

ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ

УДК 621.3.006.357

Ю. Ю. КОЛЯДЕНКО, канд. техн. наук,

МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ В СИСТЕМАХ АБОНЕНТСКОГО РАДИОДОСТУПА

Введение

Системы абонентского радиодоступа (САРД) называемые также системами беспроводного доступа, приобретают все большую популярность, как в нашей стране, так и за рубежом. Внимание пользователей и специалистов к таким системам привлекают относительно невысокие затраты на организацию связи, простота развертывания и свертывания сети, удобство эксплуатации, гибкость архитектуры сети и др. Наряду с преимуществами в таких системах существуют и недостатки, наиболее важным среди которых является проблема электромагнитной совместимости (ЭМС), которая возникает в результате открытости эфира.

Если некая сосредоточенная по спектру с полезным сигналом помеха не оказывает влияния на качество работы радиоэлектронных средств, то проблемы ЭМС нет [1,2]. Проблема ЭМС проявляется в снижении качества связи, в увеличении вероятности ошибки, снижении пропускной способности канала и др.

К САРД предъявляются высокие требования, продиктованные широким кругом решаемых задач. В первую очередь – это задачи обмена данными, где требование иметь достоверность приема на уровне вероятности ошибки менее 10^{-6} является далеко не самым жестким. Это абонентский радиодоступ в информационную систему Интернет и в другие информационно-аналитические системы. Все это приводит к необходимости поиска новых решений и путей обеспечения ЭМС.

Основная часть

Различные типы беспроводных сетей отличаются друг от друга и радиусом действия и поддерживаемыми скоростями соединения, и технологией кодирования данных [3-8]. На рис.1 представлена классификация беспроводных технологий.

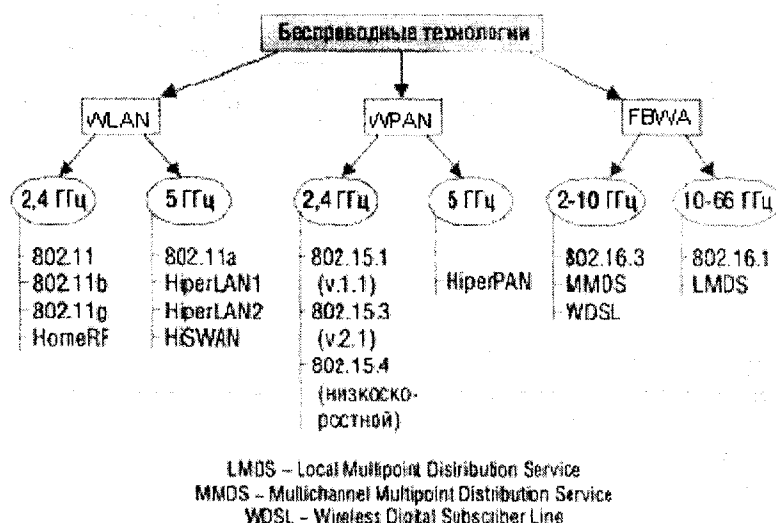


Рис. 1

Бесспорным лидером на рынке продуктов для беспроводных сетей WLAN (Wireless Local Area Network) является оборудование, отвечающее стандартам IEEE 802.11. Одним из основных сегментов рынка этого оборудования составляют решения для организации

так называемых внутриофисных сетей, предназначенных для создания непрерывной зоны покрытия в пределах офисного здания.

Беспроводные сети персонального радиовызова WPAN (Wireless Personal Area Network) базируются на использовании технологии Bluetooth. Bluetooth – технология передачи данных по радиоканалу на малые (до 10 м, с возможностью расширения до 100 м) расстояния позволяет осуществлять связь беспроводных телефонов, компьютеров и различной периферийной аппаратуры, не требуя прямой видимости. Стандарт IEEE 802.15, отвечающий технологии Bluetooth, предназначен для работы в среде со многими пользователями.

Говоря о высокоскоростных системах фиксированного широкополосного доступа FBWA (Fixed Broadband Wireless Access), нужно учитывать, что наибольшее влияние на динамику роста сетей на базе данного оборудования оказывают следующие факторы:

1) развитие систем мобильной связи ставит вопрос о создании транспортной инфраструктуры и использовании высокоскоростных транспортных систем. Конкуренция заставляет новых операторов разворачивать сети в максимально сжатые сроки, что неизбежно привлекает их внимание к радиодоступу;

2) новые альтернативные операторы, предоставляющие услуги связи, зачастую не имеют собственных транспортных сетей, а традиционные операторы не всегда охотно идут на сотрудничество с конкурентами в предоставлении своих высокоскоростных каналов, что также приводит к необходимости использования средств радиодоступа.

Согласно статистическим данным основной объем оборудования FBWA широко используется для организации транспортной инфраструктуры операторов сотовой связи.

Интенсивное распространение САРД привело к необходимости использования одной и той же полосы частот различными сетями радиосвязи, в том числе относящимися к различным службам. Большая часть частотных полос распределена между несколькими радиослужбами. В такой ситуации между системами радиосвязи, относящимися к разным службам, возникают взаимные помехи.

Следует отметить, что проблема появления нежелательных сигналов и помех возникает даже в системах радиосвязи, где очень хорошо спланировано использование радиочастотного спектра. Причем, эта проблема становится более сложной относительно ее решения. Сущность этой проблемы состоит в том, что излучения одной системы могут создать нежелательное действие во второй системе, для которой это излучение не предназначалось.

Таким образом, одной из главных проблем САРД является проблема ЭМС. Предполагается, что условия ЭМС соблюдаются, поскольку разворачиваемые сети абонентского радиодоступа имеют небольшую зону покрытия, однако функционирование данной сети не застраховано от воздействия помех создаваемых соседними (работающими) или вновь вводимыми средствами абонентского радиодоступа.

Особенно трудная электромагнитная обстановка в группировках РЭС, например на самолетах, кораблях, в деловых и культурных центрах. Нежелательные сигналы и помехи могут привести к сбоям в работе компьютеров, средств связи, TV-приемников и других устройств. В пределах одного здания или офиса возможна ситуация, когда действует несколько локальных беспроводных сетей, независимых друг от друга и использующих оборудование радиодоступа одного стандарта, например наиболее популярного стандарта IEEE.802.11 или IEEE.802.15. В результате увеличения плотности РЭС одного стандарта на ограниченной территории могут нарушаться условия ЭМС.

Попытки решения этой проблемы традиционными средствами на практике не всегда успешны. Традиционно для решения этой проблемы применяются частотно-временные, кодовые и энергетические методы. Однако имеющая место тенденция постоянного усложнения ЭМО предполагает изыскание дополнительных методов помехозащиты систем и линий связи [9-11]. Одним из перспективных методов помехозащиты является пространственно-временная обработка сигналов, под которой понимают некоторую совокупность действий

над сигналами, принимаемыми в разных точках пространства, позволяющую с максимальным качеством извлечь содержащуюся в них полезную информацию.

Алгоритмы пространственно-временной (или поляризационно-временной) обработки являются дополнениями к обычным алгоритмам приема сигналов и могут решать целый ряд практически важных задач [9-13]:

- подавлять нежелательные излучения на величину до 30 дБ и более;
- оценивать параметры пространственного спектра сигналов и ориентировать или перераспределять минимумы (нули) или максимумы излучений в нужных направлениях;
- в многолучевых каналах отслеживать максимум направления прихода полезного сигнала;
- при достаточном количестве направленных излучений обеспечивать пространственно-временной доступ (каждому терминалу – отдельный луч диаграммы направленности);
- отслеживать поляризационные изменения, которые происходят в урбанизированной среде при перемещении различных проводящих объектов.

Нами предложено решение задачи обеспечения надежной и бесперебойной связи, основанное на пространственно-временном доступе (ПВД), когда каждому из активных абонентов выставляется узкий луч, ширина которого может составлять менее градуса. В качестве антенны может быть использована антенная решетка [9-12] или же одна или несколько гибридных многолучевых антенн (МЛА).

Организация связи с ПВД может быть осуществлена в три этапа.

Первым этапом является организация заявки на связь с абонентской станцией. В данном случае заявку на связь точка доступа принимает по широкому лучу. Повышение вероятности приема заявки может быть обеспечено с помощью широкополосного помехозащищенного сигнала. Такую связь можно организовать, используя метод понижения размерности пространства представления сигналов.

Известно, что переход от одномерных представлений сигналов $S(t)$ к 2 или более мерным позволяет привлекать дополнительные физические параметры и свойства, расширяющие возможности по их модуляции, обработке, повышению помехозащищенности и др [13]. Для n -мерных сигналов могут быть указаны такие важные свойства как поляризация и степень этой поляризации, когерентность и степень когерентности. Для сигналов, расширяющих представление в частотно-временной области, возможно получение базы сигнала $B = \Delta F \cdot \tau \gg 1$, где ΔF – полоса занимаемых частот, τ – длительность информационного импульса.

Обработка случайных сигналов в общем случае сводится к получению отображения этого сигнала $\vec{S}(t)$ из множества его отображения $\{S\}$ во множество решений $\{R\}$, состоящее как правило из детерминированных значений:

$$S \xrightarrow{f} R. \quad (1)$$

Размерности ($\dim$) множеств $\{S\}$ и $\{R\}$ могут совпадать или быть различными. Из теории множеств известно, что отображение (1) при

$$\dim\{S\} > \dim\{R\} \quad (2)$$

является вырожденным и в общем случае связано с потерей информации. Однако на практике отображение типа (2) часто приходится использовать при приеме и обработке сигналов связи. Так, при обычном выполнении условий на приеме $\dim\{R\} = 1$ использование пространственного или иного метода разнесения на N ветвей, когда $\vec{S}(t) = (S_1(t), S_2(t), \dots, S_N(t))^T$, как раз и есть вырожденным отображением значений пространства случайных сигналов размерности N в одномерное пространство решений $\{S\}$ на выходе сумматора или демодулятора. Приобретаемые при этом положительные свойства: глубины замираний на выходе сумматора по сравнению с замираниями в независимых ветвях приема позволяют на десятки децибел улучшить эквивалентную сигнально-помеховую обстановку.

Такого же рода отображение (2) имеет место при пространственно-временной обработке сигналов с использованием адаптивных антенных решеток (ААР), целью которых является

подавление пространственно-сосредоточенных помех $\xi(t)$. При этом, если на входе каждого из антенных элементов ААР имеем плотность распределения $w(\bar{S}(t)/\bar{\xi}(t), t)$, то на выходе общего сумматора добиваются того, чтобы эта плотность преобразовалась к виду

$$w(\bar{S}(t)/\bar{\xi}(t), t) = w(\bar{S}(t), t), \quad (3)$$

что позволяет далее использовать стандартные методы принятия оптимальных решений.

С точки зрения математики, выбирая такое отображение (2) и получая статистику (3), мы тем самым добиваемся выполнения достаточности этой статистики. Так, при наличии мешающего параметра θ условия получения достаточной статистики t , независимой от θ определяется

$$M\{c(v)\} = \int c(v)h(x/t)g(t/\theta)dx = M\{M(c(v)/t)\}, \quad (4)$$

где математическое ожидание $M\{\cdot\}$ вне фигурных скобок берется по распределению статистики t . Таким образом, функция от t $M(c(v)/t)$ не зависит от θ , поскольку t – достаточная статистика.

Вторым этапом является определение направления прихода сигнала абонента. Данная задача может быть решена с помощью известных методов оценки пространственного спектра, основанных на выделении и оценке компонент аддитивной смеси сигналов, приходящих из различных направлений.

Для детерминированных сигналов оценка вектора значений направления прихода сигналов $\vec{\theta} = (\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n)^T$ производится с помощью разложения Фурье:

$$y_m(\omega_l) = \frac{1}{\sqrt{T}} \int_{-T/2}^{T/2} y_m(t) e^{-j\omega_l t} dt, \quad (5)$$

где $\omega_l = \frac{2\pi}{T}(l_1 + l)$ – значения пространственной частоты, определяемые по выборке на интервале T , с учетом эквидистантного расположения $l = 1, 2, \dots, L$ относительно 1-го антенного элемента.

Для случайных сигналов чаще используют алгоритмы Music, Esprit и другие процедуры, основанные на получении собственных значений матрицы пространственной корреляции R_{xx} . Однако процедура, основанная на выделении собственных значений, является достаточно громоздкой, поскольку требует большого объема выборки, чаще расходящейся (или слабо обусловленной). Кроме того, возникают ложные отметки, являющиеся результатом мешающих параметров. К мешающим параметрам можно отнести сигналы других станций, прием по боковым лепесткам, а также собственные шумы. Поэтому данные методы не всегда позволяют произвести уверенную оценку элементов пространственного спектра. Более того, для САРД данные задачи необходимо решать в реальном масштабе времени при наличии динамической сигнально-помеховой обстановки.

В работе [14] нами была предложена процедура формирования пространственного спектра, каждое отсчетное значение которой сопровождается алгоритмом адаптивного подавления излучений, находящихся за пределами выделенного пространственного окна. В данной работе предлагается рекурсивная процедура оценки пространственного спектра. Таким образом, переходя от одного пространственного окна к другому, мы на каждом переходе формируем нули диаграммы направленности, ориентированные на прочие направления прихода сигналов.

Процедура состоит из трех основных рекурсивных составляющих:

- выделение пространственного окна;
- подавление сигналов, приходящих со всех невыделенных направлений;
- рекурсивное определение отметки соответствия амплитуды и пространственной фазы в выделенном окне.

Ограничение на ширину окна определяется исходя из числа и направленности антенных элементов [14].

В первой фазе цикла формируется пространственное окно с помощью управляющего вектора:

$$\vec{V}(\theta) = \exp(j(n-1) \cdot (\pi \cdot \sin(\theta/180) \cdot \pi)),$$

где n – номер антенного элемента, $n = \overline{1, N}$,

N – количество антенных элементов, θ – направление пространственного окна.

На второй фазе цикла включается процедура подавления сигналов, приходящих по боковым лепесткам. Данная процедура может быть реализована с использованием алгоритма Уидроу, Калмана, Бьюси, Апфельбаума или других известных алгоритмов управления вектором весовых коэффициентов адаптивной антенной решетки. Так, модификация алгоритма Апфельбаума для подавления сигналов вне выделенного окна имеет следующий вид:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\beta [\vec{X}(k) \vec{W}^T(k) \vec{X}(k) - \vec{V}(\theta)] \vec{X}(k),$$

где β – шаговая постоянная, k – дискретное время; $\vec{W}(k)$ – вектор весовых коэффициентов (ВВК)

в момент времени k ; $\vec{X}(k)$ – вектор входных воздействий в момент времени k .

Далее выполняется рекурсивная процедура определения отметки соответствия амплитуды и пространственной фазы в выделенном окне:

$$P(k+1, \theta) = P(k, \theta) + \vec{W}(\theta)^T (\vec{X}(k) \cdot \vec{X}(k)^T - \vec{V}(\theta)) \vec{W}(\theta).$$

К началу третьей фазы переходные процедуры второй фазы должны быть завершены. При этом остается отметка о сигнале, попадающем в заданное окно.

Третьим этапом является предоставление услуги абоненту по узкому лучу, формируемому в ответствии с заявкой МЛИА. В качестве алгоритмов формирования пучка узких лучей могут быть использованы программные методы или же алгоритмы адаптивных антенных решеток, такие, как алгоритмы, синтезированные по критерию минимума среднеквадратического отклонения (МСКО) принимаемого сигнала от опорного и осуществляющие подавление сигналов, не совпадающих по форме с опорным:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) + 2\mu [d(k) - \vec{W}(k)^T \vec{X}(k)] \vec{X}(k),$$

где μ – шаговая постоянная; $d(k)$ – опорный сигнал в момент времени k .

При этом сигнал на выходе ААР определяется выражением

$$y(k) = \vec{X}^T(k) \vec{W}_{opt} + n(k),$$

где n – шумы в каналах приема.

Структурная схема организации ПВД с N -элементной ААР для обеспечения с m абонентами представлена на рис. 2.

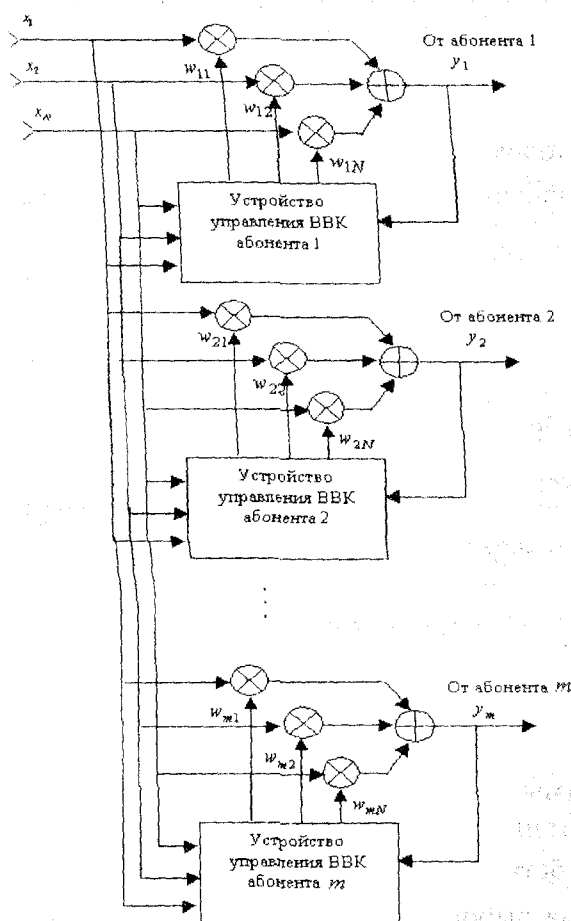


Рис. 2

Структурная схема организации ПВД с N -элементной ААР для обеспечения с m абонентами представлена на рис. 2.

Третьим этапом является предоставление услуги абоненту по узкому лучу, формируемому в ответствии с заявкой МЛИА. В качестве алгоритмов формирования пучка узких лучей могут быть использованы программные методы или же алгоритмы адаптивных антенных решеток, такие, как алгоритмы, синтезированные по критерию минимума среднеквадратического отклонения (МСКО) принимаемого сигнала от опорного и осуществляющие подавление сигналов, не совпадающих по форме с опорным:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) + 2\mu [d(k) - \vec{W}(k)^T \vec{X}(k)] \vec{X}(k),$$

где μ – шаговая постоянная; $d(k)$ – опорный сигнал в момент времени k .

При этом сигнал на выходе ААР определяется выражением

$$y(k) = \vec{X}^T(k) \vec{W}_{opt} + n(k),$$

где n – шумы в каналах приема.

Структурная схема организации ПВД с N -элементной ААР для обеспечения с m абонентами представлена на рис. 2.

Согласно данной схеме в устройстве управления ВВК генерируется опорный сигнал $\varphi(t)$ в соответствии с априорной информацией о направлении прихода сигнала от абонента формируется ВВК согласно процедуре (9). Далее взвешенный сигнал поступает на сумматор, где реализуется процедура (10) и приемник. Таким образом, для каждого абонента формируется свой узкий луч диаграммы направленности.

Заключение

1. Предложено решение задачи обеспечения ЭМС САРД, основанное на ПВД, когда каждому из активных абонентов выставляется узкий луч, ширина которого может составлять менее градуса.

2. Организация связи с ПВД осуществляется в три этапа. На первом этапе заявка на связь с абонентской станцией точка доступа принимает по широкому лучу с помощью широкополосного помехозащищенного сигнала. Вторым этапом является определение направления прихода сигнала абонента, основанное на рекурсивной процедуре оценки пространственного спектра. Третьим этапом является предоставление связи абоненту по узкому лучу. В качестве алгоритмов формирования пучка узких лучей могут быть использованы программные методы или же алгоритмы адаптивных антенных решеток.

3. Данный подход позволит осуществлять подстройку лучей в реальном масштабе времени и обеспечивать уверенный прием при случайных изменениях положения в пространстве абонентов.

Список литературы: 1. Уайт Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи: Пер. с англ. Вып. 1,2,3 / Под ред. А.И.Сапгира. М.: Сов. радио, 1977, 1978, 1979. 2. Ивашко В.А., Ильницкий Л.Я., Фузик М.И. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. К.: Техника, 1983. 118 с. 3. IEEE 802.11 WG. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specification. Standard IEEE. 1999. 4. Молта Д. Беспроводные технологии // Сети и системы связи. 2001. № 2. С. 53 – 63. 5. Дж.Коновер. Стандарт 802.11a: ускорение передачи данных // Сети и системы связи. 2001. № 3 (67). С. 32–35. 6. Блушке А., Матевс М., Панченко Н. «Родословная» xDSL // Технологии и средства связи. 1999. № 5. С. 37 – 44. 7. Нечипоренко А.Н. xDSL: технологии высоких скоростей // Технологии и средства связи. 2000. № 1. С. 18 – 28. 8. Денисьева О.М., Мирошников Д.Г. Средства связи для “последней мили”. М.: Эко-Трендз-НТЦ НАТЕКС, 1999. 9. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с. 10. Пистолькорс А. А., Литвинов О. С. Введение в теорию адаптивных антенн. М.: Наука, 1991. 200 с. 11. Родимов А. П., Поповский В. В. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех. М.: Радио и связь, 1984. 272 с. 12. Монзинго Р. А, Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 486 с. 13. Поповский В.В., Холод Л.Н. Понижение размерности пространства представления сигналов – универсальный метод их обработки // Тез. докл. 9-й Междунар. науч. конференции “Теория и техника передачи, приема и обработки информации”, 7-10 окт. 2003, Туапсе. С. 6-7. 14. Коляденко Ю. Ю. Оценка пространственного спектра сигналов с адаптивной пространственно-временной обработкой / Вісник Укр. будинку економічних та наук.-техн. знань. 2003. Вып. 2. С.128 - 132.

Карьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.12.2005