

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОВЕДЕНИЯ СЕНСОРНОЙ СЕТИ ДЛЯ СИСТЕМЫ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

Е.А. Чудаков, А.А. Кирюшин, И.С. Шишалов

Нижегородский госуниверситет

Беспроводная сенсорная сеть может быть использована для позиционирования мобильных объектов в помещении [1]. Основным преимуществом сенсорной сети перед схожими технологиями определения координат (Wi-Fi, GSM) является возможность размещения такого количества узлов, которое необходимо для достижения заданной точности позиционирования.

Данная работа посвящена проблеме определения оптимальных параметров конкретной беспроводной системы позиционирования путем моделирования.

В исследуемой системе позиционирования мобильный узел, реализованный в виде брелка или браслета, находится у человека. На стенах в помещении размещаются стационарные узлы. Мобильный узел через определенный интервалы времени посылает по радиоканалу пакет, содержащий уникальный идентификатор узла. Стационарные узлы, принявшие этот пакет, отправляют на базовую станцию свой идентификатор, идентификатор мобильного узла и мощность сигнала. На основе информации, полученной от стационарных узлов, на базовой станции вычисляется текущее местоположение мобильного узла.

Мобильные и стационарные узлы оборудованы акустическими ультразвуковыми передатчиками. Ультразвуковой сигнал, который может быть детектирован только при расстоянии менее 5 метров между приемником и передатчиком, используется для увеличения точности позиционирования.

Предварительный анализ показывает, что точность позиционирования зависит от таких параметров как: количество стационарных узлов, места размещения этих узлов, интервалы времени между посылкой пакетов. Важным является то, что при увеличении плотности стационарных узлов растет количество пакетов, потерянных из-за коллизий.

Определение оптимальных параметров системы позиционирования экспериментальным путем является очень трудоемкой задачей и практически неосуществимо. Однако это можно сделать с помощью моделирования.

Существующие симуляторы беспроводных сенсорных сетей (NS-2, TOSSIM) не подходят для моделирования беспроводной системы позиционирования вследствие некорректного моделирования коллизий и сложности при переносе кода реальных узлов в симулятор.



Рис. 1

Архитектура разработанного на языке C++ симулятора представлена на рис. 1. В симуляторе реализовано четкое разделение модели физических уровня и логики работы узлов.

В модуле, определяющем алгоритм работы узлов, используются те же абстракции, что и в коде реальных узлов: трансивер, акустический сенсор, таймеры. События приема пакета и срабатывания таймера обрабатываются так же, как прерывания в реальном микроконтроллере – с учетом флагов разрешения конкретных прерываний. Такая реализация позволяет использовать в симуляторе код на языке C для реальных узлов сенсорной сети.

Реализация моделей трансиверов, таймеров и сенсоров использует функциональность модели беспроводного канала и механизма имитационного моделирования. Механизм имитационного моделирования ответственен за планирование и обработку событий, а также за счетчик виртуального времени.

Модель беспроводного канала реализована в виде отдельного dll модуля. Связь с этим модулем осуществляется на основе простого интерфейса: в модуль передается пакет в бинарном виде, посылаемый одним из узлов, а из модуля возвращаются пакеты, принятые другими узлами, возможно искаженные. Вероятность битовой ошибки при приеме пакета вычисляется для каждого интервала времени, на котором соотношение сигнал/шум постоянно. Такой подход позволяет корректно моделировать коллизии [2].

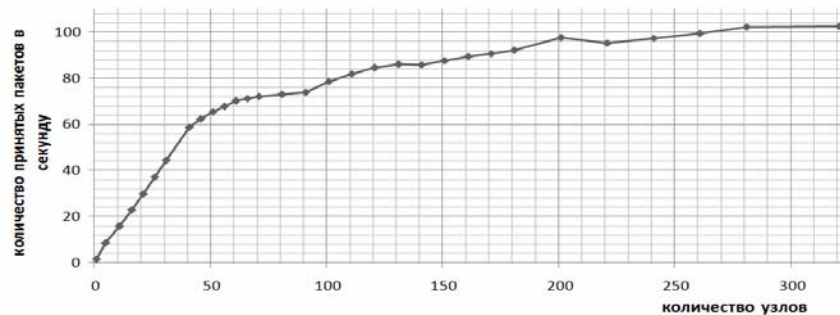


Рис. 2

На рис. 2 показана зависимость количества принятых базовой станцией в секунду пакетов от числа стационарных узлов, размещенных на территории 100 на 100 м.

Из графика видно, что при количестве узлов менее 41, зависимость линейная, далее она близка к логарифмической функции. Причиной этого является увеличение числа потерянных из-за коллизий пакетов при превышении количества стационарных узлов порогового значения (в данном случае 41 узел).

- [1] Blumenthal J., Reichenbach F., and Timmermann D. // In Joint 2nd Workshop on Positioning, Navigation, and Communication. 2005. P.41.
- [2] Son D., Krishnamachari B., and Heidemann J. // Proc. of the 4th International Conference on Embedded Networked Sensor Systems. 2006. P.237.

ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТА НА ТЕРРИТОРИИ СЕНСОРНОЙ СЕТИ: ЧИСЛЕННЫЙ ЭКСПЕРИМЕНТ

И.В. Есин, И.С. Шишалов

Нижегородский госуниверситет

В последнее время активно исследуется задача позиционирования объектов в сенсорных сетях. Основные усилия в этой области направлены на поиск факторов, влияющих на ошибку определения координат [1,2]. В работе исследована зависимость точности определения координат объекта от внутренних параметров системы, а также от факторов окружающего пространства при помощи численного моделирования.

Для моделирования использовалось приложение Radiowave Propagation Simulator (RPS) – симулятор распространения радиоволн в лучевом приближении [3]. Для исследования необходимых зависимостей в RPS задается координатная сетка фиксированного шага, зависящего от требуемой точности оценки, рельеф местности, координаты излучателей (маяков) и приемников (узлов), характеристики этих устройств, а также параметры беспроводных каналов.

Получив с помощью симулятора значения параметров электромагнитного поля каждого из излучателей в местах расположения приемников, необходимо восстановить координаты объектов. Для этого при помощи специально разработанной программы вычисляются значения мощности сигнала принятого каждым узлом от излучателя. Зная величину мощности, а также функцию затухания мощности с расстоянием в данном канале, нетрудно восстановить дальность расположения излучателя.

Пусть N – число узлов. Тогда если $N \geq 3$, то координату маяка можно вычислить, выполнив триангуляцию. Вследствие многолучевого распространения, а также наличия различных помех в канале, значение мощности, а значит и вычисленное по нему значение расстояния до маяка, претерпевают значительные изменения. Для сглаживания данного эффекта будем считать расстояние до маяка случайной величиной, имеющей нормальное распределение со средним, вычисленным по функции затухания мощности. Так как каждый узел принимает сигнал независимо от остальных, то данные случайные величины будут независимыми. Тогда положение объекта $\{x_0, y_0\}$ определяется системой как наиболее вероятное и удовлетворяет условию:

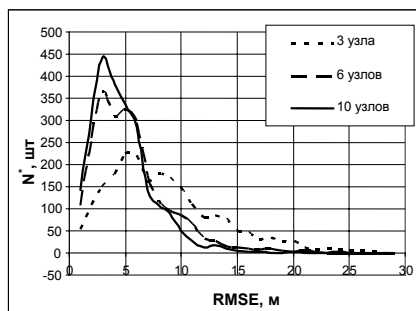


Рис. 1

$$w(x, y)|_{x_0, y_0} = \prod_{i=1}^N \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_i)} \cdot e^{-\frac{\sqrt{(x_0-x_i)^2 + (y_0-y_i)^2} - r_i}{2\sigma_i}} = \max \quad (1)$$

где $w(x, y)$ – плотность вероятности нахождения объекта в точке с координатами (x, y) , (x_i, y_i) – координаты i -го приемника, r_i – предполагаемое расстояние от i -го приемника до маяка, вычисленное по мощности принятого сигнала, σ_i – параметр (стандарт нормального распределения), N – общее количество принимающих узлов.

Среднеквадратичная ошибка определения координат $RMSE$ (Root Mean Square Error) – расстояние между действительным и вычисленным по формуле (1) положениями объекта:

$$RMSE = \sqrt{(x_0 - x_r)^2 + (y_0 - y_r)^2} \quad (2)$$

На рис. 1 представлена зависимость количества точек координатной сетки N^* , в которых $n < RMSE < n + 1$, где n – значение $RMSE$ в метрах, для различного количества принимающих узлов. Как и предполагалось, с увеличением числа узлов ошибка определения местоположения уменьшается.

С увеличением количества принимающих узлов ошибка определения координат меньше зависит от их расположения. Так разброс количества точек координатной сетки, ошибка в которых менее одного метра (рис. 2), при изменении положения 3 узлов составляет 53 точки. Для 10 узлов эта цифра составляет 24 точки. Можно заметить, что существуют оптимальные конфигурации расположения принимающих узлов, при которых ошибка определения координат минимальна. Поиск этой конфигурации является отдельной, перспективной для дальнейших исследований задачей.

Следует отметить, что при различных вариантах рельефов приведенные зависимости также справедливы.

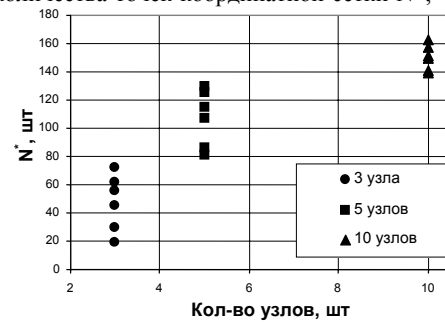


Рис. 2

- [1] Patwari N., O'Dea R.J., Yanwei W. // IEEE Vehicular Technology Conference. 2001. V.2. P.1149.
- [2] Chen J.C., Kung Y., Hudson R.E. // IEEE Signal Processing Magazine. 2002. V.19. Issue 2. P.30.
- [3] <http://www.wi-fitechnology.com/displayarticle2415.html>

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ ОБЪЕКТА НА ТЕРРИТОРИИ БЕСПРОВОДНОЙ СЕНСОРНОЙ СЕТИ МЕТОДОМ RSSI

О.Е. Любимов, И.С. Шишало

Нижегородский госуниверситет

Основной метод, применяемый в настоящее время для определения местоположения объекта (источника сигнала) в беспроводных сенсорных сетях, – метод определения расстояния до источника по мощности принятого сигнала (Received Signal Strength Indication или RSSI) [1]. Важнейшей задачей, возникающей при использовании данного метода, является получение зависимости мощности принятого сигнала от расстояния до источника.

Для решения этой задачи в работе использовалось обучение с учителем искусственной нейронной сети типа многослойный перцептрон (multilayer perceptron) [2]. В качестве учителя может выступать один из узлов сети, оснащенный дополнительно GPS/ГЛОНАСС навигатором и работающий только в режиме передачи. При движении по территории, на которой развернута сенсорная сеть, узел-учитель через равные промежутки времени посылает широковещательный пакет, в котором содержатся его текущие координаты, полученные с помощью GPS. Узел-приемник принимает этот пакет и измеряет мощность пришедшего сигнала. Тем самым формируются обучающие пары координаты-мощность, из которых затем составляются входной и целевой векторы для обучения нейронной сети. Когда векторы обучения сформированы, они подаются на вход и выход нейронной сети и запускается процесс обучения. После того, как критерий качества обучения – в данном случае порог ошибки – будет достигнут, обучение прекращается. В итоге, подав на вход обученной сети вектор координат, размерность которого много больше вектора обучения, на выходе сети получаем вектор мощностей, соответствующих этим координатам.

Для проверки применимости данного метода был проведен численный эксперимент в среде Matlab. В эксперименте нейронная сеть, схема которой приведена на рис. 1, восстанавливала зависимость принимаемой мощности P от координаты g в полярной системе при $\varphi = \text{const}$, полученную при моделировании распространения радиоволн на частоте 433

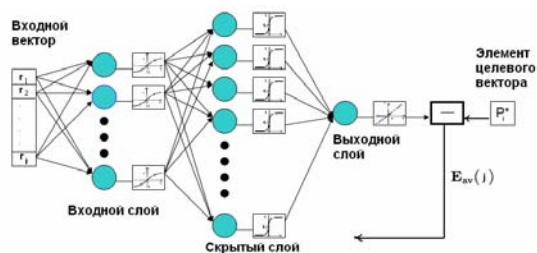


Рис. 1. Схема используемой нейронной сети

МГц при мощности шума -110 dB в условиях переотражения. При моделировании использовалась модель геометрической оптики с учетом фазы каждого луча [3]. Затем из полученной характеристики делались выборки обучающих пар мощности

P и соответствующей ей координаты r . Из них формировались входной и целевой векторы обучения. Обучение сети проводилось классическим алгоритмом обратного распространения ошибки (*error back propagation algorithm*) [2]. Результаты численного эксперимента представлены на рис. 2.

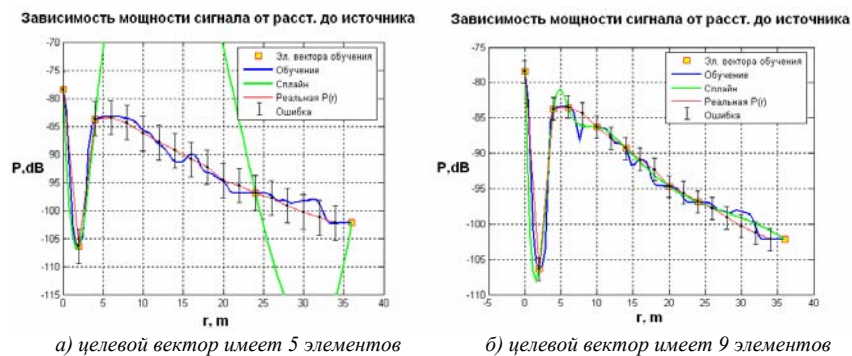


Рис. 2. Восстановленная нейронной сетью зависимость $RSS(r)$

По результатам численного эксперимента можно сделать вывод о том, что данный алгоритм является применимым в задаче восстановления зависимости мощности принимаемого сигнала от координат источника. Время обучения сети сильно зависит как от количества элементов вектора обучения, так и от начального распределения весов. При обучении системы таким методом нужно учитывать эту зависимость, иначе может возникнуть ситуация, когда сеть не обучится до конца. При большом числе обучающих пар и относительной гладкости восстанавливаемой функции данный метод уступает по точности интерполяции обучающих данных кубическими сплайнами, но он дает гораздо меньшую погрешность, когда вектор обучения содержит небольшое число элементов или является сильно разреженным, что бывает гораздо чаще в реальной ситуации.

В дальнейшем планируется использовать эту нейронную сеть для моделирования восстановления двумерной зависимости $P(r, \varphi)$. Планируется проведение серии экспериментов по исследованию поведения данной нейронной сети в реальных условиях.

- [1] Chen C., Wang D., Huang Y. //International J. of Smart Home. Taiwan: Southern Taiwan University. 2008. V.2, No.3. P.64.
- [2] Хайкин С. Нейронные сети, полный курс. 2-е издание. –М.: Вильямс. 2006. 1105 с.
- [3] Кравцов Ю.А., Орлов Ю.И. Геометрическая оптика неоднородных сред. –М.: Наука. 1980. С.82.

ВЛИЯНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ ДВИЖЕНИЯ ОБЪЕКТА НА ТОЧНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЕГО МЕСТОПОЛОЖЕНИЯ НА ТЕРРИТОРИИ СЕНСОРНОЙ СЕТИ

И.А. Болотин, И.С. Шишлов

Нижегородский госуниверситет

В последнее время активно исследуется задача позиционирования объектов в сенсорных сетях. Основные усилия в этой области направлены на поиск факторов, влияющих на ошибку определения координат, и на поиски способов уменьшения этой ошибки [1,2]. В работе численно исследована зависимость точности определения координат объекта от некоторых априорно известных особенностей его движения. В качестве этих особенностей выступают такие параметры движения, как скорость и направление.

Используя приложение Radiowave Propagation Simulator (RPS) [3] – симулятор распространения радиоволн в лучевом приближении, а также специально разработанную программу, позволяющую по принимаемой мощности сигнала определять координаты объекта со среднеквадратичной ошибкой:

$$RMSE = \sqrt{(x_0 - x_r)^2 + (y_0 - y_r)^2},$$

где $\{x_0, y_0\}$ – действительное положение объекта, $\{x_r, y_r\}$ – положение объекта вычисленное по формуле, была сделана попытка уменьшить эту ошибку с учётом особенностей движения объекта.

Координаты определяются из условия максимума плотности вероятности нахождения объекта в данной точке

$$w_1(x, y) |_{x_0, y_0} = \prod_{i=1}^N \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma_i)} \cdot e^{-\frac{\sqrt{(x_0 - x_i)^2 + (y_0 - y_i)^2} - r_i}{2\sigma_i}} = \max.$$

Для учёта особенностей движения объекта, вводится функция $f(A)$. Она отображает вероятность нахождения объекта в точке в зависимости от параметра A , являющейся характеристикой либо скорости, либо направления. Теперь координаты объекта будут определяться из условия максимума новой величины, являющейся произведением $f(A)$ и $w_1(x, y)$:

$$w(x, y, A) = f(A)w_1(x, y) |_{x_0, y_0} = \max.$$

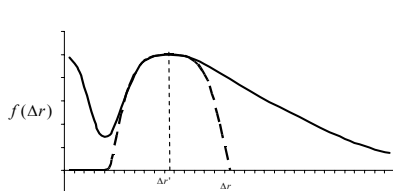


Рис. 1

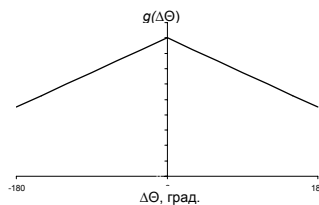


Рис. 2

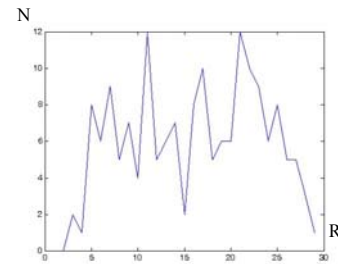
При учёте скорости движения объекта функция $f(A)$ будет являться функцией расстояния Δr от предыдущей (известной нам) точки до (x, y) . Поскольку предполагается, что в качестве объекта выступает человек, эта функция будет иметь вид (качественно) представленный на рис. 1 сплошной линией. Начальный участок графика (максимум в нуле) отвечает за те промежутки времени, когда человек стоит. Второй максимум отвечает за промежутки времени, когда человек идёт с наиболее вероятной (наиболее комфортной для него) скоростью. Дальнейший спад функции характеризует уменьшение вероятности того, что человек движется с очень большой скоростью, много большей, чем его комфортная скорость.

Пунктирной линией показана функция, использованная при моделировании. Такой вид упрощённой функции связан с особенностями используемого симулятора.

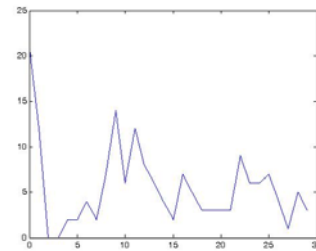
При учёте направления движения объекта функция $f(A)$ будет являться функцией изменения направления движения $\Delta\Theta$ и примет вид, представленный на рис. 2. Предполагаем, что объект движется плавно, то есть, не меняя резко направления своего движения. Учитывается, что объект с большей вероятностью движется вперёд, нежели в обратном направлении.

Было проведено моделирование движения объекта по заданной траектории. Результаты представлены на рис. 3. На графиках изображено число точек N , координаты которых были определены с ошибкой в R метров для случаев обычного определения координат, определения координат с учётом скорости движения объекта и для случая определения координат с учётом направления движения объекта.

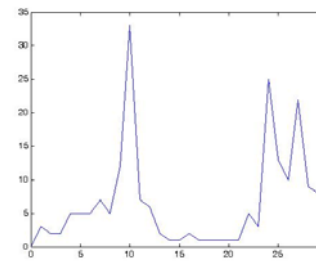
Как видно из рис. 3 учёт скорости даёт неудовлетворительные результаты. Это связано с накоплением ошибки при многошаговом предсказании. В качестве решения предлагается использование через определённое число шагов реперных точек, в которых координаты будут определяться точно, например, при помощи GPS-модуля. В этих точках накопленная ошибка будет сбрасываться.



До использования предлагаемых методов



С учётом направления



С учётом скорости

Рис. 3

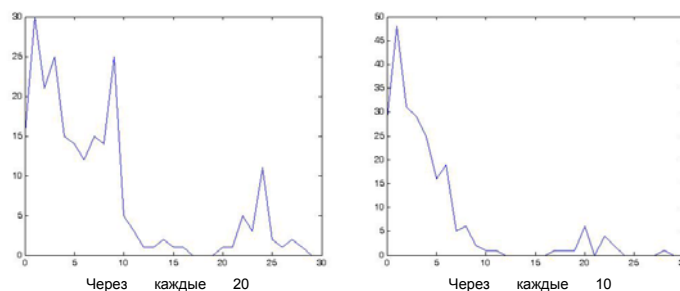


Рис. 4

На рис. 4 представлены графики с использованием реперных точек. Как и предполагалось, с увеличением количества таких точек точность определения координат увеличивается.

В дальнейшем предполагается проведение натурных экспериментов для подтверждения применимости используемой модели.

- [1] Patwari, N, O'Dea R.J., Yanwei Wang //Proc. IEEE Vehicular Technology Conference. 2001. V.2. P.1149.
- [2] Chen, J.C., Kung Yao, Hudson, R.E. //Proc. IEEE Signal Processing Magazine. 2002. V.19. Issue 2. P.30.
- [3] <http://www.wi-fi-technology.com/displayarticle2415.html>

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ И ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПАССИВНЫХ РАССЕИВАТЕЛЕЙ АДАПТИВНОЙ АНТЕННЫ

М.О. Шуралев, А.Л. Умнов, М.А. Соколов, А.Ю. Ельцов

Нижегородский госуниверситет

Антенные системы с управляемыми диаграммами направленности – адаптивные антенны, способные улучшить характеристики данных систем в условиях многолучевости, а также при установлении связи на дальние расстояния, – все чаще оказываются ключевым звеном в современных системах беспроводной связи.

В данной работе представлены результаты исследования важнейшего элемента зеркальной адаптивной антенны [1] – пассивного рассеивателя. Конструктивно (рис. 1) «зеркало» антенны представляет собой систему из пятисот дипольных рассеивателей, организованных в пять параллельно размещенных друг над другом рядов, которые образованы тремя слоями пассивных элементов. В каждый из диполей включена нагрузка – варикап, емкость которого изменяется под воздействием управляющего сигнала (рис. 2). Перед зеркалом на расстоянии $2,5$ длин волн располагается облучатель. При работе антенны в режиме приема значения емкостей варикапов подбираются таким образом, что фаза падающей на зеркало с некоторого

направления плоской волны при переотражении трансформируется, обеспечивая фокусировку отраженного поля в точке расположения облучателя. Плотное расположение рассеивателей в зеркале приводит к сильной электродинамической связи между ними, не позволяя выполнять независимо настройку каждого из рассеивателей.

По геометрическим размерам, полученным в результате моделирования в системах HFSS, FEKO и Microwave Office, были изготовлены рассеиватели на текстолите с диэлектрической проницаемостью 4,9 и тангенсом угла потерь 0,018. Для определения амплитудных и фазовых характеристик рассеивателей и сравнения их с рассчитанными была собрана установка, в которой измерялся коэффициент отражения S_{11} в зависимости от емкости диодов. Установка представляла собой сферическое зеркало радиуса $R = 300$ мм (рис. 3), состоящее из рассеивателей расположенных полукругом. В центре окружности располагался приемо-передающий диполь. Излучаемый из центра окружности сигнал, проходя до каждого из рассеивателей одинаковое расстояние, переотражался обратно, синфазно складываясь в точке расположения диполя. Таким образом, если менять на всех рассеивателях емкости диодов одновременно, то, благодаря одинаковому набегу фазы по направлению всех рассеивателей, можно получить их характеристики; при этом будет учтено взаимное влияние рассеивателей и соответствующие искажения характеристик. Установка дает возможность измерять амплитудную и фазовую характеристики с учетом взаимного влияния рассеивателей друг на друга. При этом есть возможность менять

Схема и фотография прототипа антенны

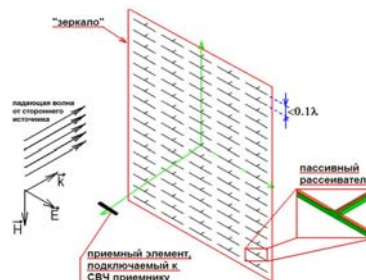


Рис. 1



Рис. 2

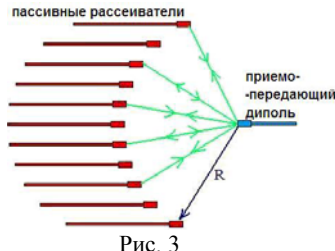


Рис. 3

расстояние между рассеивателями, варьируя, таким образом, силу взаимодействия.

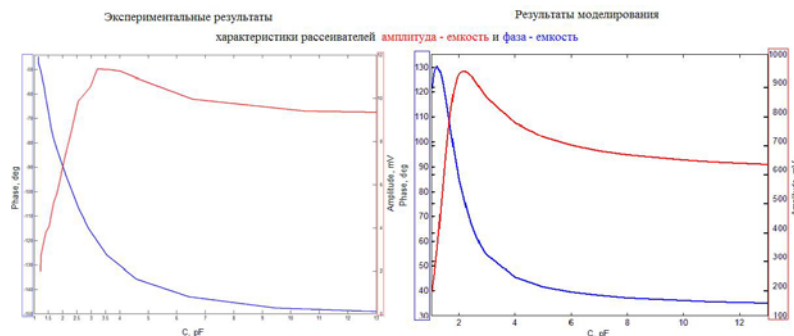


Рис. 4

В результате серии экспериментов были получены характеристики рассеивателей (рис. 4), которые оказались достаточно близки к рассчитанным по виду, диапазону перестройки фазы и вариациям амплитуды. Однако характер взаимного влияния рассеивателей друг на друга при численном расчете описывается с некоторой погрешностью, при этом численный расчет характеристик не учитывал взаимного влияния между рассеивателями и активным облучателем, что и отражается в небольшом искажении амплитудной характеристики.

- [1] Filimonov V., Mainwaring A., Shishalov I., Shuralev M., Umnov A. // Proc. of Sarnoff Symposium. 2007.

ПРИМЕНЕНИЕ ЭВОЛЮЦИОННЫХ АЛГОРИТМОВ ОПТИМИЗАЦИИ В АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ НА ОСНОВЕ ПАССИВНЫХ РАССЕИВАТЕЛЕЙ

А.Ю. Ельцов, М.А. Соколов, М.О. Шуралев

Нижегородский госуниверситет

В настоящее время в развивающихся странах существует огромная потребность в доступных средствах коммуникаций. Однако коммуникационная инфраструктура в этих регионах либо полностью отсутствует, либо является слаборазвитой. В данном случае единственным доступным решением является использование дальней беспроводной связи. Так, например, это может быть осуществлено с помощью адаптивных антенн на основе пассивных рассеивателей для стандарта Wi-Fi [1].

Такие антенны состоят из одного облучающего элемента и отражающей поверхности, состоящей из пассивных элементов (отражателей или рассеивателей). Каждый рассеиватель содержит длинную линию с варактором на одном из концов, что позволяет менять фазу отраженной волны с целью максимизации уровня принимаемого сигнала на активном элементе. Для поддержания хорошего качества

связи необходимо постоянно управлять диаграммой направленности путем изменения фаз отраженных волн на каждом рассеивателе. Задача нахождения оптимального распределения фаз (напряжений на диодах) представляет большую сложность ввиду значительного числа элементов (порядка нескольких сотен), изменения окружающих условий, флуктуаций параметров элементов антенны, а также постоянно изменяющегося уровня сигнала. Таким образом, единственно возможным решением является оптимизация параметров антенны при ее практической эксплуатации [2].

Процесс оптимизации можно разделить на два типа: автономная оптимизация (т.н. “offline” режим) и оптимизация во время эксплуатации (“online” режим). Автономная оптимизация может быть выполнена в антенной камере для получения диаграммы направленности в фиксированном направлении с использованием синусоидального сигнала. Впоследствии результаты автономной оптимизации могут быть использованы в качестве начальных значений для оптимизации во время передачи данных.

Автономная оптимизация адаптивной антенны представляет собой разновидность глобальной задачи оптимизации, которая используется для синтеза диаграммы направленности, максимум которой соответствует заранее известному направлению на источник сигнала. Это достигается путем подбора напряжений на диодах рассеивателей для максимизации уровня сигнала на активном элементе. Математически задачу можно сформулировать следующим образом:

$$RSS(\mathbf{U}) = RSS(U_1, U_2, \dots, U_n) \rightarrow \max_{\mathbf{U}},$$

где $RSS(\mathbf{U})$ представляет собой уровень сигнала, а $U_1, U_2, \dots, U_n$ – напряжения смещения на диодах. С учетом специфики задачи к алгоритмам оптимизации предъявляются следующие требования: глобальность, способность работать в пространстве высокой размерности, повторяемость результатов, стабильность во времени, нечувствительность к шумам. Исходя из данных требований, для глобальной оптимизации были выбраны следующие три метода: particle swarm optimization [3], генетический алгоритм [4] и метод Воинова [5]. Первые два представляют класс вероятностно-эволюционных алгоритмов, в то время как метод Воинова использует детерминированный поиск. Во время выполнения автономной оптимизации первоочередную роль играет результирующее значение оптимизируемой функции, а не время оптимизации или объем вычислений. Поэтому главной метрикой в сравнении алгоритмов выступают максимально достигнутый коэффициент усиления и уровень боковых лепестков диаграммы направленности. Также очень важна повторяемость результата, что будет гарантировать достижение глобального экстремума.

Оптимизация во время передачи данных разделяется на две стадии: поиск источника сигнала и поддержание соединения. Первоначальный поиск источника выполняется путем переключения между лучами, т.к. это может быть сделано в течение нескольких секунд. После первоначального поиска источника сигнала следует запуск глобального или локального алгоритма оптимизации для более точной настройки антенны и предотвращения потери сигнала в связи с изменениями окружающих условий или положения источника сигнала. К данным алгоритмам

предъявляется два основных требования: отсутствие значительного ухудшения сигнала в ходе оптимизации и приемлемая скорость оптимизации, способная отслеживать изменения канала. В дополнение к уже использованным методам глобальной оптимизации, для локальной оптимизации был выбран метод Нелдера-Мида, т.к. он не требует вычисления производных.

В ходе работы было показано, что из четырех исследованных алгоритмов генетический алгоритм является наиболее подходящим методом как для автономной оптимизации, так и для оптимизации во время передачи данных. Таким образом, генетический алгоритм может быть рекомендован для настройки электродинамических систем с большим числом параметров во время их непосредственной эксплуатации.

- [1] Filimonov V., Mainwaring A., Shishalov I., Shuralev M., A. Umnov //Proc. of 16th IST Mobile and Wireless Communications Summit. 2007. P.1.
- [2] Linden D. // Proc. of the 2002 NASA/DOD Conference on Evolvable Hardware (EH'02). P.147.
- [3] Jinand N., Rahmat-Samii Y.// J. of Artificial Evolution and Applications. 2008. P.177.
- [4] Haupt R., Werner D. Genetic algorithms in electromagnetics. – Hoboken, NJ: Wiley/IEEE, 2007. 301 p.
- [5] Воинов Б.С. Информационные технологии и системы. В 2-х частях. Ч.1. Методология синтеза новых решений. – М.: Наука, 2003.

БОРЬБА С ПОМЕХАМИ В СЕТЯХ 802.11 С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ АДАПТИВНЫХ АНТЕНН

А.Ю. Ельцов, И.Г. Лебедев, М.А. Сорокин

Нижегородский госуниверситет

В настоящее время широкое распространение получили технологии беспроводных локальных компьютерных сетей. Наиболее известной из них является технология WiFi (стандарт IEEE 802.11) [1]. Достоинства этой технологии – низкая стоимость и широкая распространенность оборудования, работа в открытом ISM диапазоне. Согласно стандарту 802.11 b/g беспроводная сеть может функционировать в одном из 11 частотных каналов, однако только три из них являются неперекрывающимися по частоте. Из этого ограничения следует, что при большой концентрации сетей в небольшой области соседние сети начинают создавать помехи друг другу, что приводит к ухудшению качества связи в обеих сетях. В результате возникает необходимость пространственного разделения соседних сетей с целью уменьшения их взаимного влияния. С другой стороны в этом же диапазоне функционирует и ряд других устройств: СВЧ-печи, Bluetooth и т.п., также являющиеся источниками внутриполосных помех. Одним из способов уменьшения влияния помех является применение антенн с управляемой диаграммой направленности,

способных формировать нули в направлении источников шума с одновременным усилением сигнала полезного узла и следить за изменением радиообстановки в реальном времени.

Адаптивная антенна, используемая в эксперименте, представляет собой систему, состоящую из излучающего элемента и 14 пассивных рассеивателей с управляемым импедансом, расположенных радиально по отношению к излучателю. Диаграмма направленности формируется путем подбора напряжений смещения на рассеивателях. Эта задача может быть решена оптимизацией по заданному критерию [2], простейшим из которых является максимальная сила сигнала от полезного узла.

Рассмотрим следующую ситуацию: имеется две точки доступа А и В, работающие в одном частотном канале, клиентское устройство С оснащенное адаптивной антенной подключается к точке А, тогда как точка В является источником шума (см. рис. 1). Задача состоит в том, чтобы на узле С получить максимальный сигнал от А и минимальный от В. В рамках эксперимента узлы размещались в антенной камере в системе координат антенны: положение А соответствует 0^0 азимутального угла, положение В – 125^0 . Для измерения мощ-

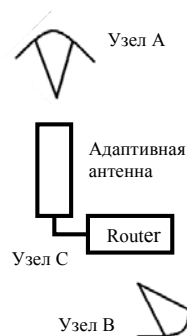


Рис. 1. Схема эксперимента

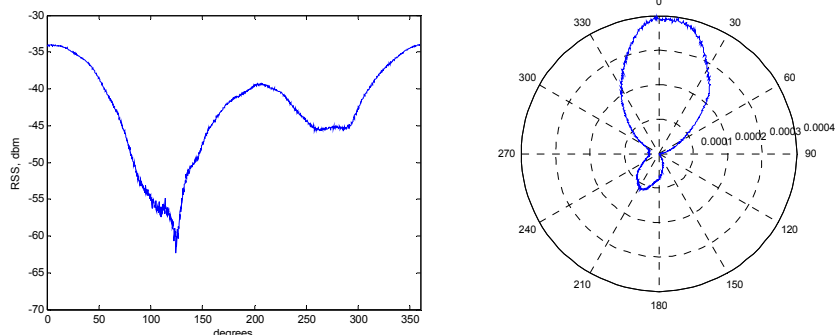


Рис. 2. Диаграмма направленности адаптивной антенны после оптимизации (линейное и полярное представления)

ности принимаемого сигнала в процессе оптимизации использовался параметр RSSI (имеющий размерность dBm), получаемый из заголовка пакета 802.11. Критерием оптимизации является максимизация отношения сигнал-шум, т.е. $RSSI_A - RSSI_B$. Для измерения диаграмм направленности использовался сетевой анализатор Agilent PNA. На рис. 2 представлены диаграммы направленности (в декартовой и полярной системах координат), полученные в результате оптимизации. Нуль диаграммы направленности сформирован в направлении В и максимум – в направлении А.

Разница в описанном случае составляет 35 dB, что доказывает возможность использования такого рода антенны для подавления источников внутриполосных помех.

Результаты эксперимента показывают, что при помощи исследуемых антенн можно значительно снизить влияние помехи и, соответственно, улучшить отношение сигнал/шум, что положительно скажется на устойчивости и скорости связи.

В дальнейшем предполагается определение диапазона углов между полезным и шумовым источниками (между нулем и максимумом) для рассматриваемых антенн, а также проведение оптимизации в реальных условиях.

[1] ANSI/IEEE 802.11 Std 1999 Edition (R 2003), IEEE-SA Standard Board, 2003.

[2] Han Q., Briend V., Ohira T. //Proc. of the 9th European Conference on Wireless Technology. 2006. P.59.

КОМПЕНСАЦИЯ ПЕРЕКРЁСТНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА В ЦИФРОВОМ ПРИЁМНИКЕ, ОБУСЛОВЛЕННЫХ ВОЗДЕЙСТВИЕМ МОЩНОЙ ПОМЕХИ

Д.Н. Ивлёв, В.А. Калинин

Нижегородский госуниверситет

В условиях все более плотной насыщенности радиоэфира особое место занимают проблемы, вызванные воздействием на радиоприемный тракт помех, мощность которых существенно превышает динамический диапазон телекоммуникационных систем. Такие помехи переводят входные активные цепи приёмника (как правило, малошумящий усилитель) в сильно нелинейный режим.

Среди возникающих при этом нелинейных эффектов основными по степени влияния на полезный сигнал являются эффекты амплитудно-амплитудной и амплитудно-фазовой перекрестной модуляции [1], приводящие к сильному искажению принимаемого сигнала. Сама помеха и её гармоники, а также гармоники полезного сигнала и интермодуляционные компоненты могут быть подавлены на выходе перегруженного помехой малошумящего усилителя (МШУ) с помощью полосового фильтра. При этом сам МШУ в сильно нелинейном режиме является одновременно ограничителем мощности помехи.

Для компенсации перекрёстных искажений в данной работе предлагается использовать приемник,

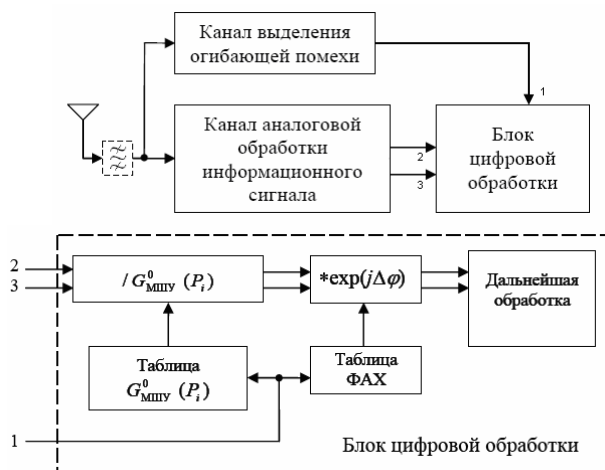


Рис. 1

упрощенные блок-схемы аналоговой части и блока цифровой обработки которого показаны на рис. 1. Основная идея алгоритма компенсации перекрёстных искажений основана на предположении, что степень этих искажений зависит от степени нелинейности усилителя, которая, в свою очередь, зависит только от мгновенной мощности помехи на входе радиоприемного тракта. То есть

каждому значению мгновенной мощности помехи соответствует своя, не меняющаяся с течением времени, степень искажений амплитуды и фазы полезного сигнала.

Для коррекции амплитудных искажений предварительно измеряется зависимость относительного изменения коэффициента усиления МШУ по полезному сигналу от значения мгновенной мощности помехи на входе МШУ:

$$G^0_{\text{мшу}}(P_i) = G_{\text{мшу}}(P_i) / G_{\text{мшу}}(0),$$

где $G_{\text{мшу}}(P_i)$ – коэффициент усиления полезного сигнала в МШУ при действии на его входе помехи с мощностью P_i , $G_{\text{мшу}}(0)$ – значение того же коэффициента при отсутствии на входе помехи и линейном режиме работы МШУ.

Из полученной зависимости формируется таблица, которая заносится в память блока цифровой обработки приёмника. При приёме сигнала на фоне мощной помехи приёмник в каждый момент времени измеряет мгновенную мощность (или огибающую) помехи на входе МШУ (канал выделения огибающей помехи на рис. 1) и в соответствии с находящейся в памяти приёмника таблицей и значением огибающей помехи производит деление сигнала на относительный коэффициент усиления, соответствующий значению огибающей помехи в данный дискретный момент времени:

$$\hat{s}'(n) = \hat{s}(n) / G^0_{\text{мшу}}(P_i).$$

использовать приемник, упрощенные блок-схемы аналоговой части и блока цифровой обработки которого показаны на рис. 1. Основная идея алгоритма компенсации перекрёстных искажений основана на предположении, что степень этих искажений зависит от степени нелинейности усилителя, которая, в свою очередь, зависит только от мгновенной мощности помехи на входе радиоприемного тракта. То есть

Для коррекции фазовых искажений принимаемого сигнала, аналогичным образом формируется таблица зависимости значений сдвига фазы $\Delta\varphi(P_i)$, вносимого МШУ в полезный сигнал, от мощности помехи на входе МШУ P_i . Фаза принятого комплексного сигнала корректируется следующим образом:

$$\hat{s}^*(n) = \hat{s}(n) * \exp(j\Delta\varphi(P_i)).$$

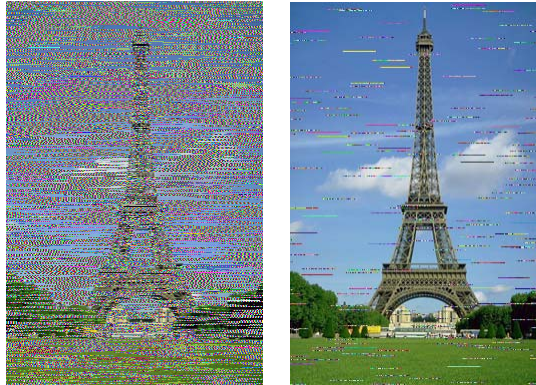


Рис. 2

На рис. 2 представлена полученная экспериментально картинка, восстановленная из принятого сигнала при включении (справа) и отключении (слева) алгоритма коррекции полезного сигнала, принимаемого на фоне мощной амплитудно-модулированной помехи. Этот рисунок позволяет визуально оценить эффективность предложенного способа коррекции перекрёстных искажений.

К настоящему времени с помощью описанного алгоритма экспериментально удалось достичь снижения вероятности возникновения битовых ошибок, вызванных нелинейными искажениями усилителя, более чем в 10^4 раз для сигнала с модуляцией QPSK и в 10^2 раз для модуляции QAM-16.

Развитие данной технологии позволит в дальнейшем существенно повысить надежность передачи данных.

- [1] Голубев В.Н. Эффективная избирательность радиоприёмных устройств. – М.: Связь, 1978. 240 с.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПРОТОКОЛА АГРЕГАЦИИ НА ОСНОВЕ СОВРЕМЕННЫХ МЕТОДОВ СБОРА ДАННЫХ

Д.А. Ильина¹⁾, П.В. Нужнов¹⁾, А.В. Корень²⁾

¹⁾Нижегородский государственный университет

²⁾Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения

В связи с бурным развитием Интернета и расширением объемов информационных сетевых ресурсов, возникла проблема сбора и обработки информации, а также оптимизации времени, необходимого пользователю для ее нахождения. Одним из существующих методов решения этой проблемы является агрегация данных. Эта технология позволяет объединять несколько информационных потоков и аккумулировать запрашиваемые ресурсы в одном выделенном месте.

Идея стандартизировать процесс оповещения пользователя о появлении новых данных и изменении существующих, а также ретрансляцию информации появилась давно. Прототипы современных стандартов агрегации начали разрабатывать еще в 1997 году. По принципу агрегации работают различные XML-форматы получения информации. Наиболее известные из них Atom [1,7] и различные версии RSS [1].

Настоящая работа посвящена проектированию и формированию основных технических требований к протоколу агрегации.

В ходе работы были проведены следующие исследования:

1. Проведен анализ технических спецификаций форматов различных версий RSS и Atom;
2. Выявлены основные направления развития этих форматов – проведен анализ трендов;
3. Проведен анализ стадий развития Интернета (web'a) [8,9].

Были исследованы технические спецификации следующих версий RSS: 0.90, 0.91, 0.92, 0.93, 0.94, 1.0, 2.0 [2-6]. Первая версия RSS была основана на формате метаданных RDF и характеризовалась большими техническими ограничениями и малым набором функций. В следующих версиях (с 0.91 по 2.0) функциональность была расширена за счет использования языка XML. Среди них версия RSS 1.0 выделяется тем, что стала продуктом смешения RDF и XML и имела минимальное количество ограничений, однако она не могла обеспечить совместимость с предыдущими форматами. В настоящее время единым форматом RSS считается версия 2.0, как наиболее расширенная по техническим возможностям. Оппонентом выше приведенным форматам является ветка Atom, который обладает более формализованной структурой и устанавливает правила для разработчика, тем самым помогая ему при размещении контента.

Следующим шагом исследований стал анализ развития Интернета и выявление основных трендов форматов агрегации. Существуют три стадии развития Web'a: Web 1.0, Web 2.0, Web 3.0 (см. рис.). Первая стадия характеризовалась малым количеством типов контента и ресурсов их размещения при высокой специализации содержащейся в них информации. На второй стадии резко увеличилось число авто-

ров или создателей контента за счет появления специально разработанных блог-платформ, предоставляющих пользователям возможность создавать разные виды контента на основе готовых шаблонов (ЖЖ, Wikipedia, социальные сети, домашние страницы). Но это привело в резкому увеличению объема информационного шума, такого как: дублирование информации, размещение непроверенной или заведомо ложной информации и т.д. Попытки улучшения качества контента, а также разделения данных на отдельные сектора (сущности), стали предпосылками эпохи Web 3.0.

В зависимости от условий, определяемых особенностями этапов развития web'a, создавались соответствующие форматы агрегации. Первоначально они использовались для построения порталов, на которых размещались только заголовки новостных сайтов, т.е. информация была представлена почти исключительно в текстовом виде. На следующем этапе развития web'a форматы агрегации были уже приспособлены под различные виды контента, т.е. каждый следующий формат справлялся с решением современных ему проблем. Поэтому под задачи Web'a 3.0 необходимо создание нового формата, отвечающего его особенностям. Предполагается, что информация будет храниться в отдельно отведенном месте с уникальными ссылками, что обеспечит доступ и решит проблему ее дублирования.

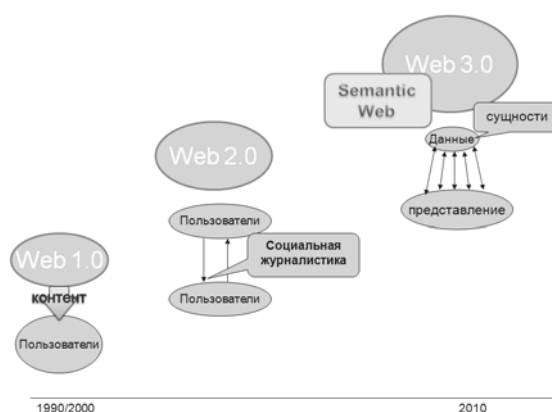


Рис. Стадии развития Web'a

Таким образом, разобрав технические спецификации приведенных выше форматов и этапов эволюции web'a, можно выявить основные свойства, которыми должен обладать формат агрегации, соответствующий условиям Web'a 3.0, который позволит реализовать:

1. Двусторонние взаимодействия система-пользователь, включающее в себя проверку информации на дублируемость и оповещение пользователя о новых данных;

2. Разделение контента на сущности и универсальность протокола как для разных типов информации, так и для агрегации контента с отдельными, выделенными пользователем свойствами;
3. Ограничение поступающей информации по выбору пользователя;
4. Политику и механизмы распространения внутригрупповой информации.

Полученные результаты послужат основой для разработки прототипа формата агрегации и синдикации данных для Web'а 3.0.

Выражаем признательность компании Nokia за поддержку проведения данной исследовательской работы.

[1] <http://www.ibm.com/developerworks/ru/library/wa-syndrssatom/>

[2] <http://www.rssboard.org/rss-0-9-0>

[3] <http://www.rssboard.org/rss-0-9-1-netscape>

[4] <http://www.rssboard.org/rss-0-9-1>

[5] <http://www.rssboard.org/rss-0-9-2>

[6] <http://www.rssboard.org/rss-2-0>

[7] <http://www.ietf.org/rfc/rfc4287.txt>

[8] Allemang D., Hendler J. Semantic Web for the Working Ontologist: Effective Modeling in RDFS and OWL – CA: Morgan Kaufmann, 2008. 352 p.

[9] Antoniou G., Van Harmelen F. A Semantic Web Primer – Cambridge, MA: M.I.T. Press The MIT Press, 2008. 288 p.

СТЕГАНОГРАФИЧЕСКОЕ КОДИРОВАНИЕ ИНФОРМАЦИИ В ЧАСТОТНОМ СПЕКТРЕ ИЗОБРАЖЕНИЯ

М.С. Царев

Нижегородский госуниверситет

Стеганография – раздел криптографии, изучающий защиту информации путем ее сокрытия в несекретных данных. Современные существующие методы используют различные подходы, как-то: сокрытие информации в зарезервированных полях заголовков файлов, специальное форматирование текста (двойные пробелы, отступы и т.д.), модификация младших битов в байтах, несущих информацию о цветах пикселей изображения или отсчетов в звуковых файлах и другие [1].

В настоящей работе предлагается альтернативный метод сокрытия информации, а именно проведение над изображением дискретного Фурье-преобразования, а затем осуществление записи информации в область высоких частот изображения. За единицу измерения может быть взято среднее значение амплитуды на всем спектре изображения или его части. Тогда процедура добавления подписи к Фурье-преобразованию сведется к изменению амплитуд гармоник, соответствующих подписываемым частотам, на величину, пропорциональную этому значению.

После проведенных операций необходимо осуществить обратное преобразование.

Полученное после восстановления изображение не имеет явно видимых отличий от исходного и каких-либо характерных особенностей, позволяющих сделать вывод о наличии в новом изображении скрытой информации. Также получены результаты, говорящие о том, что возможно обеспечение помехоустойчивости внесенного сообщения за счет избыточного кодирования, что позволяет использовать данный метод как эффективное средство цифровой подписи.

В качестве преимущества предложенного метода можно отметить независимость от способа физического представления изображения.

[1] <http://st.ess.ru/publications/articles/steganos/steganos.htm>

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОЙ ДЛИНЫ КЛЮЧА ДЛЯ СЕНСОРНОЙ СЕТИ МЕТОДОМ ОЦЕНКИ РИСКА ПОТЕРИ ИНФОРМАЦИИ

М.О. Смирнов

Нижегородский госуниверситет

Задачей настоящей статьи является разработка методики оценки экономической эффективности внедрения систем криптографической защиты (СКЗ), выраженной в денежном эквиваленте. Для этой оценки использовано понятие риска как среднего значения величины недополученной прибыли до желаемой [1]. Главным варьируемым параметром будем считать длину ключа, от которой зависит криптостойкость.

Существует несколько методов оценки ущерба от взлома. Все они используют три основные характеристики криптостойкости системы [2, 3]:

$S_{кр}$ – математическое ожидание числа операций для взлома;

$DS_{кр}$ – дисперсия математического ожидания числа операций для взлома;

$P(L, C)$ – вероятность взлома алгоритма с длиной ключа L за C операций.

Зная эти характеристики, можно посчитать потери при взломе и время взлома. Но существующие методы не дают ответа на вопрос: какие будут материальные потери в случае взлома, так как взлом СКЗ имеет вероятностную природу, что никак не учитывается в этих методах. Возможно, что даже одного взлома будет достаточно, чтобы система не окупилась, так как прибыль, получаемая от нее, тоже является вероятностной величиной, и это необходимо учитывать в расчетах наряду с потерями от взлома.

Прибыль Π складывается из выручки, получаемой с помощью информационной системы и затрат на её использование Z . Эти затраты суммируются из обязательных затрат Z_0 и затрат, понесённых в результате взлома системы $Z_{вз}$, того, что получит атакующий, успешно взломавший информационную систему. Обозначим за $\bar{B}$ среднее значение выручки с дисперсией DB .

Будем считать, что систему взломают с вероятностью $P_{вз}$. Приведём формулы для расчета прибыли и риска.

Рассчитаем среднюю величину затрат:

$$\bar{3} = 3_0 (1 - P_{\text{вз}}) + P_{\text{вз}} (3_0 + 3_{\text{вз}}),$$

Найдём финансовый результат:

$$\bar{Q} = \bar{B} - \bar{3},$$

Учитывая, что Π является функцией от Q нетрудно получить выражения для среднего значения и дисперсии прибыли [4]:

$$\bar{\Pi} = \int_{-\infty}^{\infty} x \cdot W(x) dx = \bar{Q} \cdot \gamma\left(\frac{\bar{Q}}{\sqrt{DQ}}\right) + \sqrt{DQ} \cdot \beta\left(\frac{\bar{Q}}{\sqrt{DQ}}\right),$$

где: $\gamma(t) = 0.5 + \Phi(t)$; $\Phi(t)$ – функция Лапласа; $\beta(t)$ – функция Гаусса.

Пусть необходимо получить прибыль в размере Π_0 . Тогда недополученная прибыль:

$$\overline{\Delta\Pi} = (\Pi_0 - \bar{\Pi}) \cdot \gamma\left(\frac{(\Pi_0 - \bar{\Pi})}{\sqrt{D\Pi}}\right) + \sqrt{D\Pi} \cdot \beta\left(\frac{(\Pi_0 - \bar{\Pi})}{\sqrt{D\Pi}}\right).$$

Взяв в качестве желаемой прибыли $\Pi_0 = \bar{B} - 3_0$, можно показать, как меняется финансовый риск в зависимости от параметров безопасности системы.

Если используется криптография, то вероятность взлома сильно уменьшится. Атакующий может позволить себе $\bar{O} = 3_{\text{вз}} / \Pi_{\text{лот}}$ операций. Зная функцию $P(L, C)$ и вероятность взлома алгоритма с ключом длины L за C операций, можем рассчитать вероятность взлома системы с ключом длины L :

$$P_{\text{вз}} = \int_{-\infty}^{\infty} P(C, L) \cdot W_{\text{вз}}(C) dC,$$

где $W_{\text{вз}}(C)$ – плотность вероятности нормального распределения.

Используя в разработанном алгоритме значение $P_{\text{вз}}$, можно найти зависимость риска получения $\Pi_0 = \bar{B} - 3_0$ от длины ключа L , причём значение риска $\overline{\Delta\Pi}$ будет измеряться в денежном эквиваленте, с учетом вероятностей получения прибыли, затрат и взлома криптографического алгоритма.

Алгоритм учитывает вероятностную природу взлома шифра и экономических процессов (получения прибыли, затрат) [5]. Методика может использоваться на предприятиях для оценки необходимого уровня защиты, при продажах и конфигурировании систем криптографической защиты, а также при разработке алгоритмов для оценки потенциальных областей применения шифров.

- [1] Вайсблат Б.И. Риск-Менеджмент. – Н.Новгород: НФ ГУ-ВШЭ, 2004.
- [2] Крук Е.А., Линский Е.М. Криптография с открытым ключом. Кодовые системы. – СПб.: ГУАП, 2004.
- [3] Рябко Б.Я., Фионов А.Н. Основы современной криптографии. – М.: Научный мир, 2004.
- [4] Вайсблат Б.И. Математические модели анализа инвестиционных процессов. – Н.Новгород: НФ ГУ-ВШЭ, 2008.

- [5] Вайсблат Б.И. Инновационный финансовый менеджмент. –Н.Новгород: НФ ГУ-ВШЭ, 2008.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА КОЭФФИЦИЕНТОВ ЦИФРОВОГО ДИСКРЕТНОГО ВЕЙВЛЕТ-ФИЛЬТРА

А.С. Карпенков, Д.С. Потехин

Ковровская государственная технологическая академия им. В.А. Дегтярева

Для синтеза устойчивых цифровых фильтров с заданными параметрами обычно используют метод прямого синтеза. Результатом данного метода является нерекурсивный КИХ-фильтр, построенный с использованием плавающей арифметики и имеющий АЧХ, соответствующую заданной частотной характеристике с некоторой ошибкой. При использовании такого цифрового фильтра в аппаратуре с целочисленной арифметикой происходит дискретизация коэффициентов разработанного КИХ-фильтра по уровню, что приводит к еще большему отличию АЧХ получившегося фильтра от заданной.

В связи с этим предлагается производить расчет цифрового фильтра методом прямого синтеза сразу с учетом эффектов квантования по уровню и времени. В качестве разрабатываемого для программно-зависимого радио фильтра предлагается использовать вейвлет-фильтр, обеспечивающий лучший уровень подавления в полосе заграждения, нежели фильтр, полученный с применением преобразования Фурье.

Применение окна анализа во временной области соответствует свертке спектра сигнала со спектром окна анализа в спектральной области. На основании этого была получена взаимосвязь полосы пропускания Δf целочисленного дискретного фильтра и коэффициентом затухания k вейвлет-функции Морле:

$$\Delta f = 2\sqrt{\frac{2f_{\phi}^2 \ln 2}{k}}, \quad (1)$$

где f_{ϕ} – частота фильтра.

Коэффициент затухания вейвлет-функции связан с ее длительностью, т.е. зависит от размеров окна. Необходимо, чтобы оконная функция затухала строго на границе интегрирования. Если оконная функция будет затухать, не доходя до границ интегрирования, то часть коэффициентов цифрового фильтра будет равна 0. Эти коэффициенты на результат свертки не будут оказывать какого-либо влияния, таким образом, порядок цифрового фильтра будет неоправданно высоким. Если же оконная функция будет затухать за границами интегрирования, то будет наблюдаться эффект утечки, приводящий к усилению эффекта Гиббса.

Исходя из выше сказанного, получено следующее уравнение, описывающее взаимосвязь границ интегрирования дискретного вейвлет-фильтра и коэффициентом затухания вейвлет-функции Морле:

$$k = \frac{\pi^2 (\tau_2 - \tau_1)^2}{\ln(2^{n-1})}, \quad (2)$$

где τ_1 и τ_2 – границы интегрирования, выраженные в полупериодах, n – разрядность вейвлет-функции.

Используя формулы (1) и (2) была выражена зависимость добротности Q целочисленного дискретного вейвлет-фильтра от границ интегрирования:

$$Q = \frac{\pi(\tau_2 - \tau_1)}{\ln(4)\sqrt{2(n-1)}}, \quad (3)$$

По результатам численного эксперимента было выявлено, что для каждой разрядности существует своя граница интегрирования, при которой достигается наибольший минимальный уровень подавления в полосе затухания. Была получена зависимость границ интегрирования от разрядности вейвлет-функции при наибольшем достижимом минимальном уровне подавления в полосе затухания и аппроксимирована линейным уравнением с коэффициентом корреляции равном 0,975:

$$\tau_2 - \tau_1 = 0.461 \cdot n - 0.518.$$

Было предложено использовать алгоритм построения целочисленного дискретного полосового фильтра с заданной полосой пропускания и минимальным уровнем подавления, блок-схема которого представлена на рисунке.

Таким образом, по формулам (1) и (2) можно рассчитать коэффициенты целочисленного дискретного фильтра с заданной добротностью и полосой пропускания. При этом нулевые коэффициенты на границах целочисленного дискретного фильтра отсутствуют, что приводит к улучшению добротности при неизменном порядке цифрового фильтра.

В результате использования данной методики при проектировании программно-зависимого радио удалось:

- улучшить качество приема за счет улучшения добротности цифрового фильтра при неизменном порядке;
- сократить время вычисления параметров цифрового фильтра для достижения заданной полосы пропускания.

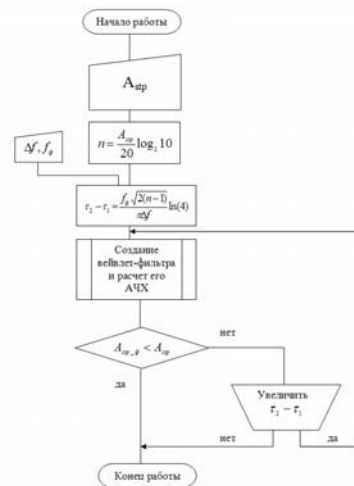


Рис.

ЦИФРОВОЙ ПРИЕМНИК РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ СТАНДАРТОВ ЧАСТОТЫ

Ю.В. Гришанович, Д.С. Потехин

Ковровская государственная технологическая академия им. В.А. Дегтярева

Промышленные измерительные приборы требуют периодической поверки. Для большинства предприятий и частных пользователей поверочные средства (высокоточные приборы) недоступны, однако все крупные мировые державы имеют свои службы, которые вещают сигналы точного времени в эфир. Предлагается создать цифровой приемник радиовещательных стандартов частоты.

Для приема используется рамочная антенна с встроенным усилителем. В качестве образцового генератора берется поверяемый прибор, в описываемом случае был взят рубидиевый стандарт частоты и времени СЧ-74.

Для приема были выбраны две радиостанции: RBU (Москва) и MSF (Англия),

потому что вещают близкие друг к другу образцовые частоты 66,6 и 60 кГц соответственно. Антенна настроена на частоту 62 кГц.

Принимаемый сигнал оцифровывается с частотой дискретизации образцового генератора, которая составляет 5 МГц. Блок цифровой обработки сигналов (БЦОС) выполнен на ПЛИС.

На рис. 1 приведен график зависимости от времени фазы принимаемых стандартов RBU и MSF после вейвлет-обработки [1], по

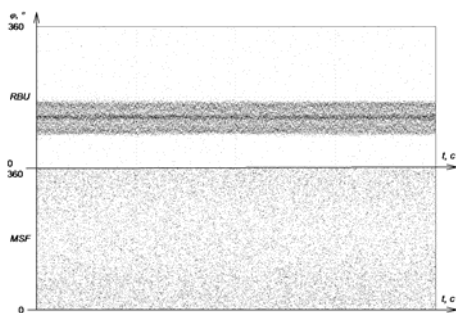


Рис. 1

отношению к фазе рубидиевого стандарта частоты и времени СЧ-74, причем каждому моменту времени соответствует порядка 50-60 точек.

Из анализа рис. 1 можно сделать вывод о возможности регистрации фазы стандарта RBU, и непригодности для этого стандарта MSF, но на рис. 2 показаны гистограммы сдвига фаз принимаемых стандартов, относительно рубидиевого стандарта с различным временем накопления. Шаг гистограммирования $0,5^\circ$.

Как видно из рис. 2 при увеличении времени накопления (до 6 мин) можно различить сдвиг фаз стандарта частоты MSF относительно образцового.

Для дальнейшей обработки делаем свертку, в качестве анализирующей функций выбрав функцию Гаусса с различной дисперсией. Результаты показаны на рис. 3.

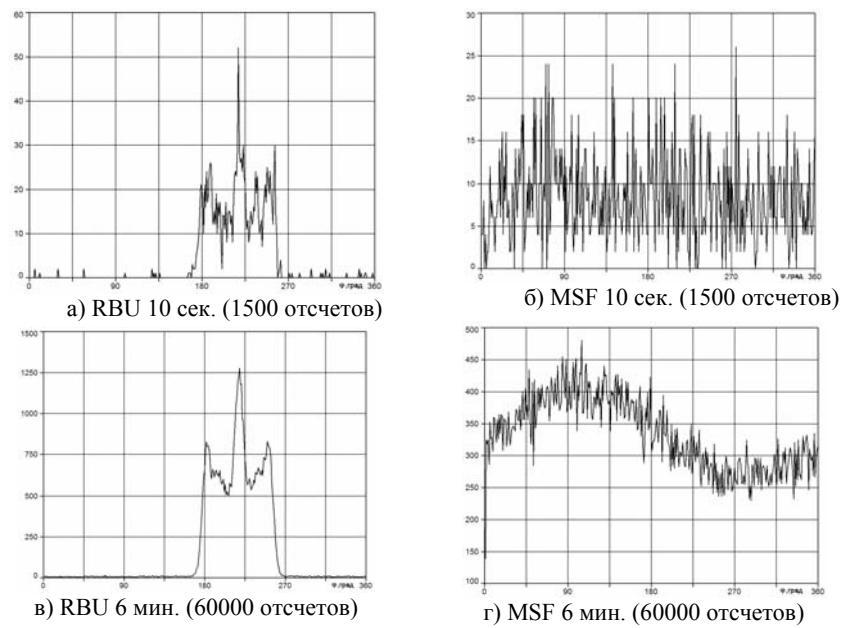
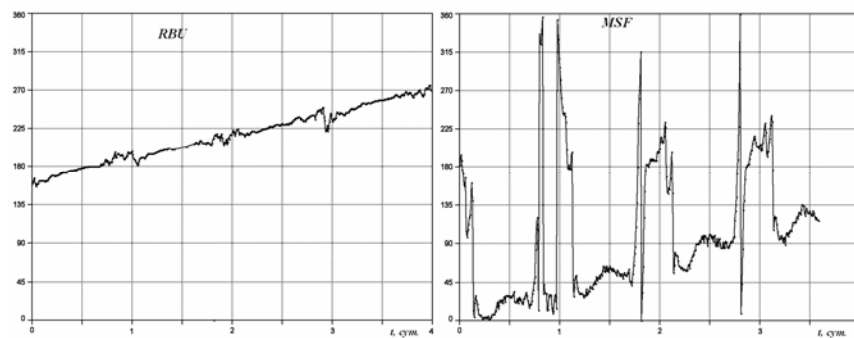


Рис. 2



Таким образом, как видно из рис. 3, данная методика позволяет выделять сдвиг фаз из сильно зашумленного сигнала, например, для сигнала показанного на рис. 1 для частоты MSF. По уходу фазы можно рассчитать поправку и подстроить частоту образцового генератора.

- [1] Яковлев А.Н. Введение в вейвлет-преобразование: Учебн. пособие. — Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2008. 188 с.