктуре [9]. При этом могут быть выделены следующие основные стратегии репликации: статическая и динамическая, централизованная и децентрализованная, синхронная и асинхронная репликация, каждая из которых находит свое применение в зависимости от топологии и масштабов сети, а также территориального размещения вычислительных элементов [11-14]. Среди перечисленных методов наибольшую популярность и широкое практическое применение приобрела динамическая асинхронная репликация,

основным преимуществом которой является более низкие объемы передаваемых служебных и пользовательских данных.

Одной из первых работ, посвященных динамической репликации сервисов в распределённых, в частности облачных сетях является работа японских ученых Т. Ikeda, М. Ohara и S. Fukumoto [15]. Особенностью предложенного авторами метода [15] является применение асинхронного режима репликации с возможностью сохранения нескольких экземпляров копий сервиса на вычислительном узле. Операция чтения-записи осуществляется на стороне клиента, при этом вычислительный узел, на котором размещена реплика, не владеет информацией о версии реплики. Выбор определенного экземпляра реплики вычислительным элементом осуществляется на основе ее популярности. Управление и поддержка нескольких экземпляров сервиса в данном случае является ресурсоемкой задачей – количество сервисов, а, следовательно, и количество реплик неуклонно растет, что приводит к иррациональному использованию сетевых ресурсов.

В работе [16] основное внимание уделено вопросам формирования оптимального количества копий и их распределения между вычислительными устройствами. Однако алгоритм репликации, предложенный в этой работе, не позволяет учитывать вероятность и причины отказа в обслуживании. Так, обращения к вычислительному элементу, от которого получен отказ в обслуживании, могут повторяться снова и снова, приводя к потерям пакетов, а, следовательно, деградации качества обслуживания.

В работе [17] предложена методика хранения и формирования реплик, которая позволяет обеспечивать динамическое распределение сетевых ресурсов между несколькими пользователями или приложениями путем анализа популярности и стоимости использования услуг. Распределение сетевых ресурсов между приложениями выполняется динамически и зависит от типа сервиса и требований QoS. Эффективность данного подхода в процессе предоставления высококачественного контента ограничена из-за длительности времени принятия решения о необходимости репликации и низкой точности распределения сетевых ресурсов.

В работе [18] рассмотрены механизмы асинхронной репликации, а также предложена комплексная методика, которая позволяет уменьшить объемы передаваемых данных и нивелировать противоречия между репликами. Однако возникновение большого количества запросов, обращенных к одному и тому же вычислительному устройству одновременно, может привести к его перегрузке и, как следствие, отказу в обслуживании. Кроме этого оригинал услуги или ее основная копия всегда должны быть доступны, что накладывает ряд ограничений на использование предложенного метода.

Two-level Distributed Hash Table метод предложен в [19]. В предлагаемом подходе определяется необходимость формирования реплики на основе информации о ее популярности. Решение о размещении реплики принимается на основе двух критериев: основной локации запросов пользователей на предоставление сервиса и физических характеристик вычислительных узлов.

Приведенные выше подходы нашли широкое применение в процессе управления распределенной сетевой инфраструктурой. Однако их непосредственное применение в SDN затруднительно в силу ряда причин, связанных с высокими затратами сетевых ресурсов в процессе распределения и хранения реплик [15], отсутствием методов переадресации запросов на вычислительный узел, содержащий реплику [17], отсутствием учета производительности вычислительных элементов, на которых размещена реплика, [16] и механизмов балансировки сетевой нагрузки в процессе распределения и использования реплик услуги [18, 19].

Таким образом, в условиях применения репликации сервисов как метода повышения их доступности и обеспечения требуемого качества обслуживания в SDN известные решения должны быть пересмотрены в сторону повышения их эффективности, что обуславливает актуальность задачи управления количеством и расположением реплик, в частности подзадач определения момента принятия решения о формировании реплик сервиса, определения необходимого минимального количества реплик и выбора их месторасположения, а также установления момента принятия решения о непротиворечивости новой реплики сервиса в контексте их применения в SDN.

II. Модель процесса формирования комплексного сервиса в программно-конфигурируемых сетях

Распределенные вычислительные сети, построенные в соответствии с концепцией SDN, зачастую имеют сложную структуру, фрагменты которой географически удалены друг от друга. В соответствии с концепцией SDN, формирование информации о текущей топологии сети на уровне управления осуществляется на основе данных, полученных от множества активных сетевых элементов (OpenFlow коммутаторов) посредством протокола OpenFlow [3, 5, 19]. При этом контроллер обладает не полной картой сетевой инфраструктуры, а множеством логических сетевых объединений - виртуальных локальных сетей (Virtual Local Area Network, VLAN) (рис.1).

SDN-контроллер является ключевым звеном системы управления и занимает центральное место в сетевой архитектуре. При этом, эффективность управления сервисами в SDN всецело зависит от функциональных особенностей контроллера и принципов его взаимодействия с рядом других вспомогательных модулей управления, таких как планировщик задач, балансировщик нагрузки, модуль оркестрации сервисов, брокер репликации и прочих [3].

Процесс предоставления сервисов представляет собой следующую последовательность действий: потребитель сервиса запрашивает определенный набор услуг, требования потребителя посредством OpenFlow коммутатора передаются на контроллер. Контроллер, на основании информации о текущем количестве услуг и их местоположении, формирует ответ, в котором указывает данные для доступа к требуемому сервису.

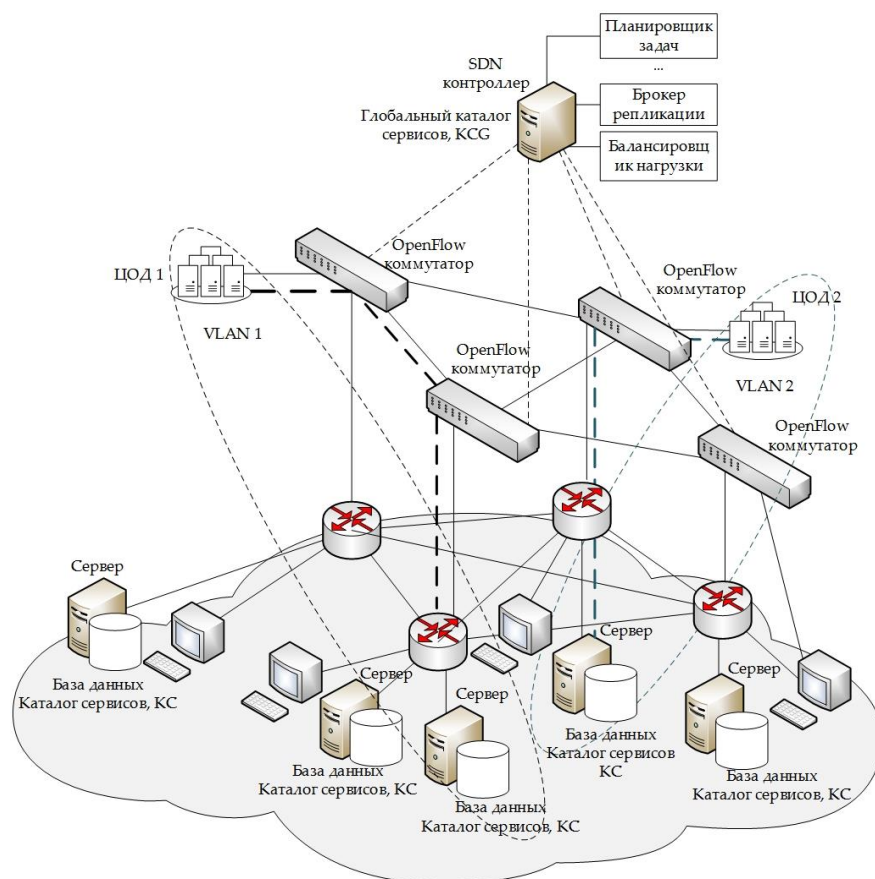


Рис.1. Структурная схема разделения SDN на виртуальные локальные сети

Детализированный сценарий формирования и схема предоставления комплексного сервиса в SDN сети приведены на рис. 2.

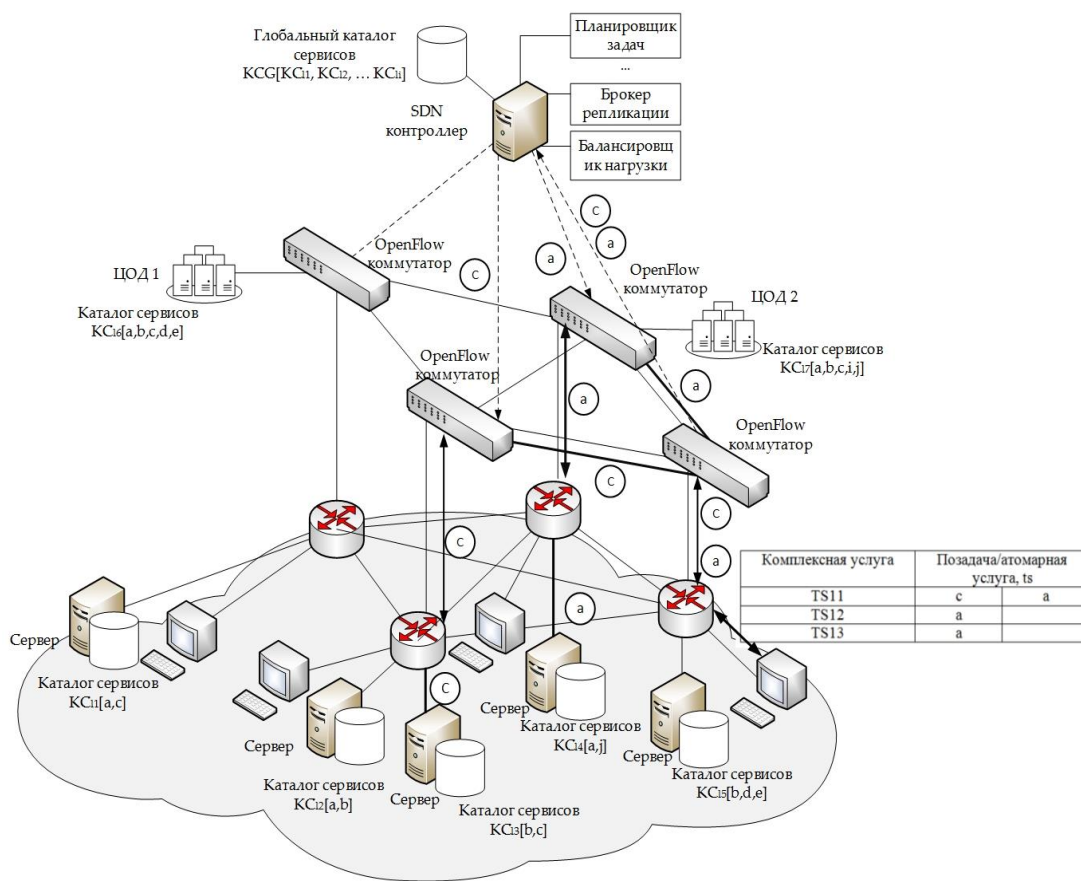
Предположим, что множество потребителей сервиса определено как множество $C = \{c_1, c_2, \dots, c_m\}$, множество предоставляемых сервисов определено как $SC = \{SC_1, SC_2, \dots, SC_n\}$, где SC_i – комплексный сервис, который формируется посредством композиции атомарных сервисов sa_{ki} : $SC_i = \{sa_{1i}, sa_{2i}, \dots, sa_{ki}\}$.

Результующее решение о формировании и предоставлении комплексного сервиса осуществляется на основании информации об атомарных сервисах, входящих в его состав и их месторасположении в сети.

SDN обладает множеством локальных каталогов сервисов (рис. 1). Каждый локальный каталог сервисов $KC_{ij}[sa]$, закреплен за определенной VLAN или LAN, сформированной посредством объединения нескольких OpenFlow коммутаторов [1, 3]. Каждый $KC_{ij}[sa]$ имеет свою область обслуживания, границы которой определяются поставщиком услуг в процессе конфигурирования сети.



а)



б)

Рис. 2. Сценарий формирования (а) и схема предоставления (б) комплексного сервиса в SDN сети

В случае использовании такого подхода информация о каждом i -м сервисе SC_i , которая хранится в локальном каталоге сервисов $KC_{ij}[sa]$, содержащемся в каждой зоне обслуживания, характеризуется множеством следующего вида:

$$KC_{ij}[sa] = \{l(sa), c(sa), t(sa), p(sa), r(sa)\}, \quad (1)$$

где $l(sa)$ – локация атомарного сервиса, $c(sa)$ – стоимость сервиса, $t(sa)$ – время отклика, $p(sa)$ – производительности вычислительного узла, на котором размещен сервис, $r(sa)$ – надежность.

В глобальном каталоге сервисов содержится полная информация о сервисах, предоставляемых в данной сетевой архитектуре. Структура глобального каталога представляет собой упорядоченный массив вида:

$$KCG[sa] = \{KC_{i1}(sa), KC_{i2}(sa), \dots, KC_{ij}(sa)\}. \quad (2)$$

Результирующее значение при формировании комплексного сервиса в SDN имеет функция интеграции атомарных сервисов, которая позволяет определять значение/весовой коэффициент каждого атомарного сервиса, входящего в состав комплексного. Функция интеграции атомарных сервисов имеет следующий вид:

$$IF(SC_i) = K_1(sa_{1i}) + K_2(sa_{2i}) + K_3(sa_{3i}) + \dots + K_k(sa_{ki}), \quad (3)$$

где K_1, K_2, \dots, K_k – весовые коэффициенты атомарных сервисов. Результирующее решение о составе комплексного сервиса определяется исходя из весовых коэффициентов атомарных сервисов.

При формировании комплексного сервиса справедливы следующие выражения:

$$\begin{cases} \forall SC_i, l(SC_i) = \bigcup l(sa_{ki}); \\ p(SC_i) = \min_k p(sa_{ki}); \\ c(SC_i) = \sum_{k=1}^p c(sa_{ki}); \\ r(SC_i) = \min_k r(sa_{ki}), \end{cases} \quad (4)$$

где p – количество атомарных сервисов, входящих в состав комплексного SC_i , $l(sa_{ki})$ – месторасположение i -го атомарного сервиса, входящего в состав комплексного, $c(sa_{ki})$ – стоимость предоставления i -го атомарного сервиса, $p(sa_{ki})$ – производительности вычислительного узла, содержащего i -й атомарный сервис, $r(sa_{ki})$ – надежность.

SDN контроллер формирует состав комплексного сервиса, определяет композицию и месторасположение атомарных сервисов в зависимости от ряда факторов: загруженности сетевых ресурсов, политики обслуживания поставщика услуг, приоритета и объемов предоставляемой услуги и т.д.

Основными требованиями, при формировании комплексного сервиса являются следующие [21]:

- наличие конечного множества атомарных сервисов;
- QoS показатели и стоимость результирующего комплексного сервиса должны соответствовать требованиям к качеству обслуживания, утвержденным в SLA:

$$\begin{cases} QoS(SC_i) = K_1(sa_{1i}) + K_2(sa_{2i}) + \dots + K_k(sa_{ki}) = \sum_{k=1}^n K_k \cdot sa_{ki} \rightarrow \mathbf{max}; \\ QoS(SC_i) \geq QoS_{SLA}(SC_i). \end{cases} \quad (5)$$

$$\begin{cases} C_s(SC_i) = c_1 \cdot sa_{1i} + c_2 \cdot sa_{2i} + \dots + c_k \cdot sa_{ki} = \sum_{k=1}^n c_k \cdot sa_{ki} \rightarrow \mathbf{min}; \\ C_s(SC_i) \leq C_{sSLA}(SC_i), \end{cases} \quad (6)$$

где $QoS(SC_i)$ – результирующее значение качества комплексного сервиса; $QoS_{SLA}(SC_i)$ – качество комплексного сервиса, оговоренное в SLA, c_1, c_2, \dots, c_k – стоимость атомарных сервисов, $C_s(SC_i)$ – результирующее значение стоимости комплексной услуги, $C_{sSLA}(SC_i)$ – значение стоимости, соответствующее SLA.

III. Метод динамической репликации сервисов в программно-конфигурируемых сетях

Принятие решения о необходимости репликации сервисов

Принятие решения о необходимости репликации сервисов осуществляется на основании результатов анализа его популярности и степени деградации QoS с ростом его популярности. Как отмечено в работах [16, 18] значения порога репликации влияет на частоту формирования и распределения копий сервиса.

Выбор значения порога репликации зависит от ряда факторов: объема данных, которые должны быть переданы при репликации, значения ToS (Type of Service) и текущих физических характеристик сети, влияющих на доступность услуги. Тогда пороговое значение репликации может быть представлено как:

$$Th(SC_i) = f(val(SC_i), ToS(SC_i), A(SC_i)), \quad (7)$$

где $val(SC_i)$ – объем данных, переданных по сети в процессе предоставления сервиса, $ToS(SC_i)$ – приоритет сервиса, $A(SC_i)$ – значение доступности сервиса, $A(SC_i)$ носит

переменное значение, зависящее от таких факторов, как текущая популярность сервиса и значение производительности вычислительного узла, на котором расположен сервис.

Текущая популярность сервиса определена интенсивностью запросов на предоставление сервиса за определенный промежуток времени. С целью индикации популярности сервиса в качестве дополнительного атрибута брокера репликации предлагается ввести счетчик запросов на предоставление i -го сервиса с учетом месторасположения источников запроса: $cnt(\mathbf{Req}(SourceIP), KC_{ij}[SC_i])$, где $SourceIP$ – WAN IP-адрес OpenFlow коммутатора той сети, где был сформирован запрос, Req – количество поступивших запросов, $KC_{ij}[SC_i]$ – каталог сервисов, в котором обнаружен запрашиваемый i -й сервис. Таким образом, брокер реплик обладает следующей информацией:

$$BR_{SDN} : [l(SC_i), c(SC_i), t(SC_i), p(SC_i), r(SC_i), CNTS]; \quad \forall SC_i, SC_i \in \{SC\}, \quad (8)$$

где $CNTS$ – множество счетчиков запросов на предоставление i -го сервиса.

Взаимосвязь между порогом репликации и производительностью вычислительного узла, на котором размещен сервис, определяется следующим образом:

$$Th(SC_i) = K_R \cdot p(SC_i), \quad (9)$$

где K_R – коэффициент, определяющий требования к репликации. Если значение $K_R < 1$, то репликация выполняется с целью предотвращения отказов в обслуживании. При $K_R > 1$ основной целью репликации является разгрузка вычислительного узла при значительном увеличении потока заявок.

В случае, если количество запросов на предоставление i -го сервиса, поступивших из одного фрагмента сети, превышает порог репликации:

$$cnt(\mathbf{Req}(SourceIP), KC_{ij}[SC_i]) > Th(SC_i) \quad (10)$$

и приводит к ухудшению качества сервиса, то брокер принимает решение о необходимости запуска процесса репликации.

Определение количества реплик и их расположение в сети

С целью обеспечения гарантированного качества услуг в процессе репликации данные переносятся в тот фрагмент сети, где популярность услуги превышает граничный предел.

Учитывая тот факт, что запрашиваемый пользователем сервис не всегда может находиться в рамках области обслуживания локального каталога сервисов $KC_{ij}[SC_i]$, а также то, что популярность удаленного сервиса может со временем увеличиться, в

распределенных сетях, частности SDN применяется два вида репликации: локальная и удаленная [18, 20].

Необходимость в локальной репликации возникает тогда, когда к определенному сервису в сети резко возрастает количество запросов от потребителей этой сети и это приводит к появлению отказов. Таким образом, создание дополнительной реплики при локальной зоне позволяет повысить доступность и производительность запрашиваемого сервиса, путем перераспределения запросов между репликами.

Необходимость в удаленной репликации возникает в том случае, когда количество запросов из одного участка сети к определенному удаленному ресурсу значительно возрастет. Поэтому, с целью уменьшения трафика передаваемого по сети, а также сокращения времени доступа к ресурсу запускается процесс репликации. Основное преимущество использования удаленной репликации состоит в том, что доступ к сервисам может выполняться локально, без поглощения сетевого трафика и задержек.

Количество реплик i -го сервиса, распределенных между фрагментами сети, определяется следующим образом:

$$n_R(SC_i) = \left\lfloor \frac{F_{R(SourceIP)}(SC_i)}{\sum F_R(SC_i)} \times mSC_i \right\rfloor, \quad (11)$$

где $F_{R(SourceIP)}(SC_i)$ – фактор репликации, соответствующий определенному фрагменту сети, $\sum F_R(SC_i)$ – суммарный фактор репликации, mSC_i – общее количество созданных копий сервиса.

Проверка непротиворечивости реплик

При выполнении синхронной репликации в качестве протокола обеспечения непротиворечивости предложено использовать протокол первичного архивирования [21]. В случае внесения изменений в первичный экземпляр сервиса информация о его обновлении пересылается в локальный каталог сервисов, принадлежащий данной зоне, и глобальный каталог, находящийся на уровне управления. SDN контроллер обеспечивает проверку содержимого глобального каталога и в случае, если обнаружены копии услуги, посредством протокола OpenFlow выполняется обновление обнаруженных копий.

В целом на основании решения приведенных выше задач (2)-(10) может предложен комплексный метод динамической репликации сервисов в SDN (рис. 3).

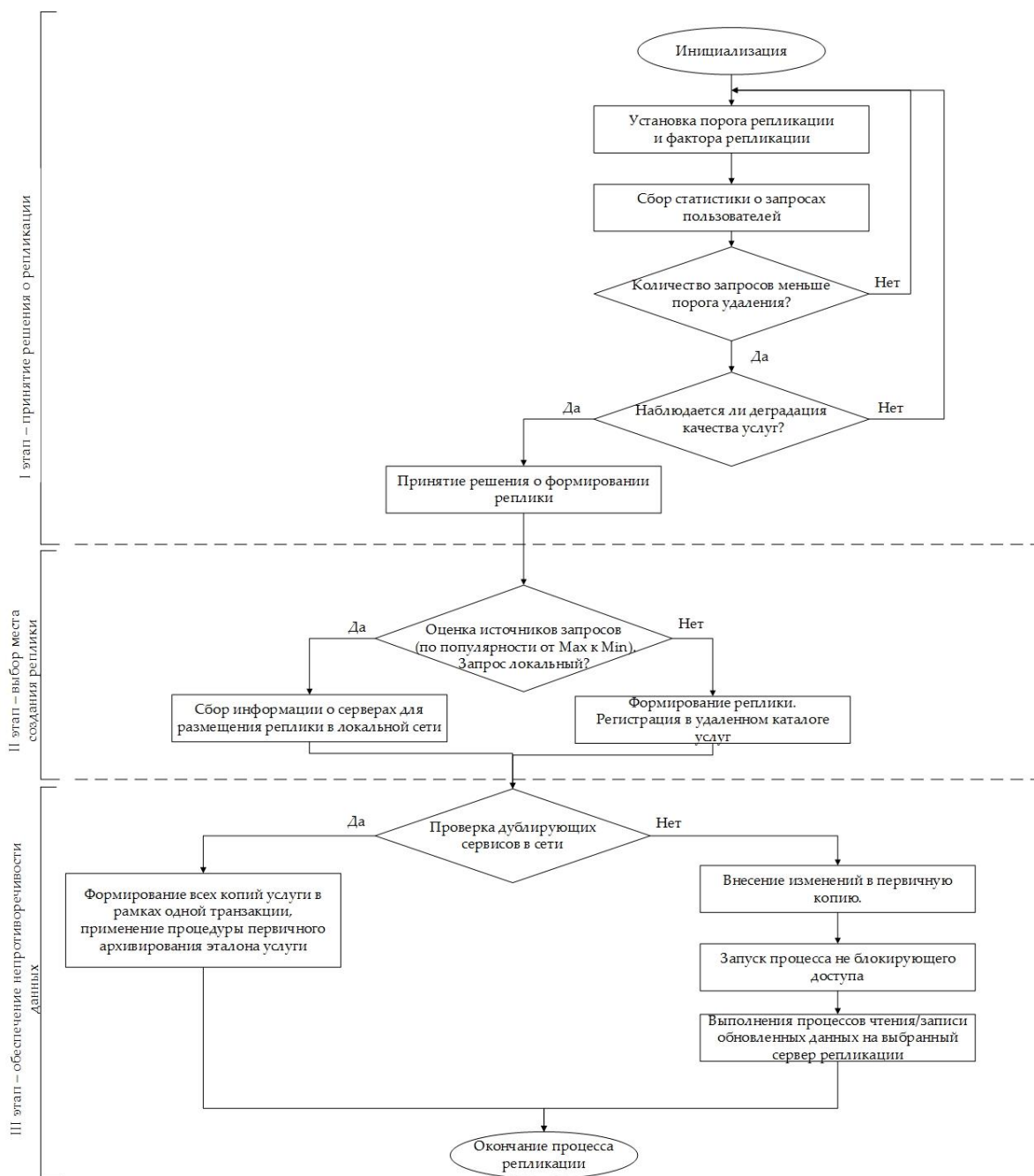


Рис.3. Комплексный метод динамической репликации сервисов

Приведенный на рис. 3 комплексный метод динамической репликации включает выполнение трех этапов: своевременное принятие решения о необходимости формирования реплики сервиса и проведения операции репликации; определение количества и выбор месторасположения реплик; обеспечение непротиворечивости новой реплики с существующими сервисами. Применение данного метода позволяет системе управления гибко адаптировать сетевые ресурсы в соответствии с требованиями пользователей, что способствует оперативному предоставлению сервисов и повышению уровня качества обслуживания в SDN.

Выводы

Применение концепции SDN в крупномасштабных распределенных сетях позволяет значительно повысить качество обслуживания конечных пользователей. Улучшение достигается за счет формирования централизованной системы управления, а также уменьшения нагрузки на сеть передачи данных путем отделения уровня управления от уровня передачи данных. Однако наряду с множеством преимуществ остается ряд нерешенных задач.

Одной из подобных задач является обеспечение требуемого уровня доступности сервисов, эффективным решением которой является применение механизмов репликации. В статье предлагается метод репликации, базирующийся на динамическом принятии ряда решений: выбор момента времени для создания реплик, расчет их количества и определение месторасположения, а также проверки непротиворечивости новой реплики существующим в соответствии с текущим состоянием сети и объемом поступающих запросов. При этом в качестве исходных данных выступали порог репликации, популярность сервиса, производительность вычислительных устройств и локация запросов.

Отличительной особенностью предлагаемого в статье метода является учет основных особенностей функционирования SDN в процессе репликации. Применение предложенной модели формирования и предоставления сервисов, а также динамического метода репликации позволяет своевременно определять причины деградации качества сервисов и устранять их.

Список литературы:

1. SDN architecture [Электронный ресурс] // Open Networking Foundation. – 2016. – 68 p. – Режим доступа: https://www.opennetworking.org/images/stories/downloads/sdn-resources/technical-reports/TR_SDN_ARCH_1.0_06062014.pdf.
2. *Feamster N., Rexford J., Zegura E.* The Road to SDN: An Intellectual History of Programmable Networks // ACM Queue. – 2013. – P. 20–40.
3. *Egawa T.* SDN standardization Landscape from ITU-T Study Group // ITU Workshop on SDN, Geneva, Switzerland, 4 June 2013. – 22 p.
4. *Costas N. Atanasova I. K.* OpenFlow and SDN. Technical Report // Technical Report CESGA-2014-001. – 2014. – 64 p.
5. *Issam S.* Mathematical models for analysis Software-Defined Network // Information Technologies & Knowledge. – 2015. – Vol. 9, No.2. – P.111-123.
6. *Lawrence S.* Software Engineering: Theory and Practice. – Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2001. – 630 p.
7. *Infonetics Research, Inc.* SDN and NFV Strategies: Global Service Provider Survey [Электронный ресурс]. – 2014 – 39 с. – Режим доступа: <http://alu.us.neolane.net/res/img/286758382c7e061c52883e873cee02e6.pdf>.
8. *Akyildiz I. F.* A roadmap for traffic engineering in SDN-OpenFlow networks // Computer Networks. – 2014. – Vol. 71, No.4. – P. 1-30.

9. *Stantchev V.* Effects of Replication on Web Service Performance in WebSphere // ICSI Technical Report TR-08-003. – 2008. – 72 p.
10. *Yousefi A.* Request Replication: An Alternative to QoS Aware Service Selection // Proceedings of the 2011 IEEE International Conference on Service-Oriented Computing and Applications, SOCA. – 2011. – P. 1-14
11. *Khan S.U., Ahmad I.* Comparison and analysis of ten static heuristics-based internet data replication techniques // Parallel Distrib. Comput. – 2008. – 68(2). – P.113–136.
12. *Malik S. U., Madani S. A., Khan S. U.* Performance analysis of data intensive cloud systems based on data management and replication: a survey // Distributed and Parallel Databases. – 2016. –Vol.34, No.2. – P. 179-215.
13. *Chang R. S. Chang H. P.* A dynamic data replication strategy using access-weights in data grids // Journal of Supercomputing, – 2008. – Vol.45, No. 3. – P. 277-295.
14. *Kia H.S. Khan S.U.* Server replication in multicast networks // 10th IEEE International Conference on Frontiers of Information Technology (FIT), Islamabad, Pakistan. – 2012. – P. 337–341
15. *Ikeda T., Ohara M., Fukumoto S.* A distributed data replication protocol for file versioning with optimal node assignments // Proceedings of IEEE International Pacific Rim International Symposium on Dependable Computing 2010. – 2010. – P.117–125
16. *Wei Q., Veeravalli B., Gong B. and all* CDRM: A cost-effective dynamic replication management scheme for cloud storage cluster // IEEE International Conference on Cluster Computing 2010. – 2010. – P. 188–197.
17. *Bonvin N., Papaioannou T.G., Aberer K.* A self-organized, fault tolerant and scalable replication scheme for cloud storage // Proceedings of the Symposium on Cloud Computing, Indianapolis, USA. – 2010. – P. 205–216.
18. *Khan S., Ahmad I.* Heuristic-based replication schemas for fast information retrieval over the internet // Proceedings of 17th International Conference on Parallel and Distributed Computing Systems. – 2004. – P. 278–283.
19. OpenFlow Switch Consortium and Others. OpenFlow Switch Specification Version 1.2.0 [Электронный ресурс] // OpenFlow Switch Consortium and Others. – 2011. – Режим доступа: <https://www.opennetworking.org/images/stories/downloads/sdn-resources/>.
20. *Yang Y., Tang S., Xu Y. and all.* An Approach to QoS-Aware Service Selection in Dynamic Web Service Composition // 3rd IEEE International Conference on Networking and Services (ICNS). – 2007. – P.18–23.
21. *Дейт К. Дж.* Введение в системы баз данных, 8-е издание. – М.: Издательский дом "Вильямс", 2005. – 1328 с.

УДК 621.396

ИССЛЕДОВАНИЕ ДАЛЬНОСТИ И СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПО ВИТОЙ ПАРЕ В ПРОМЫШЛЕННЫХ СЕТЯХ RS-485 И PROFIBUS



[П.В. ГАЛКИН](#), [В.В. ГАВРИЛЕНКО](#), [А.И. МОНЬКО](#)

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Abstract – In the article analysis of data transmission in industrial networks, RS-485 and ProfiBus (ProfiBus-DP and ProfiBus-FMS) has been conducted. The tasks of determining the reliability of data delivery at the different speeds and determining the maximum distance transmission over twisted pair have been set. These problems have been resolved with the use of equivalent circuits and conducting real experiments. Data transfer via RS-485 and transfer data via Profibus were considered. Algorithm and program of study data transfer for industrial networks based on twisted pair have been proposed. The scheme for the study on the basis of single Board computers, the BeagleBone Black has been proposed. For the implementation of the RE / DE signal drivers Linux Debian for a modified version of OMAP driver to connect half duplex RS-485 transceiver was used. During the experiments, work rates for transmission of the equivalent twisted pair cable and a real cable have been set. To determine the reliability of data delivery at different rates, the rates corresponding to the operation modes of the ADM2485 have been applied. We used the Python programming language to implement test data transmission on RS-485 network and ProfiBus. For the first time practical research of data transmission in industrial networks, RS-485 and ProfiBus using the single-Board computer BeagleBone Black has been conducted. The maximum data transmission rate for actual cable and its equivalent have been defined. The algorithms and program of studying data transfer for industrial networks based on twisted-pair can be applied to cables of any length.

Анотація – У роботі проведено аналіз передачі даних у промислових мережах RS-485 і ProfiBus (ProfiBus-DP і ProfiBus-FMS). Вирішувалися завдання визначення надійності доставки даних на різних швидкостях передачі і визначення максимальної дистанції передачі по кабелю типу "скручена пара". В роботі запропонований алгоритм і програма дослідження передачі даних для промислових мереж на базі кабелю типу "скручена пара". Запропоновано схему дослідження на базі одноплатних комп'ютерів BeagleBone Black. В ході експериментів було встановлено робочі швидкості передачі для еквівалента та реального кабелю типу "скручена пара". Для оцінки максимальної дистанції передачі по кабелю типу "скручена пара" більше 100 метрів необхідно доопрацювати його еквівалент, щоб він був порівнянний з реальним кабелем, що вимагає додаткового дослідження.

Аннотация – В работе проведен анализ передачи данных в промышленных сетях RS-485 и ProfiBus (ProfiBus-DP и ProfiBus-FMS). Решались задачи определения надежности доставки данных на разных скоростях передачи и определения максимальной дистанции передачи по витой паре. В работе предложен алгоритм и программа исследования передачи данных для промышленных сетей на базе витой пары. Предложена схема исследования на базе одноплатных компьютеров BeagleBone Black. В ходе экспериментов были установлены рабочие скорости передачи эквивалента витой пары и реального кабеля. Для оценки максимальной дистанции передачи по витой паре более чем 100 метров необходимо доработать эквивалент витой пары, чтобы он был сопоставим с реальным кабелем, что требует дополнительного исследования.

Введение

Современные программируемые логические контроллеры (ПЛК) или модули расширения, подключаемые к ПЛК, большинства производителей содержат интерфейс RS-485 в качестве средства организации территориально-распределенной системы сбора данных и управления. RS-485 стал основой для создания целого семей-

ства промышленных сетей (LanDrive, ProfiBus DP, ModBus), широко используемых в промышленной автоматизации. В статье наряду с RS-485 рассматриваются Profibus сети. Следует отметить, что в сети ProfiBus поддерживаются три стандартных протокола передачи данных – ProfiBus-DP, ProfiBus-PA и ProfiBus-FMS. ProfiBus-DP – протокол скоростного циклического обмена данными между ведущим и ведомыми устройствами системы распределенного ввода-вывода. ProfiBus-PA – протокол скоростного обмена данными между ведущим DP-устройством и приборами «полевого» уровня, а ProfiBus-FMS – протокол обмена данными между системами автоматизации. RS-485 используется как физический уровень для ProfiBus-DP и ProfiBus-FMS, поэтому в работе рассматривались только эти два протокола.

В научных работах последних лет [1-28] рассматриваются различные вопросы функционирования промышленных сетей и построения обмена информацией в автоматизированных системах управления. К таковым относятся: диагностирование обмена информацией, задачи применения эквалайзеров в цифровых кабельных интерфейсах, исследования передачи данных по витой паре в промышленных сетях, построение математических моделей витой пары радиочастотного кабеля объекта управления и другие вопросы функционирования промышленных сетей, с которыми приходится сталкиваться при разработке системы автоматизации и управления.

В промышленных сетях RS-485 и ProfiBus (ProfiBus-DP и ProfiBus-FMS) в качестве среды распространения используется экранированная витая пара. При построении распределённых систем управления возникает актуальная задача оценки максимальной дистанции передачи по витой паре, а также надёжности доставки данных на разных скоростях передачи. Целью данной работы является исследование передачи данных по витой паре в промышленных сетях RS-485 и Profibus для определения уровня надёжности доставки данных на разных скоростях передачи и максимальную дальности передачи. В данной работе задача исследования передачи данных по витой паре в промышленных сетях RS-485 и Profibus решена с помощью применения эквивалентных схем и проведения реальных экспериментов.

1. Анализ особенностей работы промышленных сетей RS-485 и Profibus

1.1. Анализ передачи данных по RS-485

RS-485 является полудуплексной многоточечной сетью [1]. К одной линии возможно подключение нескольких передатчиков и приемников, причем в любой момент времени активен только один передатчик. Сигналы RS-485 являются дифференциальными, передача данных идёт по двум линиям – А и В, в схемах сопряжения с персональным компьютером (ПК) возможно применение адаптеров (драйверов) под Com-порт (рис.1) или USB (рис.2).

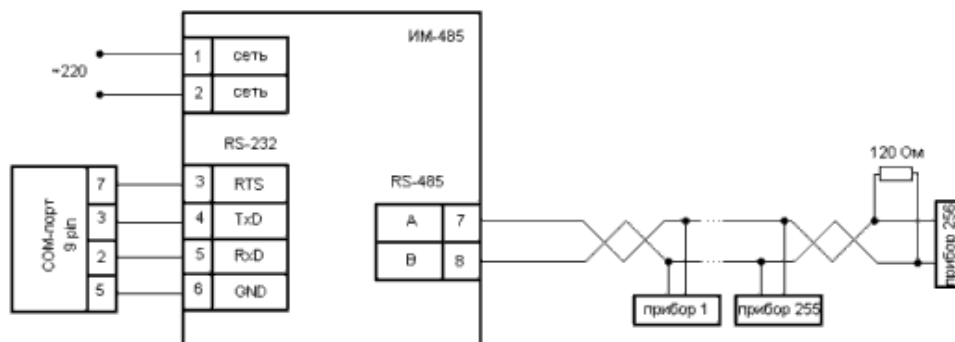


Рис. 1. Схема подключения линии RS-485 к ПК с использованием адаптера для Com-порта

В адаптерах для взаимодействия с линиями RS-485 чаще всего применяют микросхему ADM2485 [2, 6, 7], которая представляет собой изолированный, высокоскоростной передатчик RS-485 с интегрированным драйвером трансформатора. Если гальваническая развязка не требуется, то применяют преобразователи интерфейсов UART- RS-485 на базе микросхемы MAX485 (рис. 3). Реализация USB-UART преобразования, как правило, осуществляется на базе микросхем MCP2200, FT232RL или CH340G [3, 6].

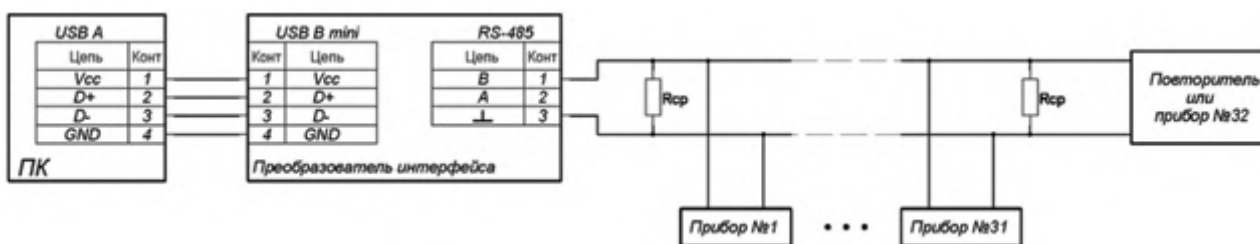


Рис. 2. Схема подключения линии RS-485 к ПК с использованием адаптера под USB

В момент отсутствия активного передатчика на шине уровень сигнала в линиях не определен. Для предотвращения ситуации, когда разница между входами А и В меньше 200мВ (неопределённое состояние), иногда применяется смещение с помощью резисторов или специальной схемы. Если состояние линий не определено, то приёмники могут принимать сигнал помехи. Некоторые протоколы предусматривают передачу служебных последовательностей для стабилизации приёмников и уверенного начала приёма [3].

Как видно из рис. 3 управляющие входы DE и RE объединяются, что приводит к автоматическому отключению приемника во время работы передатчика.

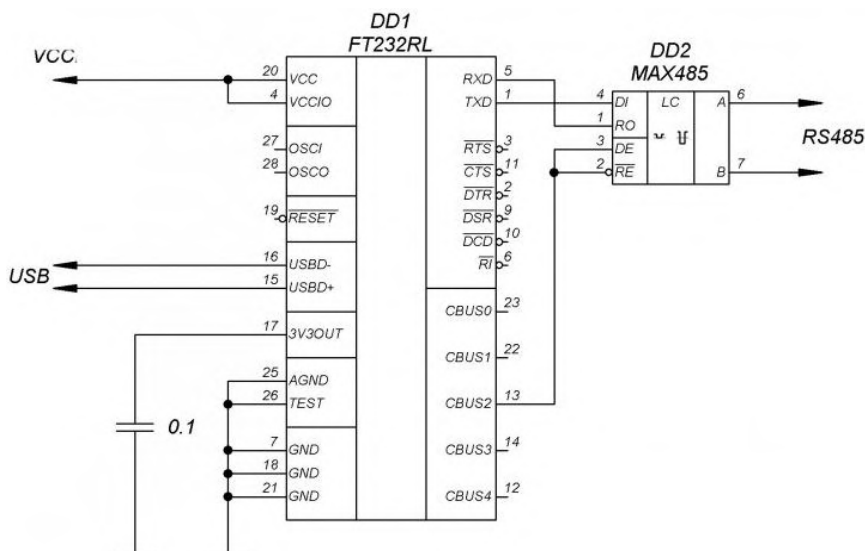


Рис. 3. Схема электрическая принципиальная реализации USB-UART-RS485 адаптера без гальванической развязки на базе микросхемы MAX485

Устройства, соединенные линиями RS485, зачастую находятся на большом расстоянии друг от друга, поэтому обычно требуется гальваническая развязка (рис. 4), функции которой – разрыв общей "земляной" цепи, защита всей системы от высоковольтных переходных процессов, уменьшение помех и искажений сигналов, а также увеличение степени электробезопасности [7].

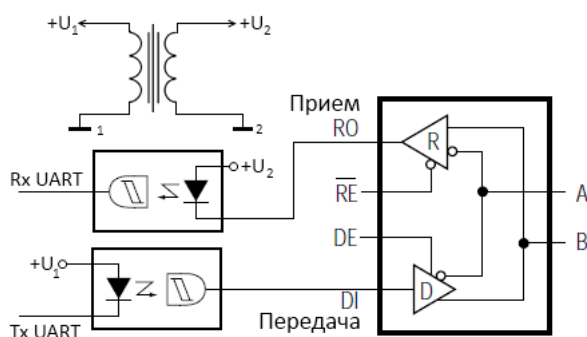


Рис. 4. Схема типовой гальванической развязки для RS485

При проектировании систем автоматизации и управления с использованием стандарта EIA RS-485, следует учитывать ряд весьма важных факторов, среди которых, в первую очередь, должны рассматриваться следующие:

- количество передатчиков и приемников;
- скорость передачи данных;
- способ объединения устройств с RS-485;
- максимальная протяженность линии связи;
- качество линии связи [8].

Так как в основе RS-485 лежит принцип дифференциальной (балансной) передачи данных, то между двумя проводами витой пары всегда есть разность потенциалов. Суть дифференциальной передачи данных представлена на осциллограмме (рис. 5) и заключается в передаче одного сигнала по двум линиям, причем по одной линии (А) идет оригинальный сигнал, а по другой (В) – его инверсная копия. Таким образом, если на одной линии логическая "1", то на другой логический "0" и наоборот.

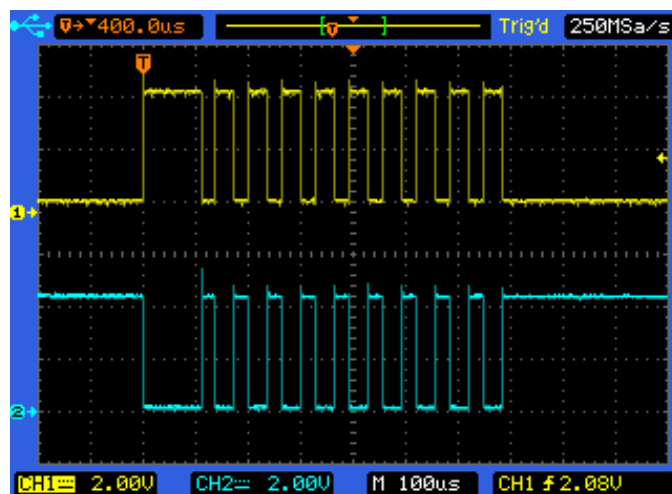


Рис. 5. Осциллограмма дифференциальной передачи данных линий А (CH1) и В(CH2)

1.2. Анализ передачи данных по сети Profibus

Промышленные сети Profibus построены в соответствии с многоуровневой моделью ISO 7498 – OSI (табл. 1),

Таблица 1. Построение сети Profibus в соответствии с моделью OSI

№	Название уровня	Profibus DP	Profibus FMS	Profibus PA
7	Прикладной	-	Fieldbus Message Specification (FMS)	-
6	Представления	-	-	-
5	Сеансовый	-	-	-
4	Транспортный	-	-	-
3	Сетевой	-	-	-
2	Канальный (передачи данных)	FDL	FDL	IEC 1158-2
1	Физический	RS-485, оптоволоконный интерфейс	RS-485, оптоволоконный интерфейс	Интерфейс IEC 1158-2

Стандарт Profibus был первоначально принят в Германии в 1987 году, затем, в 1996 году, он стал международным (EN 50170 и EN 50254) [4, 24].

На физическом уровне Profibus DP и FMS используют стандарт RS-485 при скорости передачи до 12 Мбит/с [10] и с размерами сегментов сети до 32 устройств [24]. Количество устройств можно увеличить с помощью повторителей интерфейса [6, 7].

Сетевой кабель для Profibus должен иметь волновое сопротивление от 135 до 165 Ом при погонной емкости не более 35 пФ/м, площади поперечного сечения проводников более 0,34 мм² и погонном сопротивлении не более 110 Ом/км [11, 24]. Кабель должен иметь одну или две витые пары с медным экраном в виде оплетки или фольги.

Для всех версий Profibus существует единый протокол доступа к шине. Этот протокол реализуется на 2 уровне модели ISO, который называется в Profibus – FDL(Fieldbus Data Link). Формат телеграммы уровня 2 (рис. 6) способствует большей безопасности передачи. Вызывающая телеграмма имеет расстояние Хемминга HD (Hamming Distance) равное 4. При HD = 4 может быть одновременно распознано до 3-х ошибок в фальсифицированных битах телеграммы данных. Это достигается благодаря применению особых стартового и завершающего знаков телеграммы, постоянно скользящей синхронизации, биту четности и контрольному байту [24].

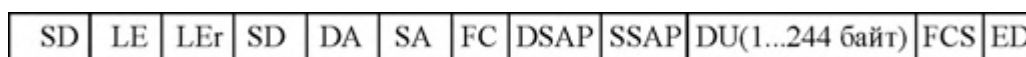


Рис. 6. Структура телеграммы Profibus

Поля телеграммы Profibus имеют следующее содержание:

- SD - стартовый разделитель. Используется для указания начала телеграммы и ее формата. Имеется четыре типа разделителей для телеграмм запроса и ответа и один тип для короткого уведомления. Короткое уведомление имеет поле SD, но не в начале телеграммы;
 - LE - длина передаваемых данных (DA+SA+FC+DSAP+SSAP+DU);
 - LEr - повторение поля LE с целью его резервирования;
 - DA - адрес устройства-получателя телеграммы;
 - SA - адрес отправителя;
 - FC - код типа телеграммы (запрос, уведомление, ответ, диагностические данные, тип устройства - мастер или ведомый, приоритет, уведомление);
 - DSAP - устройство-получатель которое использует это поле чтобы определить, какой тип сервиса нужно выполнить;
 - SSAP - COM порт отправителя;
 - DU - данные длиной от 1 до 244 байт;
 - FCS - контрольная сумма телеграммы (сумма значений полей DA+SA+ FC+DU, по модулю 255);
 - ED - признак конца [24].
- Таким образом, передачу данных в промышленной сети Profibus предоставляют три возможных варианта передачи на физическом уровне:
- RS 485 передача для Profibus-DP и Profibus-FMS;

- IEC 1158-2 для ProfiBus-PA;
- оптоволоконный кабель.

Так как целью данной работы является исследование дальности передачи данных для промышленных сетей на базе витой пары, поэтому далее будем рассматривать только ProfiBus-DP и ProfiBus-FMS. Если подключить к системе ProfiBus больше, чем 32 устройства [12], то нужно использовать несколько шинных сегментов. Эти отдельные шинные сегменты, каждый максимум с 32-я устройствами, должны быть соединены друг с другом через повторитель (усилитель мощности) [24]. Как правило, повторитель-соединитель реализуется как восстановитель сигнала [24], поэтому особый практический интерес представляет установление скорости и длины линии без использования повторителей.

2. Эквивалентная модель витой пары

Электрические свойства витой пары полностью характеризуются ее первичными параметрами: сопротивлением по постоянному току R , индуктивностью L проводников, емкостью между проводниками C , проводимостью изоляции G [23, 27]. В упрощенной эквивалентной схеме витой пары проводимостью изоляции G пренебрегают (рис. 7).



Рис. 7. Упрощенная эквивалентная схема витой пары

Реактивные параметры L и C ограничивают ее амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) в целом, а параметры C и R , возрастающие с частотой, приводят к завалу высокочастотной (ВЧ) части спектра передаваемого сигнала [23]. Активное сопротивление R постоянному току зависит от материала проводника, его геометрических размеров, и его температуры. По распространенному стандарту EIA/TIA-568A это значение не должно превышать 19,2 Ом на короткозамкнутом шлейфе длиной в 100 метров при температуре 20° С. Эту величину можно легко измерить простым омметром. С увеличением частоты сигнала, активное сопротивление растет. Это обусловлено прохождением тока в основном по части, обращенной к другому проводнику (эффект близости). Вытеснение тока к поверхности проводника (скин-эффект) для проводов тоньше 0,8 мм мало замечено, но некоторое минимальное влияние на уменьшение эффективного сечения оно тоже оказывает.

Как отмечено в работе [23], физически затухание кабеля определяется уровнем поглощения в диэлектрике витой пары, уровнем излучения, нагрузочной емкостью и скин-эффектом. Затухание можно оценить, используя эквивалентную схему витой

пары (рис. 3), которая рассматривалась в работах [23, 25, 27, 28, 30] и описана в стандарте IEEE. 802.3 [29]. Согласно рекомендациям, отмеченным в [23], номиналы элементов можно скорректировать в зависимости от длины витой пары.

Создание адекватной модели линии является не тривиальной задачей, над которой работали и продолжают работать отечественные и зарубежные ученые [23, 24-28, 30]. Эквивалентная схема (рис. 8) является также идеализированной, хотя и наиболее часто встречаемой в литературе.

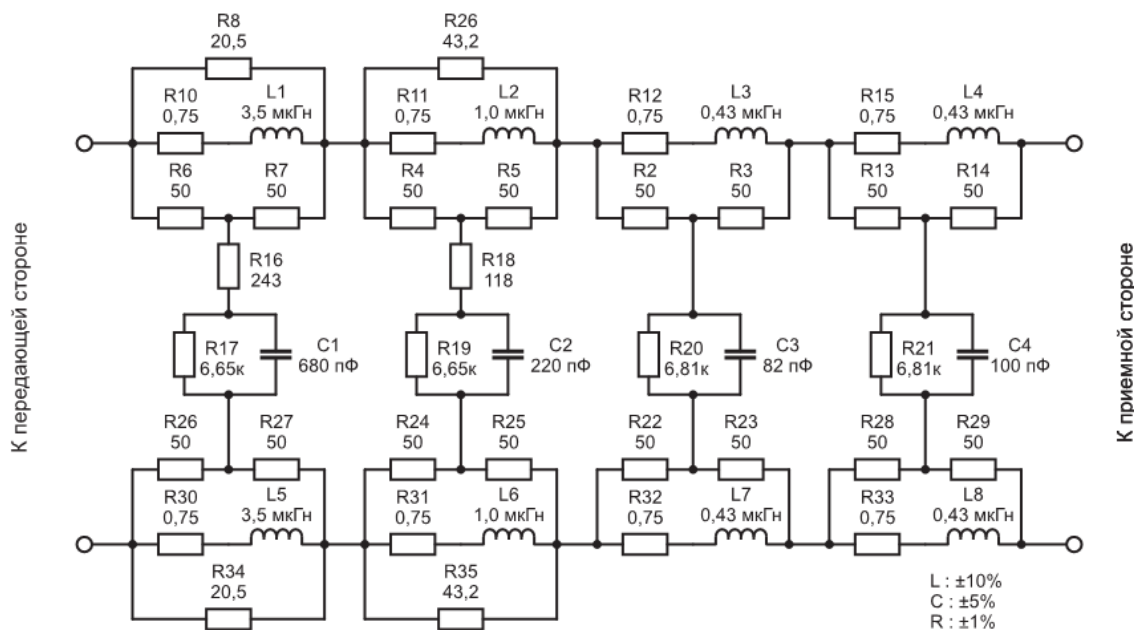


Рис. 8. Эквивалентная схема витой пары согласно IEEE 802.3 для наихудшего случая и расстояния, равного 100 м

Необходимо отметить, что предложенная в стандарте IEEE 802.3 [29] эквивалентная схема замещения витой пары (рис. 8) является не точной моделью отрезка витой пары, так как представляет собой RLC-цепь с сосредоточенными параметрами. Ввиду вышесказанного, указанная схема не может отображать все характеристики цепи с распределенными параметрами, например, данный прототип не отражает такую величину как время задержки сигнала при его прохождении через отрезок витой пары длиной 100 м [31].

Следовательно, для исследования дальности передачи данных для промышленных сетей на базе витой пары возьмем эквивалентную схему согласно IEEE 802.3 [29] для наихудшего случая и расстояния равного 100 м. На базе эквивалентной схемы возникает задача разработки тестового стенда. На основании сопоставления результатов передачи данных RS-485 и ProfiBus через тестовый стенд и реальную витую пару можно будет судить об адекватности схемы и путей ее доработки для учета распределенных параметров.

3. Разработка тестового стенда исследования передачи данных для промышленных сетей на базе витой пары

Как было отмечено в разделах 1.1 и 1.2 данной работы, для передачи данных по сетям RS-485 и ProfiBus (ProfiBus-DP и ProfiBus-FMS) используется кабель типа витая пара, эквивалентная схема которой была рассмотрена в разделе 2. Для тестирования передачи данных, а именно их дальности и скорости, необходимо провести тест типа «ring-pong», т.е. устройство 1 должно посылать данные через эквивалент витой пары или реальную витую пару, а устройство 2 должно принимать эти данные и отправлять назад устройству 1. Следовательно, тест типа «ring-pong» будет завершен (пройден), если устройство 1 получит данные, отправленные им в начале теста и прошедшие через эквивалент или реальный кабель.

Учитывая, что RS-485, ProfiBus-DP и ProfiBus-FMS используют для передачи линии А и В [4, 6], а сама промышленная сеть может быть расположена далеко от источников питания, предлагается использовать два одноплатных компьютера BegelBoneBlack [21], которые можно запитать автономно от аккумулятора или другого портативного источника питания. Следовательно, схема подключения тестового стенда будет содержать (рис. 9):

- два одноплатных компьютера BegelBoneBlack;
- микросхему ADM2485;
- эквивалентную схему витой пары для расстояния 100 м.



Рис. 9. Схема подключения тестового стенда для исследования передачи данных по сетям RS-485 и ProfiBus

Микросхема ADM2485 была выбрана, так как имеет полудуплексный изолированный приемопередатчик RS-485 (рис. 10) и такие особенности реализации:

- интегрированный генератор для управления внешним трансформатором;
- возможность применения в сетях PROFIBUS;
- соответствует спецификациям ANSI/TIA/EIA RS-485-A-98 и ISO 8482:1987(E) ;
- поддерживает скорость передачи данных до 16 МБит/с;
- ослабление синфазного сигнала составляет не менее 25 кВ/мкс;
- работает от 3-вольтового и 5-вольтового источников питания;
- позволяет подключить до 50 приемопередатчиков на одну шину.

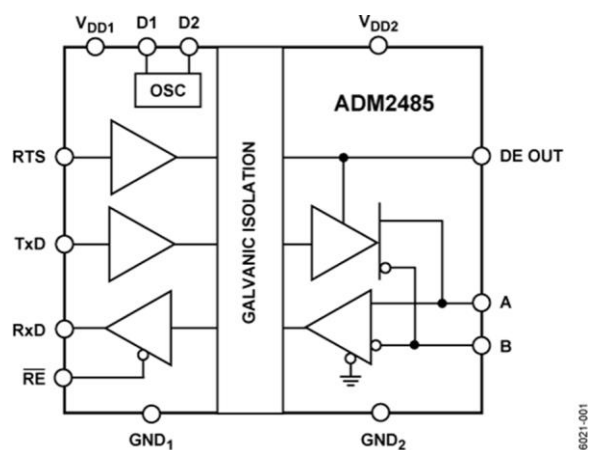


Рис. 10. Схема изолированного высокоскоростного приемопередатчика RS-485, реализованная в микросхеме ADM2485

Тестовый стенд (рис. 9) имеет одно ограничение: в случае использования платы с эквивалентной схемой он будет работать адекватно только в одном направлении (см. рис. 8). Для проверки в обратном направлении необходимо изменить отправителя на получателя. В случае использования реального кабеля типа «витая пара» эти ограничения снимаются.

4. Разработка алгоритма и программы исследования передачи данных для промышленных сетей на базе витой пары

4.1. Исследования возможности применения ядра ОС Linux (Debian)

BeagleBone Black (BBB) представляет собой одноплатный компьютер на базе процессорного ядра ARM. Он относится к классу одноплатных компьютеров с поддержкой интерфейсов USB Host, USB Device, Ethernet, HDMI и поддержкой карт памяти формата SD или microSD. В одноплатном компьютере BBB применяется процессор от компании Texas Instruments серии Sitara AM3359AZCZ100 с тактовой частотой в 1ГГц, который содержит в своем составе вычислительное ядро Cortex-A8 и графический ускоритель SGX530. На плате установлено 512 Мб оперативной памяти DDR3L, Flash память eMMC объемом в 2 Гб, на которой установлена операционная система Angstrom Linux. Для загрузки другого дистрибутива Linux или ОС Android можно использовать карту памяти формата microSD, подключаемую к соответствующему слоту на плате. Одноплатный компьютер BBB не способен генерировать дифференциальные сигналы, необходимые для RS-485, но как было отмечено ранее, есть достаточное количество RS-485 микросхем-трансиверов которые могут конвертировать сигнал между RS-485 трансивером и последовательными уровнями TTL,

приходящими по UART. Как было описано в разделах 1 и 2 данной работы, для взаимодействия с приемопередатчиком RS-485 необходима поддержка не только интерфейса UART, но и взаимодействие с управляющими входами DE и RE (рис. 3). Встроенные UART в процессорах серии ARM AM335x лишены этой возможности [35], поэтому RE/DE сигнал должен быть создан в программном обеспечении.

В ходе анализа программной реализации RE/DE сигналов в драйверах ОС Linux Debian была найдена модифицированная версия OMAP-драйвера для подключения полудуплексного RS-485 трансивера, который подключается к UART4 одноплатного компьютера BBB. Модифицированная версия OMAP-драйвера последовательного порта меняет макросы для элемента флагов, для того, чтобы с помощью драйвера в BBB выводы GPIO создавали RE/RE сигналы и добавляли еще один элемент для управления.

Для получения нужного номера GPIO можно использовать код:

```
struct serial_rs485 {
    __u32 flags; /* RS485 feature flags */
    #define SER_RS485_ENABLED (1 << 0) /* If enabled */
    #define SER_RS485_RTS_ON_SEND (1 << 1) /* Logical level for
        RTS pin when
        sending */
    #define SER_RS485_RTS_AFTER_SEND (1 << 2) /* Logical level for
        RTS pin after sent*/
    #define SER_RS485_RX_BEFORE_TX (1 << 3)
    #define SER_RS485_USE_GPIO (1 << 5)
    __u32 delay_rts_before_send; /* Delay before send (milliseconds) */
    __u32 delay_rts_after_send; /* Delay after send (milliseconds) */
    __u32 gpio_pin; /* GPIO Pin Index */
    __u32 padding[4]; /* Memory is cheap, new structs
        are a royal PITA .. */
};
```

Таким образом, чтобы использовать режим RS-485 с применением одноплатного компьютера BeagleBone Black (BBB) необходимо следовать стандартным шагам в Linux системах с помощью модифицированных структур OMAP-драйвер. В итоге, возможно использовать язык программирования Python для реализации тестирования передачи данных по сетям RS-485 и ProfiBus.

4.1. Разработка алгоритма исследования передачи данных для промышленных сетей на базе витой пары

Алгоритм исследования передачи данных для промышленных сетей на базе витой пары необходимо разделить на две составляющие – алгоритм настройки и инициализации (рис. 11) и алгоритм тестирования.

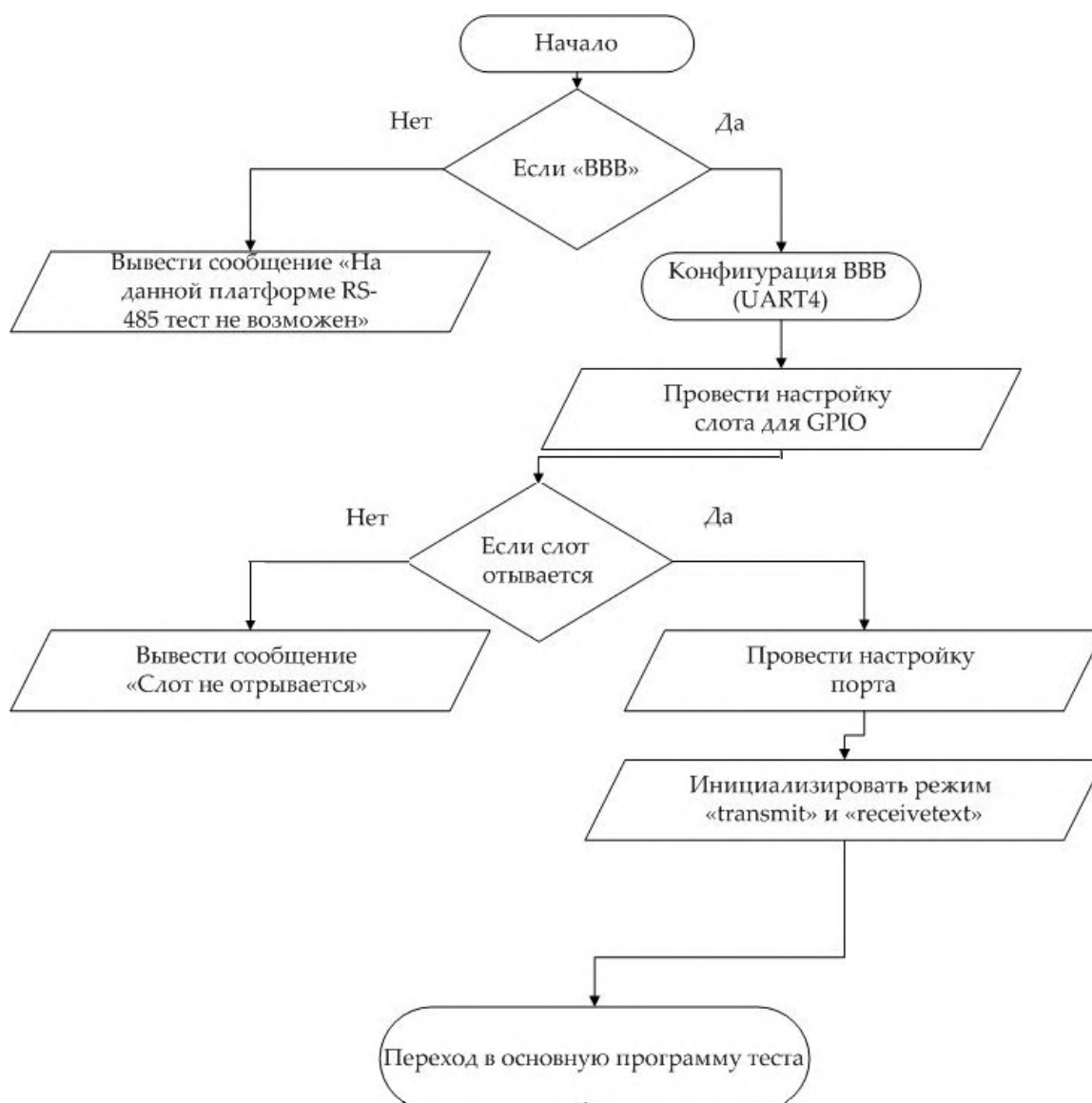


Рис. 11. Алгоритм настройки и инициализации исследования передачи данных для промышленных сетей с использованием одноплатного компьютера BBB

Для составления алгоритма тестирования рассмотрим более подробно работы входов RE/DE в микросхеме приемопередатчика RS-485. Входы RE/DE требуют высокий уровень, чтобы включить трансивер и низкий уровень, чтобы включить приемник. Некоторые UART могут быть переведены в режим RS-485, где они автоматически генерируют RE/DE сигнал, используя свой пин-RTS. Как было отмечено ранее, в драйверах для BBB такая возможность отсутствует. Этот режим, по существу, переворачивает стандартный сигнал RTS, который, как правило, становится достаточно низким при передаче.

Таким образом, алгоритм тестирования будет состоять из таких программных элементов:

- transmit mode (t) - непрерывная передача пакетов;
- ping mode (p) - посылка пакетов;

- pong mode (o) - прием пакета и его передача назад получателю;
- receive mode (r) - непрерывное получение пакетов.

Режим «ping mode» реализует полноценную передачу данных. Режим «pong mode» реализует полноценный прием пакета и его передачу назад получателю. Режимы «transmit mode» и «receive mode» используются для проверки передачи данных с передачей тестовых пакетов, но без их обработки.

4.3. Разработка программы исследования передачи данных

Согласно алгоритму и режимам тестирования, отображенных в разделе 4.2, была разработана программа на языке Python для реализации тестирования передачи данных по сетям RS-485 и ProfiBus. Для полноценной работы теста и всех режимов тестирования необходимо установить следующие модули Python, а также провести их импорт:

```
import serial, fcntl, struct, time, os, getopt, sys, platform
```

В связи с большим объемом листинга программы, и тем, что основной задачей работы было исследование передачи данных, листинг программы не приводится.

5. Экспериментальное исследование передачи данных в промышленных сетях

Для определения надежности доставки данных на разных скоростях передачи применялись условия, соответствующие режимам работы ADM2485 [36, 38]:

- 300 бит/с;
- 600 бит/с;
- 1200 бит/с;
- 2400 бит/с;
- 4800 бит/с;
- 9600 бит/с;
- 14400 бит/с;
- 19200 бит/с;
- 28800 бит/с;
- 38400 бит/с;
- 57600 бит/с;
- 115200 бит/с;
- 230400 бит/с;
- 460800 бит/с;
- 921600 бит/с;
- 1843200 бит/с;
- 3000000 бит/с;
- 3686400 бит/с.

Данные скорости были проверены на эквиваленте витой пары и реальном отрезке экранированной витой пары длиной 100 метров согласно схеме рис. 9. Ошибки в передаче пакетов начинаются со скорости 230400 бит/с и наблюдаются дальше с увеличением частоты. В отличие от эквивалента витой пары, реальный кабель показал лучший результат и ошибки возникали на скорости от 460800 бит/с.

Для оценки максимальной дистанции передачи по витой паре более 100 метров необходимо доработать эквивалент витой пары, чтобы он был сопоставим с реальным кабелем, что требует дополнительного исследования.

Выводы

В работе проведен анализ передачи данных в промышленных сетях RS-485 и ProfiBus (ProfiBus-DP и ProfiBus-FMS), которые используются при построении распределённых систем управления и контроля. Была подробно рассмотрена передача данных по RS-485 и Profibus. Также решалась задача определения надежности доставки данных на разных скоростях передачи и определения максимальной дистанции передачи по витой паре. Данные задачи решались с применением эквивалентных схем и проведением реальных экспериментов. В работе предложен алгоритм и программа исследования передачи данных для промышленных сетей на базе витой пары. Общий алгоритм исследования процессов передачи данных предлагается осуществлять на базе двух алгоритмов – алгоритма настройки и инициализации и алгоритма тестирования. Также предложена схема исследования на базе одноплатных компьютеров BeagleBone Black. Экспериментальное исследование показало, что для 100 метрового эквивалента витой пары ошибки в передаче начинаются со скорости 230400 бит/с, а для реального кабеля – с 460800 бит/с. Для оценки максимальной дистанции передачи по витой паре длиной более 100 метров необходимо доработать ее эквивалент, чтобы он был сопоставим с реальным кабелем, но это предполагает проведение дополнительных исследований.

Таким образом, впервые проведены исследования передачи данных в промышленных сетях RS-485 и ProfiBus с применением одноплатного компьютера BeagleBone Black. Определены максимальные скорости передачи данных для реального кабеля и его эквивалента. Предложенные алгоритмы и программа исследования процессов передачи данных для промышленных сетей на базе витой пары могут быть применимы к кабелю любой длины.

Список литературы:

1. Hui-juan Jia. Research on the Technology of RS485 over Ethernet / Hui-juan Jia, Zheng-hui Guo // International Conference on E-Product E-Service and E-Entertainment (ICEEE). – 2010. – P. 1–3.
2. Преображенский Н. Б. Комплексование MODBUS и PROFIBUS в промышленных сетях / Н. Б. Преображенский, Ю. А. Холопов., Ч. Н. Дам // Новый Университет. Серия: Технические Науки. – 2014. – №12 (34). – С. 52-56.

3. Suk L. Integration of mobile vehicles for automated material handling using Profibus and IEEE 802.11 networks / Suk Lee, Kyung Chang Lee, Man Hyung Lee, F. Harashima//IEEE Transactions on Industrial Electronics.– 2002.– Vol. 49, No. 3.– P. 693-701.

4. Kyung C. L. Integrated network of Profibus-DP and IEEE 802.11 wireless LAN with hard real-time requirement / C. L. Kyung, Suk Lee // 2001 IEEE International Symposium on Industrial Electronics Proceedings (Cat. No.01TH8570). – 2001.– Vol. 3.– P. 1484-1489.

5. Mossin E. A. Automatic Diagnosis for Profibus Networks / Journal of Control, Automation and Electrical Systems // E. A. Mossin, D. Brandão, G.S. Sestito.– 2016.– Vol. 27, Issue 6. – P. 658–669.

6. Овчинников А. Новое для привычного стандарта: Драйверы RS-485 от Maxim // Новости электроники. – 2016.– № 11.– С. 9–13.

7. Фурман Д. Интерфейс rs485 с гальванической развязкой от analog devices / Д. Фурман //Компоненты и технологии. – 2004.– № 43.– С. 128-130.

8. Langmann R. "Workshop: The TATU Lab & smart education" / R. Langmann, Y. Makarova, L. Rojas-Peña, P. Galkin, I. Klyuchnik, V. Voropaeva, V. Pozepaev, L. Zinyuk, R. Skrypyuk, E. Shaporina, V. Shaporin, V. Shapo, S. Gorb // 2016 13th International Conference on Remote Engineering and Virtual Instrumentation (REV).– Madrid, 2016.– P. 400-402.

9. Lemeshko O. Dynamic presentation of tensor model for multipath QoS-routing / O. Lemeshko, O. Yeremenko // 2016 13th International Conference on Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science (TCSET).– 2016, IEEE.– P. 601–604.

10. Zhao L. Optimized design method for enhancing reliable communication of rs485 fieldbus / L. Zhao, J.L. Zhang // Dalian ligong daxue xuebao.– 2015.– Vol. 55, Issue 4. – P. 393-398.

11. Тягульская Л.А. Организация двусторонней связи с микроконтроллерами по интерфейсу rs-485 / Л.А. Тягульская, И.А. Дубинин // International Scientific Review. – 2016.– № 1 (11).- С. 34-36.

12. Jinsoo Han Smart home energy management system including renewable energy based on ZigBee and PLC / Jinsoo Han, Chang-sic Choi, Wan-ki Park, Ilwoo Lee, Sang-ha Kim// IEEE Transactions on Consumer Electronics.– 2014.– Vol. 60, No. 2.– P. 198-202.

13. Галкин П.В. Модель и алгоритм управления информационными потоками в беспроводной сенсорной сети / П.В. Галкин // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: Інформатика, кібернетика та обчислювальна техніка.– 2015.– №1. – С. 17-32.

14. Агеев Д.В. Применение модели в виде многослойного графа при параметрическом синтезе инфокоммуникационных систем / Д.В. Агеев, Фуад Вехбе // Проблемы инфокоммуникаций. Наука и технологии (PIC S&T- 2013): Сборник научных трудов первой международной научно - практической конференции, Харьков 9-11 октября 2013 г. / М-во образования и науки Украины, Харьковский национальный университет радиоэлектроники.– Харьков: ХНУРЭ, 2013.– С. 96–98.

15. Галкин П.В. Исследование модифицированных муравьиных алгоритмов оптимизации сбора информации в беспроводных сенсорных сетях / П.В. Галкин // Телекомунікаційні та інформаційні технології. – 2014.– №4.– С. 74-82.

16. Галкин, П. В. Алгоритм управления и оптимизации информационных потоков в беспроводной сенсорной сети / П. В. Галкин // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2014.– Т. 6, № 3(72).– С. 53–63.

17. *Peng Fei Hu* Implementation of the Transmission Protocol of Non-Polar RS485 Based on FPGA [Text] / P. F. Hu, Y. X. Yuan, Z. J. Qu, X. P. Jiang, K. S. Yu // Applied Mechanics and Materials, Chapter 7: Communication and Information Technology.– 2015.– Vol. 719-720.– P. 669-673
18. *Siming Ma* Design and implementation of dynamic characteristics tracking system of maglev train based on real-time target and communication interface / Siming Ma, Qijun Chen // Information and Automation, 2015 IEEE International Conference on.– 2015.– Lijiang, 2015.– P. 3009-3013
19. *Zhang Chuan Lian* Distributed Control System Design for Sorting Parts System Based on PC and PLC / Zhang Chuan Lian, Huang Dazhi, Zhou Qinggui, Chong, Kil To // Advanced Science Letters.– 2015.– Vol. 21, No. 12.– 3 3672-3676(5).
20. *Wang D. G.* An Improved Approach to RS485-Based Long-Distance High Speed Telemetry for Industrial Sensor Data [Text] / D. G. Wang, C. Li, T. H. Ding // Applied Mechanics and Materials, Chapter 3: Measurement and Instrumentation, Monitoring and Detection Technologies, Fault Diagnosis.– 2014.– Vol. 543-547.– P. 1013-1017
21. *Nannan He* Experience of teaching embedded systems design with BeagleBone Black board / Nannan He, Ying Qian, Han-way Huang // 2016 IEEE International Conference on Electro Information Technology (EIT).– 2016, Grand Forks.– P. 0217-0220.
22. *Чостковський Б.К.* Математическа модель витой пары радиочастотного кабеля об'єкта управління / Б.К. Чостковський, Д.А. Смородинов // Вестн. Сам. гос. техн. ун-та. Сер.: Физ.-мат. науки. – 2008.– № 1 (16).– С. 113–118.
23. *Адамов Ю.* Эквалайзеры в цифровых кабельных интерфейсах / Ю. Адамов, Я. Губин, О. Сомов // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – 2016.– №3.– С. 70-73.
24. Siemens AG Сети SIMATIC NET, PROFIBUS-DP // Руководство Siemens AG, Департамент автоматизации и приводов, Промышленные системы автоматизации, Нюрнберг, 2001. – 202 с.
25. *Левинский В. М.* Диагностирование обмена информацией по сети PROFIBUS при построении распределенных систем управления / В. М. Левинский, М.В. Левинский // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – 2010.– №75. – С. 101-105.
26. *Арутюнян А.Р.* Построение математической модели передачи данных по интерфейсу rs-485 для промышленных сетей / А. Р. Арутюнян, А. Л. Масюк, С.Р. Арутюнян // Наукові праці ДонНТУ, серія «Машинобудування і машинознавство». – 2006. – С. 117-123.
27. *Горященко К.Л.* Класичні моделі провідникових ліній передач / К.Л. Горященко, К. Л. Ногыaschenko // Вісник Хмельницького національного університету. – 2014. – №. 3. – С. 98-101.
28. *Горященко К. Л.* Огляд класичних моделей провідникових регулярних ліній передачі // Вісник Хмельницького національного університету. – 2012.– №. 5. – С. 247-250.
29. IEEE Standard for Information technology: Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks. Part 3: Carrier Sense Multiple Access with Collision Detection (CSMA/CD) Access Method and Physical Layer Specifications: IEEE Std 802.3. – 2002. – 1538 p.
30. *Павликевич М.Й.* Математична модель багатопровідного кабеля типу "скручена пара" // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". – Серія "Радіоелектроніка та телекомунікації". – 2011. – № 705. – С. 112-118.
31. *Рожновский М. В.* Исследования витой пары при эксплофункциональных воздействиях // Наукові праці ОНАЗ ім. ОС Попова. – 2010. – №. 2. – С. 93-101.

32. *Vladyko A.* Using the IEEE 802.11 Family of Standards for Communication Between Robotic Systems. / A. Vladyko, A. Paramonov, R. Kirichek, A. Koucheryavy // 2nd International Conference on Artificial Intelligence and Industrial Engineering (AIIE2016), Advances in Intelligent Systems Research. – 2016. – Vol. 133. – P. 153-157.

33. *Sita I. V.* Universal Communication Node for Building Automation Systems / I. V. Sita, P. Dobra // Applied Mechanics and Materials.– Trans Tech Publications.– 2013.– Vol. 436.– P. 435-444.

34. *Birkett R.* Enhancing Real-time Capabilities with the PRU // Embedded Linux Conference. – 2015. – P. 1-39.

35. *Bucquet S.* Accessing the IO ports of the Beaglebone Black with Python // Linux journal.– 2014.– Vol. 2014, Issue 246.– Article No. 3.

36. *Instruments T.* AM335x ARM R Cortex™-A8 Microprocessors (MPUs): Technical Reference Manual. – 2013.– 4728 p.

37. *Coley G.* Beaglebone Rev A6 system reference manual. – Obtenido, 2012. – 92 p.

38. *Marais H.* RS-485/RS-422 circuit implementation guide. – Analog Devices: Norwood, MA, App. Note AN-960, 2008. – 12 p.

ПОВІДОМЛЕННЯ

Інформаційне повідомлення щодо проведення Першої IEEE конференції «Electrical and Computer Engineering» (UKRCON'2017)

Шановні колеги, 29 травня - 2 червня 2017 року відбудеться Перша IEEE конференція «Electrical and Computer Engineering» (UKRCON'2017), Київ, Україна.

Тематика напрямів (офіційною мовою конференції):

Track 1: Microwave Techniques, Antennas & Radar Systems

- A. Microwave Theory and Techniques
- B. Antennas & Propagation
- C. Space, Aerospace and Airborne Technologies
- D. Radar Systems, Geoscience and Remote Sensing

Track 2: Bioengineering & Robotics

- A. Biomedical Engineering, Circuits and Systems
- B. Medical Image & Signal Processing
- C. Robotics, Control & Intelligent Systems

Track 3: Energy Systems, Industry Application & Industry 4.0

- A. Power & Energy Circuits and Systems
- B. Smart Grid & Energy Markets
- C. Industry 4.0, Automation, Industrial Electronics & Industry Application
- D. Vehicular Electrotechnology Equipment and Systems

Track 4: Nanoelectronics & Photonics, Electron Devices & Embedded Systems

- A. Micro- & Nanoelectronics and Technologies
- B. Electron Devices & Integrated Circuits
- C. Optics and Photonics
- D. MEMS, SoC, NoC and Embedded Systems
- E. CAD and EDA Tools, Methods and Algorithms

Track 5: Systems Analysis, Computer Science & Infocommunications

- A. Communications and Networks
- B. Systems Analysis & Engineering, Risk Management & Decision Making Systems
- C. Internet of Things, Data Science, Machine Learning & Artificial Intelligence
- D. Computer Science and Software Techniques

Track 6: Engineering Education & History

A. Educational Research, Methods, Materials, Programs and Technology

B. MOOCs and Blended Learning

C. Historical Milestones of Electrical and Computer Engineering

Important dates

Paper Submission: **January 30, 2017**

Special Track Submission: **January 30, 2017**

Tutorials Request: **January 30, 2017**

Paper Acceptance Notification: **March 13, 2017**

Final Paper Submission: **March 27, 2017**

IEEE UKRCON-2017: **May 29 – June 2, 2017**

Більш детальна інформація - на [сайті конференції](#).