

## РАДИОМОНИТОРИНГ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ПРОЦЕССОВ

Темнышев Ю.В.

Рязанская государственная радиотехническая академия

Одной из наиболее общих задач радиомониторинга является адаптивная частотная селекция сигналов с переменной структурой, которая предполагает фильтрацию узкополосных процессов с неизвестными показателями частотной избирательности и с учётом не стационарности процессов – скачков центральной частоты.

Интерес к этому классу задач связан с широким использованием метода расширения спектра с помощью скачкообразной перестройки частоты в системах и сетях беспроводной связи. В GSM и во многих других сотовых системах используется медленная скачкообразная перестройка частоты, которая призвана уменьшить эффект многолучевого замирания сигнала. При общей ширине полосы частот в 25МГц, каждый кадр данных шириной 200 кГц переносится на своей несущей частоте, таким образом, частота передачи меняется через 4,615 мс [3]. В беспроводных локальных сетях (стандарт IEEE 802.11 [4]) используются каналы шириной 1 МГц. Минимальное расстояние перехода по частоте составляет 6 МГц, а время перестройки частоты: 300 - 400 мс. В радиоспецификации Bluetooth [5] оговорена скорость изменения частоты 1600 раз в секунду, так что время нахождения сигнала на одной частоте составляет 0,625 мс.

Использование классических методов адаптивной поисковой фильтрации (рис.1) с предварительной спектральной оценкой параметров ( $f_{oi}$ ,  $f_{ci}$ ) многокомпонентного входного процесса  $x(nT)$  с помощью блока адаптации (БА) и последующей автоматической настройкой блоков цифровой фильтрации [2], приводит к неизбежной потере существенной части данных. Количество потерянных данных в каждом кадре при обработке в реальном времени зависит от времени анализа исследуемой полосы частот (как правило, с применением дискретного преобразования Фурье по алгоритму БПФ), и времени настройки блоков цифровой фильтрации.

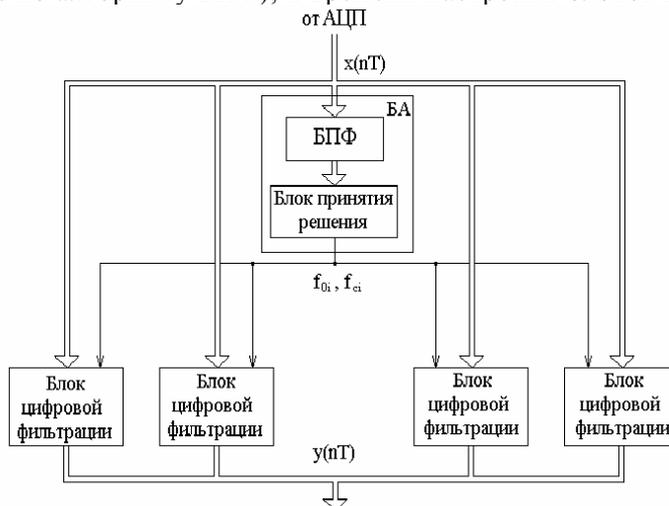


Рис.1 Структурная схема системы адаптивной поисковой фильтрации

Для обеспечения самонастройки и избежания потери информации при решении данного класса задач адаптивный частотный селектор должен отвечать следующим требованиям:

- иметь средства оценки распределения спектральной плотности мощности сигнала по отдельным частотным каналам;
- осуществлять поиск и настройку фильтров одновременно с фильтрацией отдельных составляющих с заданной точностью;
- иметь решающее устройство, определяющее механизм перенастройки набора полосовых фильтров, перекрывающих заданную полосу частот;
- непрерывно осуществлять процесс адаптивного поиска и селекции узкополосных сигналов;
- обеспечивать возможность наращивания числа выходных каналов в случае необходимости повышения разрешения по частоте в отдельных участках области рабочих частот при сохранении достигнутого разрешения в других участках.

С этих позиций наиболее перспективными представляются следующие методы частотно-временной селекции сигналов: с прореживанием по времени на основе децимации и интерполяции; с прореживанием по частоте на базе каскадного соединения гребенчатых фильтров.

Анализ вычислительных затрат на реализацию прямой формы построения структур набора фильтров-дециматоров и набора цифровых гребенчатых фильтров [1] показал преимущество метода прореживания по времени.

Наиболее эффективной структурой с позиций вышеизложенных требований и при условии минимизации аппаратных затрат является адаптивная пирамидальная структура набора цифровых полосовых фильтров с прореживанием по времени на основе децимации и интерполяции (рис.2).

На рис.2 представлена модель устройства, работающего по четырёхкаскадной пирамидальной структуре. Каждый каскад осуществляет разбиение исходной полосы частот на четыре поддиапозона, перенос спектра каждого из каналов на нулевую частоту и децимацию частоты дискретизации в соответствии с новой полосой спектра сигнала. Таким образом, фильтры последнего каскада, выделяющие узкополосные процессы с заданными показателями частотной избирательности, работают на существенно пониженной частоте дискретизации. В модели присутствует решающее устройство, которое отсеивает неинформативные каналы, производя адаптацию системы к априорно неизвестному входному воздействию. Каждый каскад модели выделяет до четырёх составляющих.

Параметры решающего устройства зависят от количества одновременно анализируемых узкополосных составляющих. Если не удастся заранее оценить загруженность исследуемого диапазона частот, то необходимо построение избыточной пирамидальной системы с последующей корректировкой параметров решающего устройства.

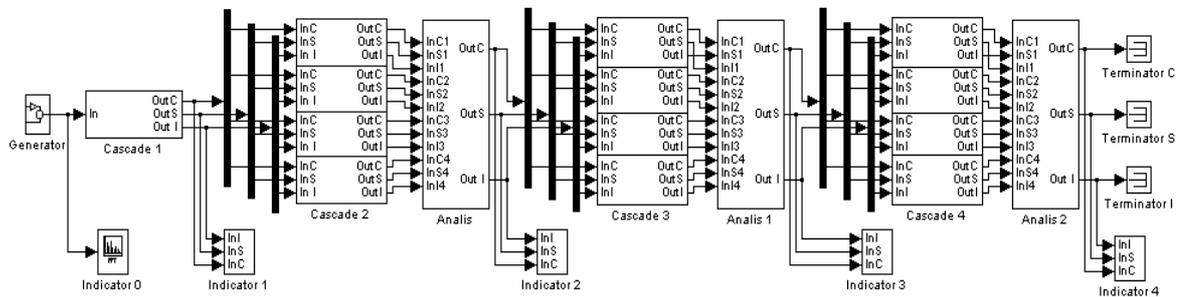


Рис.2 Адаптивная четырёхкаскадная пирамидальная структура набора цифровых полосовых фильтров-дециматоров

Данная структура позволяет подстраиваться не только под априорно неизвестную частоту сигналов, но и под различные требования к точности и скорости обнаружения гармоник. Каждый последующий каскад увеличивает точность селекции в четыре раза, но в месте с тем вносит дополнительную задержку по времени и увеличивает аппаратные затраты на реализацию структуры. Используя параллельное соединение однотипных структур, то есть увеличивая число фильтров в каждом канале, можно увеличить точность селекции сигналов уже в первом каскаде.

Модель входного сигнала построена по методу расширения спектра со скачкообразной перестройки частоты (FHSS) с использованием многочастотной манипуляции (MFSK). Пусть входной MFSK сигнал  $x_0(nT)$  представлен в виде:

$$x_0(nT) = A \cos(2\pi f_{0i} nT), \quad i = \overline{1, M_0},$$

где  $A$  – амплитуда сигнала;  $f_{0i} = f_c + (2i - 1 - M) f_d$  – частота сигнальной посылки MFSK;  $f_c$  – несущая частота MFSK сигнала;  $f_d$  – разностная частота MFSK;  $M_0$  – число различных сигнальных посылок MFSK. Ширина полосы MFSK сигнала определяется выражением  $W_d = 2M_0 f_d$ , а полоса каждой сигнальной посылки занимает полосу  $W_d / M_0$ . Генератор частот, с помощью генератора  $M$  псевдослучайных чисел, формирует несущую частоту схемы FHSS  $f_j$ ,  $j = \overline{1, M}$ ,  $f_j \gg f_{0i}$  через равные промежутки времени  $t_j = 4,615$  мс, таким образом, чтобы при модуляции сигнала MFSK несущей FHSS входной информационный сигнал  $x_0(nT)$  оказался в одном из  $M$  каналов шириной  $W_k = W_o / M$ . Здесь  $W_o$  – ширина всей полосы обзора. Результирующий сигнал во время  $i$ -го интервала передачи определяется следующим выражением:

$$x(nT) = A \cos(2\pi f_{0i} nT) \cos(2\pi f_j nT).$$

Преобразуем выражение для результирующего сигнала  $s(nT)$  с помощью тригонометрического равенства для произведения косинусов:

$$x(nT) = 0,5A [\cos(2\pi(f_{0i} + f_j)nT) + \cos(2\pi(f_{0i} - f_j)nT)].$$

Частота сигнала  $x(nT)$  в течении  $i$ -го интервала времени ( $t_i = 4,615$  мс) равна  $f_{0i} + f_j$  и может принимать одно из  $M$  значений, то есть сигнал  $x(nT)$  может располагаться в одном из  $M$  каналов шириной  $W_k$ . В каждом канале сигнал может располагаться на одной из  $M_0$  несущей в соответствии со схемой MFSK.

При проведении моделирования, на вход адаптивной трёхкаскадной пирамидальной структуры набора цифровых полосовых фильтров-дециматоров подавались отсчёты с одного генератора сигналов со скачкообразной перестройкой частоты, то есть моделировалась работа одной станции FHSS-MFSK со следующими параметрами: число различных сигнальных посылок схемы MFSK  $M_0 = 4$ ; полоса MFSK сигнала  $W_d = 195$ кГц, тогда каждая сигнальная посылка MFSK занимает полосу 48,75кГц; количество несущих частот схемы FHSS  $M = 125$ ; ширина полосы обзора  $W_o = 25$ МГц, тогда ширина одного канала схемы FHSS  $W_k = 200$ кГц.

Задача поиска узкополосных составляющих сигналов решается уже в первом каскаде фильтрации. А в последующих каскадах идёт процесс дальнейшего разделения и уточнения параметров сигналов. Общий коэффициент децимации трёхкаскадной структуры, с учётом разделения сигнала на квадратурные составляющие в первом каскаде составляет:  $\nu = 2 * 4^3 = 128$ . При общей ширине полосы обзора в 25МГц, фильтр третьей ступени вырезает полосу в 195 кГц. То есть трёхкаскадная структура осуществляет приём одного логического канала схемы FHSS без априорной информации о параметрах псевдослучайной последовательности генератора сигналов со скачкообразной перестройкой частоты. Четвёртый каскад структуры, обладая коэффициентом децимации  $\nu_4 = 4$ , анализирует полосу в 48,75кГц, то есть осуществляет демодуляцию MFSK-сигнала с  $M = 4$ .

В общем случае предложенная структура может анализировать до четырёх логических каналов схемы FHSS, однако для их расшифровки необходимо решать задачу принадлежности каждого кадра данных к соответствующему логическому каналу.

В условиях априорной неопределённости относительно параметров частотных каналов для селекции узкополосных составляющих с заданной точностью необходимо использовать адаптивную пирамидальную структуру набора цифровых полосовых фильтров-дециматоров с коэффициентом перекрытия  $\gamma > 1$ , что приводит к значительному росту вычислительных затрат (пропорционально  $\gamma$ ).

#### Литература

1. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. М.: Радио и связь, 1993. 240с.
2. Темнышев Ю.В., Витязев В.В. Методы адаптивно-поисковой селекции узкополосных процессов.// Тезисы докладов МНК "Современная радиоэлектроника в ретроспективе идей В.А. Котельникова", М.: МЭИ, 2003. с.52-54.
3. Rahnema M. Overview of the GSM System and Protocol Architecture.-IEEE Communications Magazine, April 1993.
4. Crow B. et al. IEEE 802.11 Wireless Local Area Networks. – IEEE Communications Magazine, September 1997.
5. Haartsen J. The Bluetooth Radio System. – IEEE Personal Communications, February 2000.

