

МОДЕЛИРОВАНИЕ СЕТИ БЕСПРОВОДНЫХ СЕНСОРОВ  
ТИПА SLOTTED ALOHA МЕТОДОМ МОНТЕ-КАРЛО

Д.В. Рагозин

ООО «СмартАн»

Концепция Internet of Things предполагает подключение к сети Internet всех устройств, взаимодействующих с внешней средой: датчиков, исполнительных механизмов, коммуникационных устройств. Обработка протокола TCP/IP в общем случае требует от датчиков немалого количества ресурсов, в основном энергии, необходимой для поддержания функциональности сетевого протокола и работы микропроцессора. В случае простых датчиков потери энергии на сопровождение сложных протоколов получаются слишком большими, чтобы конечное устройство могло нормально поддерживать семейство протоколов TCP/IP. Если же количество датчиков велико (тысячи), поддержка протокола TCP/IP на конечных устройствах (в нашем случае датчиках) становится неоправданно ресурсоёмкой. Поэтому необходимо упростить коммуникационный протокол, особенно если устройство использует маломощные, но возобновляемые источники питания.

Если необходимо постоянно получать небольшое количество информации от многих датчиков (10–20 байт), имеет смысл применить простейшие протоколы передачи данных, например, Slotted ALOHA [1], что позволяет в определённых случаях даже не использовать микропроцессор. Этот протокол не требует для работы проверки занятости канала и может быть реализован с простейшим оборудованием связи, что позволяет резко снизить стоимость датчика при промышленном производстве.

Для решения вопроса о применимости протокола Slotted ALOHA для коммуникационной системы, однонаправленно передающей данные с некоторым интервалом и содержащей тысячи передатчиков, была разработана имитационная модель системы связи.

Предполагается, что устройство сбора данных от датчиков посылает датчикам синхросигнал, детектирование которого запускает отсылку данных с датчиков. Для отсылки данных выделяется  $M$  временных слотов, каждый продолжительностью  $t$  секунд. Для определения слота выхода в эфир устройство использует генератор случайных чисел с нормальным распределением, в среднем выходя в эфир через  $K$  слотов. Всего передатчиков  $N$ . Для цикла сбора данных ( $M$  слотов) необходимо, чтобы можно было принять информацию (бесконфликтно) от 99,5% ( $0,995N$ ) датчиков. Задачей моделирования является при выбранных  $N$  и  $K$  определить  $M$ .

Моделирование велось путём применения метода Монте-Карло [2]. С целью увеличения производительности модель была реализована на языке Си. Количество запусков системы моделирования от ста тысяч до миллиона раз.

Полученные для разных условий результаты указаны в таблице: количество передающих информацию датчиков ( $N$ ), частота посылки данных ( $K$ ), искомое

количество слотов ( $M$ ) и в скольких слотах (как правило, максимальное число попыток) передатчик пытается послать пакет данных за  $M$  слотов. Расчётная продолжительность слота – от 4 мкс до 10 мкс.

Наиболее важным результатом является то, что даже 50000 передатчиков могут передавать информацию в рамках довольно короткого промежутка времени. В случае  $t = 10$  мкс длина временного интервала опроса для  $N=50000$  равна 18 секунд, что позволяет иметь отличную связь с внешней средой. При этом количество выходов в эфир передатчика минимально (меньше двух десятков раз). Тем не менее, при таком замечательном результате все отрицательные стороны протокола Slotted ALOHA проявляются в полной мере: для 100000 передатчиков количество необходимых слотов превышает 20 млн., что для многих реализаций неприемлемо. Но и 50000 датчиков вполне достаточно для решения абсолютного большинства задач.

Таким образом, отмоделированную систему однозначно можно применять в практических реализациях коммуникационных систем.

[1] Roberts L.G. // Computer Comm. Review. 1975. V. 5. No. 2. P. 28.

[2] Metropolis N., Ulam S. // J. Amer. statistical assoc. 1949. V. 44. No. 247 P. 335.

Табл.

N	K	M	D (макс. значение)
10	10	3000	300
10	20	130	6
100	40	-----	
100	50	-----	
100	75	-----	
100	100	2000	20
1000	400	-----	
1000	500	26000	50
1000	750	15000	30
1000	1000	13500	13
10000	4000	271000	60
10000	5000	171000	30
10000	7500	165000	20
10000	10000	140000	13
50000	50000	1800000	36
50000	75000	1800000	27
50000	100000	1800000	18
50000	125000	1800000	14
50000	150000	1800000	12
50000	200000	1800000	9
50000	250000	1800000	7
50000	300000	1800000	6

## ЛОКАЛЬНО СИНХРОННЫЕ СЕНСОРНЫЕ СЕТИ

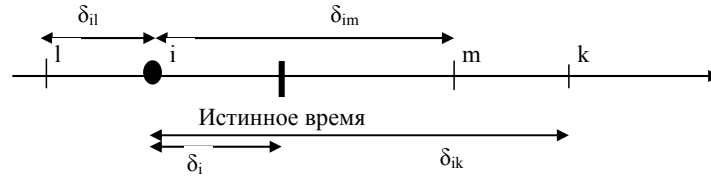
Д.В. Рагозин

ООО «СмартАн»

Большинство сенсорных сетей использует протокол CSMA для доступа в эфир [1]. При некоторой критической плотности сети её пропускная способность резко падает, и приходится использовать синхронизированный доступ в эфир (TDMA). Поддержка синхронизации в сети сенсоров может быть произведена без общего синхросигнала [2].

Пусть в сети  $N$  узлов. Обозначим как  $\delta_i$  уход часов узла  $i$  от истинного значения за время кадра  $T$ . Относительно узла  $i$  уход часов узла  $j$  составит  $\delta_j - \delta_i$  (обозначим его как  $\delta_{ij}$ ). Каждый  $\delta_i$  подвержен случайным флуктуациям, и точное значение величины коррекции неизвестно без общего синхросигнала.

Пусть узел  $i$  имеет  $k_i$  соседей. В синхронизированной сенсорной сети мы используем обмен короткими синхронизирующими сообщениями перед началом последовательности кадров обмена данными, пренебрегая уходом часов. В этом

Рис. Измерения значений ухода часов на узле  $i$ .

случае по разнице между временем узла-приёмника (с уходом  $\delta_i$ ) и временем прихода данных от соседних узлов, можно определить множество  $\delta_{ij}$ , где  $j$  принимает значения номеров узлов-соседей, радиовидимых узлу  $i$  (обозначим это множество как  $V_i$ ). Методика измерения значений  $\delta_{ij}$  проиллюстрирована на рисунке: жирной чертой обозначено идеальное время, жирной точкой обозначено время узла  $i$ , тонкими чертами обозначены времена узлов-соседей  $k, l, m$ , при этом  $k, l, m \in V_i$ .

Введем  $s_i = \sum_{j \in V_i} \delta_{ij}$ ,  $k_i = \|V_i\|$ . Для случая на рисунке запишем равенство:

$$s_i = \sum_j \delta_{ij} = \sum_j (\delta_j - \delta_i) = \sum_j \delta_j - k_i \delta_i.$$

Аналогичное равенство может быть записано для всех узлов сети. Все равенства формируют матричное уравнение  $A\bar{\delta} = \bar{s}$ , где вектором неизвестных являются  $\delta_i$ , а в правой части вектор  $s_i$ . Коэффициенты матрицы  $A$  определяются следующим образом:  $a_{ii} = -k_i$ ;  $a_{ij} = 1$  ( $i \neq j$ ), если узлы  $i$  и  $j$  находятся в пределах радиовидимости;  $a_{ij} = 0$ , если узлы  $i$  и  $j$  не находятся в пределах радиовидимости и не могут обмениваться сообщениями. Решая матричную систему, мы получаем значения всех уходов для всех узлов.

К сожалению, узел  $i$  «знает» лишь значения для  $i$ -й строки матрицы, поэтому решить систему в данном виде невозможно в рамках одного кадра сети. Рассмотрим итерацию Якоби [2], приближающую решение системы линейных уравнений (где  $k$  – номер итерации):

$$x_i^{(k+1)} = \frac{b_i - \sum_{j=1}^{i-1} a_{ij} x_j^{(k)} - \sum_{j=i+1}^n a_{ij} x_j^{(k)}}{a_{ii}},$$

для системы  $A\bar{\delta} = \bar{s}$ , учитывая значения  $a_{ij}$ , получаем

$$\delta_i^{(k+1)} = \frac{s_i - \sum_{j \in V_i} \delta_j^{(k)}}{-k_i},$$

обозначая  $c_i = \sum_{j \in V_i} \delta_j^{(k)}$ , получаем  $\delta_i^{(k+1)} = \frac{s_i - c_i}{-k_i}$ . При достаточном количестве

соседей  $c_i \rightarrow 0$  или к некоторой константе, отличной от 0, зависящей от постоянных отклонений частоты генераторов соседних узлов. Но сходимость решения

методом Якоби невозможна в силу того, что абсолютная величина диагонального элемента не превышает суммы значений диагональных элементов.

Построение математической формулировки задачи не является искусственным. Изначально, при построении TDMA-протокола доступа в канал [2], применялась эмпирическая формула  $\delta_i^{(k+1)} = \frac{S_i - c_i}{-(k_i + 1)}$ . Увеличение знаменателя формулы на 1, таким образом,

приводит к выполнению условия сходимости метода Якоби. Практически увеличение знаменателя приводит к следующим эффектам: а) ограничивается абсолютная величина коррекции хода часов узла; б) поскольку измерение расхождений часов соседних узлов происходит с точностью до одного «тика» часов и вычисления проводятся в целочисленной арифметике, точность решения будет ограничена.

Практические аспекты реализации протокола были отмоделированы с помощью имитационной модели методом Монте-Карло, которая для тысяч прогонов модели до миллиона кадров модели сети показала корректность метода синхронизации на сетях разного масштаба.

[1] Yick J., Mukherjee B., Ghosal D. // Computer Networks. 2008. V. 52. No. 12. P. 2292.

[2] Рагозин Д.В. // Проблеми програмування. Спец. випуск. 2008. № 2-3. С. 721.

### МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ДЕКОДИРОВАНИЯ ТУРБО-КОДОВ ЗА СЧЕТ АДАПТИВНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ИТЕРАЦИЙ ДЕКОДИРОВАНИЯ

С.В. Зайцев

*Черниговский национальный технологический университет*

В современных системах радиосвязи для повышения достоверности передачи информации используются помехоустойчивые коды: блочные коды, коды БЧХ, Рида-Соломона, Рида-Маллера, каскадные коды, сверточные коды, турбо-коды (ТК) и др. [1, 2]. Наиболее эффективными среди них являются ТК, поскольку по энергетической эффективности они уступают теоретическому пределу Шеннона лишь 0,5 дБ [3].

Процесс декодирования рассматривается как задача поиска оптимального решения в условиях неопределенности, которая записывается в следующем виде:

$$\begin{aligned} & \min F(\vec{L}_a, \vec{L}_e) \\ & I_i \leq I_U, i \in 1, U, \\ & \{N, P, K, A, \vec{G}\} = \text{const}, \end{aligned}$$

где  $F(*)$  – целевая функция,  $\vec{L}_a, \vec{L}_e$  – соответственно априорная и апостериорная информация декодера ТК о переданном систематическом бите  $x_i^C$ ,  $I$  – количество итераций декодирования ТК,  $N$  – размер блока данных,  $P$  – вид перемежителя,  $K$

– количество компонентных кодеров (декодеров),  $A$  – выбранный алгоритм декодирования,  $\vec{G}$  – вектор полиномов кодера ТК,  $U$  – последняя заданная итерация декодирования.

В качестве целевой функции в работе предложен показатель неопределенности. Если в процессе декодирования количество изменений знака значений  $L_a^i(x_t^C)$  и  $L_e^i(x_t^C)$   $i$ -го декодера ТК равняется нулю, то можно утверждать, что принято «жесткое» решение о декодированном бите, и после каждого следующего декодера функции правдоподобия о переданном бите будут либо уменьшаться (если был передан бит «0»), либо увеличиваться (если был передан бит «1»). Может возникнуть ситуация (вследствие большого значения дисперсии шума в канале), что в процессе декодирования количество изменений знака значений  $L_a^i(x_t^C)$  и  $L_e^i(x_t^C)$  декодера ТК после выполнения процедур итеративного декодирования всеми  $D$  декодерами не равняется нулю, из-за чего возникает неопределенность о значении переданного бита. Это приводит к возникновению ошибки декодирования.

Количественная характеристика неопределенности декодирования определяется при использовании изменения знака значений априорной  $L_a^i(x_t^C)$  и апостериорной информации  $L_e^i(x_t^C)$  по всем  $D$  декодерам ТК ( $i \in \overline{1, D}$ ) в процессе итеративного декодирования. Если  $L_a^i(x_t^C)L_e^i(x_t^C) < 0$ , то  $F^i = F^i + 1$ ,  $t \in \overline{1, N}$  для  $i$ -го декодера и всех битов блока длиной  $N$ . Величина  $F^i$  будет называться показателем неопределенности для  $i$ -го декодера.

В процессе итеративного декодирования величина  $F^i$ ,  $i \in \overline{1, D}$  будет уменьшаться с увеличением итераций (компонентных декодеров) декодирования. Эту особенность можно использовать для повышения эффективности декодирования ТК, т.е. улучшить достоверность передачи информации.

Для каждого принятого блока будет выполняться следующий алгоритм адаптивного регулирования итераций декодирования ТК.

Шаг 1. Итерация декодирования  $I = 1$ .

Шаг 2. Получение значений показателя неопределенности  $F^i$ .

Шаг 3. Проверка условия:  $F^i > 0$  ?

Шаг 4. Проверка условия:  $i < U$  ? Если да, то осуществляется переход к шагу 5, если нет – то к шагу 8.

Шаг 5. Если да, то применяется еще одна итерация декодирования:  $I = I + 1$ .

Шаг 6. Осуществляется переход к шагу 3.

Шаг 7. Если нет, то процесс итеративного декодирования завершается.

Шаг 8. Выносятся «жесткие» решения про декодированные биты.

В отличие от известных результатов данный метод адаптирует количество итераций декодирования при декодировании каждого пакета данных в зависимости от значения показателя неопределенности.

Результаты имитационного моделирования системы радиосвязи показали, что использование предложенного метода позволяет улучшить их статистические характеристики достоверности в условиях воздействия помех.

- [1] Holma H., Toskala A. HSDPA/HSUPA for UMTS: High Speed Radio Access for Mobile Communications. – New York: John Wiley & Sons, 2006, 268 p.
- [2] Valenti M. // Int. J. of Wireless Inf. Networks. 2001. V. 8, No. 4. P. 203.
- [3] Berrou C. // Proc. Int. Conf. on Commun. 1993. P. 1064.

## ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ОПТИМАЛЬНЫХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ МНОГочАСТОТНЫХ СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ

А.В. Яриловец, В.Д. Назарук

*Черниговский национальный технологический университет*

В работах [1, 2] показано, что существующие беспроводные информационно-телекоммуникационные системы не способны полностью удовлетворить требования сетей доступа NGN (New Generation Networks – сети следующего поколения), поэтому на сегодняшний день остаётся актуальной задача их усовершенствования. Главное место в этом принадлежит вопросам разработки новых информационных технологий физического уровня, что, прежде всего, определяется эффективностью моделирования сигнально-кодированных конструкций в системах передачи, которые используют широкополосные сигналы. Одной из таких новых технологий является технология OFDM-FHSS [2]. Однако в настоящее время технология OFDM-FHSS недостаточно исследована [2], что не даёт возможности оценить её эффективность для сетей NGN.

Из теории информации известно, что универсально оценить эффективность информационной технологии построения беспроводных информационно-телекоммуникационных систем можно по двум показателям: 1) частотная эффективность  $\nu = V / \Delta f_c$  (где  $V$  – скорость передачи информации, а  $\Delta f_c$  – эффективная полоса частот сигнала); 2) энергетическая эффективность  $Q^2 = E_c / G_0$  (где  $E_c$  – энергия сигнала, а  $G_0$  – спектральная плотность мощности шума). При этом оценка должна проводиться при обеспечении заданной достоверности информации. Граница информационной эффективности определяется следующим соотношением:

$$Q^2 = \frac{2^\nu - 1}{\nu}.$$

Для сравнения достоверности передачи информации при использовании технологии OFDM и технологии OFDM-FHSS на основе оптимальных частотно-

временных сигнально-кодовых конструкций проведено имитационное моделирование в эквивалентных условиях. Результаты моделирования показали, что рассмотренные технологии имеют приблизительно одинаковую помехоустойчивость. Так, для примера, при движении абонента в пределах города со скоростью 100 км/час, при  $Q^2 = 9,5$  дБ и  $\Delta f_c = 5$  МГц, вероятность ошибки будет составлять  $P = 10^{-3}$ .

При этом технология OFDM-FHSS обеспечивает скорость передачи информации  $V = 15$  Мбит/с, а технология OFDM –  $V = 13,5$  Мбит/с. В результате чего видим, что при использовании технологии OFDM-FHSS частотная эффективность на 0,3 бит/(с·Гц) больше, чем при использовании технологии OFDM.

Полученный выигрыш технологии OFDM-FHSS на основе оптимальных частотно-временных сигнально-кодовых конструкций объясняется тем, что в этой технологии не используется достаточно сложное помехоустойчивое кодирование и адаптивное эквалайзерное регулирование АЧХ приёмного тракта. Эти преимущества обеспечиваются с помощью того, что информационная последовательность битов передаётся на разных частотах, и на приёме используется корреляционная обработка таких последовательностей.

Результаты исследования подтверждают перспективность использования для построения систем беспроводного доступа технологии OFDM-FHSS на основе оптимальных частотно-временных сигнально-кодовых конструкций, что даёт возможность перехода до сетей NGN.

[1] Яриловец А.В., Назарук В.Д., Зайцев С.В. // Вестник Черниг. госуд. технол. ун-та. 2012. № 2. С. 60.

[2] Зайцев С.В., Яриловец А.В., Назарук В.Д. // Математические машины и системы. 2013. № 1. С. 83.

## **ПЕРСОНАЛЬНАЯ ИНФОРМАЦИОННАЯ СИСТЕМА ПОМОЩИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ**

**Р.Ф. Мехтиеv**

*Нижегородский госуниверситет*

Человек в любой сфере своей деятельности стремится к принятию рациональных, обоснованных и оптимальных решений, но часто наше мнение формируется, основываясь на интуиции или просто наугад, что нередко приводит к ошибкам и нежелательным последствиям. Один из американских ученых Т. Саати для решения этой проблемы разработал и предложил метод поддержки принятых решений, который получил название «метод анализа иерархий» (МАИ). Данный метод является конструкцией, обеспечивающий с помощью простых правил анализ сложных проблем и приводящий к наилучшему варианту.

Первым этапом применения МАИ является структурирование проблемы выбора в виде иерархии. В вершине иерархии располагается основная цель. Далее, на

уровень ниже, – подцели (критерии). И, наконец, на самом нижнем уровне – альтернативы, среди которых и производится выбор.

После структурирования проблемы выбора переходим к следующему этапу, которым является осуществление попарного сравнения отдельных компонентов иерархии.

Попарные сравнения – это процесс, согласно которому лицо, принимающее решение (ЛПР), сравнивает все пары объектов из некоторого списка по некоторому критерию, указывая каждый раз более предпочтительный объект (см. таблицу). Обозначения в таблице:  $K$  – критерий;  $A_1, A_2, \dots, A_n$  – набор альтернатив;  $w_1/w_2$  – отношение сравнения двух объектов.

Сравнение всегда производится для объекта, стоящего в левом столбце, по отношению к объекту, стоящему в верхней строке. При сопоставлении объекта с самим собой имеем равную значимость, и в таблицу заносится 1. Для оценки объектов используют следующую качественную шкалу [1]:

- 1 – равная важность;
- 3 – умеренное превосходство одного над другим;
- 5 – существенное или сильное превосходство;
- 7 – значительное превосходство;
- 9 – очень сильное превосходство;
- 2, 4, 6, 8 – промежуточные значения.

Для того, чтобы полученные с помощью МАИ результаты были адекватны ситуации, в которой принимается решение, необходимо, чтобы в матрицах попарных сравнений достигались требуемые уровни согласованности данных.

В общем случае под согласованностью подразумевается то, что при наличии основного массива необработанных данных все другие данные логически могут быть получены из них [2], т.е.,

если при сравнении объекта  $A$  с объектом  $B$  мы получим одно из приведенных выше значений, то, соответственно, результат сравнения объекта  $B$  с объектом  $A$  есть обратная величина.

После того, как ЛПР проведет все сравнения, по полученным данным можно вычислить соответствующий вектор приоритетов, отвечающий предпочтениям ЛПР. Для этого суммируем элементы

каждой строки и нормализуем полученный результат делением каждой суммы на сумму всех элементов. Число полученных векторов, должно соответствовать количеству критериев, из которых формируется новая матрица.

Далее нам необходимо определить весовые характеристики для каждого критерия, т.е. оценить его важность для ЛПР. Для вывода конечного результата остается

Табл.

$K$	$A_1$	$A_2$	$A_3$	...	$A_n$
$A_1$	1/1	$w_1/w_2$	$w_1/w_3$	...	$w_1/w_n$
$A_2$	$w_2/w_1$	1/1	$w_2/w_3$	...	$w_2/w_n$
$A_3$	$w_3/w_1$	$w_3/w_2$	1/1	...	$w_3/w_n$
...	...	...	...	...	...
$A_n$	$w_n/w_1$	$w_n/w_2$	$w_n/w_3$	...	1/1



перемножить полученную ранее матрицу на весовые характеристики, и наибольший элемент нового вектора и будет являться предпочтительным вариантом.

Для наиболее эффективной и комфортной работы на основе данного алгоритма была разработана программа на языке программирования JavaScript, которая во-первых, позволяет избавить человека от рутинных вычислений, необходимых при принятии решения, а во-вторых, позволяет использовать диалоговый интерфейс, удобный в использовании.

[1] Саати Т., Кернс К. Аналитическое планирование. Организация систем. – М.: Радио и связь, 1991. С. 32.

[2] Саати Т. Принятие решений. – М.: Радио и связь, 1993. С. 23.

## **ПЛАТФОРМА ДЛЯ СОЗДАНИЯ МОБИЛЬНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ С АКУСТОЭЛЕКТРОННЫМИ ДАТЧИКАМИ**

**Н.С. Александров, А.Л. Умнов**

*Нижегородский госуниверситет*

Разработка данной платформы началась в рамках совместного проекта Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского, компании Интел и Калифорнийского университета (г. Беркли, США). В Беркли был создан прототип датчика на объёмных акустических волнах с частотой колебаний около 1200 МГц, способный улавливать концентрацию сажи в воздухе порядка  $18 \cdot 10^{-6}$  г/м<sup>3</sup> [1]. Для обработки его сигнала с достижением подобной чувствительности потребовалась портативная измерительная система, позволяющая регистрировать девиацию частоты порядка нескольких герц. В процессе работы над проектом эта узкоспециализированная система расширилась до универсальной платформы, позволяющей обрабатывать сигналы с датчиков на поверхностных и объёмных акустических волнах (в том числе отечественного производства), способных детектировать большое количество различных газов с чувствительностью, на порядки превышающей предельно допустимые концентрации (ПДК).

Радиоэлектронная часть (платформа) измерительной системы, выполняет аналоговую и цифровую обработку сигналов нескольких датчиков, позволяя использовать как селективные чувствительные элементы, реагирующие на присутствие лишь какого-либо определённого газа, так и мультисенсоры, регистрирующие сразу группу газов. Структурная схема разработанной платформы показана на рис. 1.

Аналоговая часть этой схемы представляет собой классический супергетеродинный приемник, т.е. использован преобразователь с понижением частоты с последующей оцифровкой сигнала промежуточной частоты. Мультиплексированные сигналы чувствительных элементов подаются на аттенюатор и входной фильтр, предназначенные для согласования источника с нагрузкой и подавления помех, находящихся за пределами необходимых частотных диапазонов соответственно. Гетеродин состоит из задающего кварцевого генератора, синтезатора частот, а также делителя частоты синтезатора, управляемых с помощью ПЛИС. Активный фильтр ПЧ служит для усиления сигнала промежуточной частоты и подавления

искажений, возникающих на выходе преобразователя частоты (смесителя). Полученный в результате преобразования сигнал поступает на АЦП, где оцифровывается для последующей обработки на ПЛИС методами ЦОС.

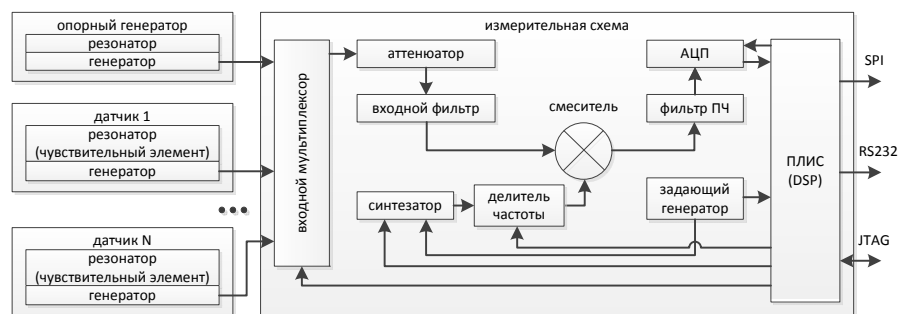


Рис. 1. Структурная схема измерительной системы

Макетный образец платформы, изображённый на рис. 2, построенный на базе датчиков на ПАВ с частотой  $\sim 170$  МГц, реагирующих на  $\text{CO}_2$ , подтверждает работоспособность разработанной платформы. Ниже приведены характеристики платформы без датчика, измеренные с помощью анализатора спектра HP/Agilent.

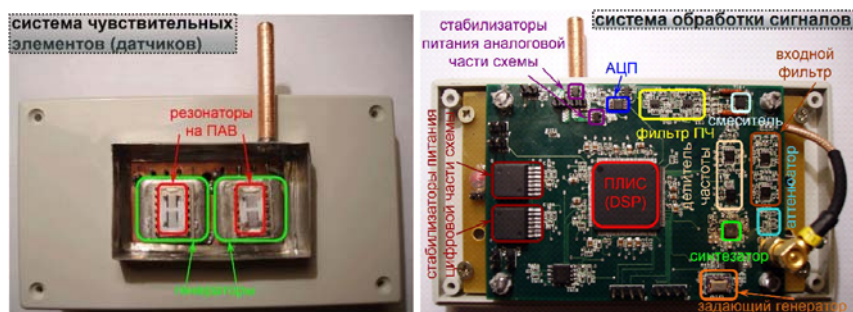


Рис. 2. Макетный образец разработанной системы

Основным направлением дальнейших работ по данному проекту является интеграция в систему набора датчиков различных газов, измерение их характеристик и калибровка всей системы по газоанализатору.

Характеристики разработанной измерительной системы:

- диапазоны частот входного сигнала:
  - версия 1 (под датчики на ОАВ, имеющие частоту колебаний  $\sim 1200$  МГц): 1050–1250 МГц, 525–625 МГц, 263–313 МГц, 131–156 МГц, 66–78 МГц;

- версия 2 (под датчики на ПАВ, имеющие частоту колебаний ~170 МГц):  
1180–1380 МГц, 590–690 МГц, 295–345 МГц, 148–173 МГц, 74–86 МГц;
- частотное разрешение: 1 Гц;
- напряжение питания: 3,3 В тип (3 В min, 5,5 В max);
- потребляемый ток: 140 мА max (режим непрерывных измерений);
- допустимая выходная мощность генератора датчика:  $-28 \div -6$  дБм.

[1] Black J.P., Eilium A., White R.M., Apte M.G., Gundel L.A., Cambie R. // Ultrasonics, IEEE Symp. – IUS. 2007. P. 476.

## ПРОГРАММНО-ЗАВИСИМОЕ РАДИО В СИСТЕМАХ ПОВЫШЕННОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ

С.С. Чернышев, А.С. Карпенков

*Ковровская государственная технологическая академия им. В.А. Дегтярева*

В настоящее время широкую известность получили системы на основе программно-зависимого радио (ПЗР-системы). Отличительной особенностью таких систем является то, что параметры приемника (или передатчика) определяются программным обеспечением, хотя и ограничены аппаратными ресурсами [1].

Среди вариантов построения ПЗР приемника можно выделить 3 группы.

К первой относятся системы, использующие ресурсы ЭВМ. Аппаратная часть в них состоит только из приемника, подключенного к звуковой карте ЭВМ, дальнейшая обработка сигнала переносится на вычислительные возможности ЭВМ.

Вторая группа – это ПЗР трансиверы, состоящие из специализированного модуля предобработки сигналов и также использующие ресурсы ЭВМ. Специализированные модули предобработки радиочастотных сигналов включают в себя, как правило, аналоговые радиочастотные блоки и блоки цифровой сигнала. После предобработки сигнал в цифровом виде поступает на ЭВМ для дальнейшей высокоуровневой обработки. Ярким примером таких систем являются системы USRP National Instruments и UmTRX Fairwaves.

В третью группу входят втoномные системы, в которых обработка и прием сигналов происходят в одном законченном устройстве. Преимуществами данных систем являются:

- повышенная энергетическая эффективность использования канала;
- дальность передачи сигнала;
- стандартная открытая и гибкая архитектура для коммуникационных продуктов широкого применения;
- смена частоты передатчика, модуляции, кодировки осуществляется программно в реальном времени;
- объединенная связь гражданских, федеральных и военных учреждений.

На рисунке представлена структурная схема идеального ПЗР-приемника.

Основная идея ПЗР-системы – это максимальный перенос операций в цифровую форму. В идеале аналогово-цифровой преобразователь (АЦП) должен стоять



Рис. Структурная схема идеального ПЗР-приемника

непосредственно после приемной антенны. Характеристики АЦП во многом будут обеспечивать возможности применения всего ПЗР-приемника. Цифровую обработку сигнала можно производить посредством цифрового сигнального процессора (ЦСП), программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) или специализированной микросхемы (ASIC). Наибольшую гибкость системе предоставляют ЦСП, а наибольшую производительность ASIC. Такую архитектуру приемника и передатчика удобно реализовать в специализированных системах с повышенной помехозащищенностью.

Авторами доклада были проведены научно-исследовательские разработки параметризованных блоков цифровых фильтров, позволяющие улучшить качество приема. Разработана новая методика фильтрации и распознавания образов сигналов при высоком уровне помех [2]. Данная методика основана на вероятностном методе приема кодированной информации, состоящей из уникальных кодированных символов, максимально отличающихся друг от друга. Так как применяемая в методике спектральная обработка очень требовательна к вычислительным ресурсам, то цифровую обработку сигнала (ЦОС) при прототипировании выгоднее реализовывать с использованием технологии программируемых логических интегральных схем (ПЛИС).

Данная методика протестирована на реальном приемопередающем устройстве, которое подключается к стандартным системам связи по каналу промежуточной частоты и осуществляет формирование и декодирование сигналов, а также отслеживает каналные ошибки. По результатам испытаний была достигнута дальность устойчивой связи без применения программно-зависимого трансивера на расстоянии в 35 км, с применением программно-зависимого трансивера – 60 км. Применение данного устройства позволило повысить пороговый уровень приема на 20 дБ (10 раз). Использование инновационной схемы [2] построения цифровой части ПЗР систем обеспечивает подавление зеркального канала свыше 120 дБ.

Благодаря применению технологии программно-зависимого радио данное устройство может быть адаптировано (модифицировано) под существующие задачи и условия использования путем изменения программного обеспечения без изменения аппаратной части, может управлять скоростью передачи, сменой протокола верхнего уровня, типом модуляции, количеством частотных каналов приема/передачи в имеющейся полосе пропускания, что позволяет повысить надежность передачи цифровой информации. При этом специализированные алгоритмы спектральной обработки сигналов повышают число и надежность частотных каналов в используемой полосе пропускания.

[1] Karpenkov A.S. // Proc. of IV Intern. Conf. "Problems of Cybernetics and Informatics" (PCI'2012). 2012. P. 28.

- [2] Карпенков А.С. Программно-зависимое радио. Спектральная обработка сигнала. – Saarbrücken, Germany: LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2011, 112 p.

## ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ФЛЮКСМЕТР

И.Г. Метин, Д.С. Потехин, Ю.М. Скрыбин

*Ковровская государственная технологическая академия им. В.А. Дегтярева*

Известно, что такие природные явления как грозы, извержения вулканов, землетрясения вызывают изменения напряженности природных электрических полей. Аналогичные изменения вызываются также перемещением летательных аппаратов. При этом скорость изменения напряженности невелика, и именно в силу этого обстоятельства вариации полей распространяются на большие расстояния [1]. Это позволяет путем анализа измеряемых значений напряженности получить характеристики летательного объекта (дальность, направление, скорость и т.д.), находящегося над точкой наблюдения. Такая пассивная система обнаружения будет защищена от всех видов радиоэлектронного противодействия.

Одним из приборов, используемых для измерения напряженности квазистатического поля, является электростатический флюксметр [2]. На данный момент электростатические флюксметры не распространены на рынке и встречаются только в отдельных экземплярах, самостоятельно разработанных для собственных нужд. Поэтому возникает необходимость в разработке образца, который может являться прототипом для промышленного производства.

Основными требованиями к разрабатываемому прибору является: достаточная чувствительность и помехозащищенность, портативность и ремонтпригодность. Для проведения анализа полученных данных в режиме реального времени было решено снабдить прибор программируемой логической интегральной схемой (ПЛИС).

Использование ПЛИС обоснованно. Например, при анализе землетрясения в Китае 13.08.1997 исследователями были обнаружены электромагнитные предвестники – микропульсации с периодом 3 часа 48 минут, по которым можно было бы его предсказать. В результате стало ясно, что для детектирования землетрясений необходимо проведение спектрального анализа через вейвлет-преобразование. Для его выполнения в режиме реального времени и необходима ПЛИС. Спектральный анализ также будет необходим и для решения задачи детектирования летающих объектов.

Ремонтпригодность разрабатываемого прибора обеспечивается разъемностью соединений, а также широким использованием стандартных компонентов. Из нестандартных компонентов изготовлена только сама измерительная схема – измерительный диск, экран, экранирующая крыльчатка и соединения между ними. Прибор размещен в стандартном корпусе BS27MF и габариты устройства не превышают 200/120/60 и массы 1,3 кг. Питается прибор от 12 В при потреблении тока в 0,53 А. При старте пиковое потребление тока 1,7 А. Помехозащищенность прибора обеспечивается такими известными техническими решениями как скользящее электриче-

ское соединение экранирующей площадки с «землей» для уменьшения контактной разности потенциалов и фазочувствительное выпрямление (ФЧВ).

Электрическая схема электростатического флюксметра представлена на рисунке.

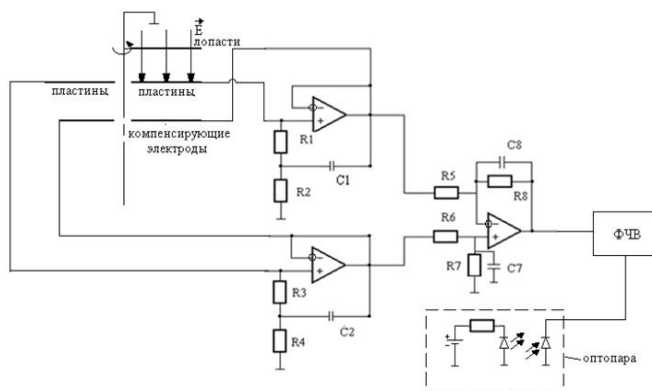


Рис.

Оптопара проверяет скорость вращения лопастей по уровню отраженного сигнала. Когда лопасть находится напротив оптопары, отраженный сигнал гораздо сильнее. Полученную модуляцию можно использовать не только для ФЧВ, но и для управления электродвигателем.

Одним из отличий разрабатываемого флюксметра является использование двух пар электродов, сигнал с которых получается сравнением потенциалов между измерительными пластинами и лопастями (соединенными с «землей»). Ранее использовалось сравнение потенциала между этими двумя парами, так как на «земле» прибора наблюдается много помех и сравнивать потенциалы с «землей», значит ловить дополнительные искажения сигнала. Но дифференциальный усилитель эффективно вычитает все помехи, усиливая полезный сигнал, ввиду того что тот приходит в противофазе, а помехи идут в одной фазе. Итоговый сигнал до входа ФЧВ получается в виде идеального синуса, помехи визуально незаметны. Разрабатываемый прибор имеет на входе к ФЧВ практически идеальный синус с несущественными помехами.

Работа электростатического флюксметра была проверена на обнаружение пробных зарядов и проходящих мимо людей. Следующим этапом должны стать полевые испытания прибора при метеорологических наблюдениях, определении напряженности электрического поля, для детектирования землетрясений в сверхдлинных туннелях, для накопления экспериментальной информации, возможности осуществления спектрального анализа данных самим прибором и оценки его эффективности.

- [1] Грунская Л.В., Ефимов В.А., Исакевич В.В. // Проектирование и технология электронных средств. 2010. № 3 (Спец. выпуск). С. 38.
- [2] Имянитов И.М. Приборы и методы для изучения электричества. – М.:Гостехиздат, 1957, 344 с.

## САПР ДЛЯ РАЗРАБОТКИ IP-ЯДЕР ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТРАЦИИ РАЗЛИЧНЫХ СИГНАЛОВ

С.Д. Потехин, И.Е. Тарасов

*Ковровская государственная технологическая академия им. В.А.Дегтярева*

В настоящее время существует множество областей, где используется цифровая обработка сигналов различной природы с применением спектрального анализа: телекоммуникационные, радиотехнические, измерительные системы, системы управления и т.д.

Для решения этих задач используются цифровые сигнальные процессоры, ПЛИС и различные специализированные микросхемы (ASIC), внутри которых работают вычислительные блоки (IP-ядра) цифровой обработки сигналов (ЦОС). Исторически сложилось так, что данные вычислительные блоки используют, как правило, дискретное преобразование Фурье в связи с невысокими требованиями к вычислительным ресурсам. Однако все большее развитие получает дискретное вейвлет-преобразование и преобразование Вигнера-Вилля, характеризующиеся лучшим частотно-временным разрешением и отсутствием эффекта Гиббса.

В настоящее время проведена разработка алгоритма расчета коэффициентов КИХ-фильтра на базе вейвлет-преобразования (вейвлет-функция Морле) с заданными параметрами. Разработанный метод и алгоритм расчета коэффициентов вейвлет-функции Морле позволяет синтезировать вейвлет-функции с учетом эффектов квантования. Синтезированные функции могут быть использованы как для собственно вейвлет-преобразования, так и для фильтрации сигналов.

Для разработки ядер ЦОС в основном используется MatLab фирмы MathWorks, а также LabView фирмы National Instruments. Однако данные программные продукты имеют ряд недостатков. MatLab может моделировать, но создание IP-ядра не всегда оптимально для конкретных платформ, поскольку MatLab не учитывает структуру и архитектуру ПЛИС. LabView предоставляет возможность работать только с оборудованием National Instruments, к тому же отсутствует возможность добавления пользовательских реконфигурируемых блоков.

В связи с этим существует потребность в САПР для разработки вычислительных блоков цифровой фильтрации, основывающейся на вейвлет-преобразовании и преобразовании Вигнера-Вилля.

Базовым принципом вейвлет-преобразования в системах реального времени является метод непосредственного восстановления векторной диаграммы. На рисунке представлена векторная диаграмма протекания гармонического процесса, позволяющая определить угол между векторами, а также их амплитуды. Векторы **A**

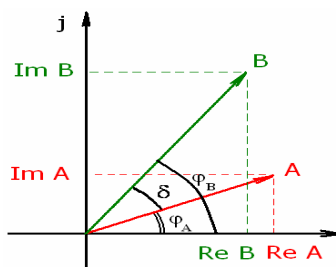


Рис.

и **B** могут описывать различные процессы, протекающие в измерительной аппаратуре.

Первый случай. Векторы **A** и **B** описывают протекание процессов в разных каналах обработки данных, например, сдвиг фаз между током и напряжением.

Второй случай. Векторы **A** и **B** описывают изменение положения одного и того же вектора за интервал времени  $\Delta t$ , тогда угол  $\delta$  есть изменение фазы сигнала за указанный интервал.

Таким образом, восстанавливая векторную диаграмму, можно определить важнейшие параметры сигналов, амплитуду, сдвиг фаз и частоту, не прибегая к использованию различных порогов, как это принято в аналоговой технике.

Использование разработанных в данной работе алгоритмов, методов проектирования вейвлет-фильтров и базовых структур для их вычисления позволяют:

- создавать как цифровые аналоги существующих систем обработки данных, так и принципиально новые измерительные средства;
- снижать цену изделия за счет использования алгоритмов, базирующихся на строгих математических выражениях, вследствие чего снижены требования к аналоговой части приборов и не требуется настройка высококвалифицированными специалистами;
- существенно сокращать время на разработку большого ряда изделий;
- синтезировать ортогональные вейвлет-функции и вейвлет-фильтры сразу с требуемыми характеристиками, такими как добротность, уровень подавления в полосе заграждения с учетом эффектов квантования и дискретизации и погрешностью определения амплитуды, фазы и частоты в условиях требуемого для конкретного изделия уровня шума.

Приведенный перечень задач является ключевым для разных направлений обработки сигналов, на этой базе может быть создано множество систем различного применения.

[1] Потехин Д.С. // Системы управления и информационные технологии. 2011. № 2.1(44). С. 161.