

ПЕРВИЧНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В КОМПЛЕКСАХ РАДИОМОНИТОРИНГА НА БАЗЕ ОДНОКАНАЛЬНОГО ПРИЕМНИКА

Замурий А.Ю.

Проблемы обработки сигналов в комплексах радиомониторинга

С точки зрения теории оптимального радиоприема обработка сигнала, принимаемого в аддитивной смеси с гауссовым шумом и мешающими узкополосными сигналами сводится к решению следующих задач [1]:

1) обнаружение сигнала – ответ, имеется ли полезный сигнал $s(t)$ в принятом колебании $u(t)=s(t)+n(t)$ или оно образовано одним шумом $n(t)$;

2) оценка параметров – определение с максимальной точностью значений параметров (амплитуда и частота и т.п.) полезного сигнала $s(t)$.

В средствах радиотехнической разведки первичная обработка сводится к формированию потока наблюдений первичных параметров в виде упорядоченных наборов данных, содержащих результаты измерения параметров принятых сигналов [2]. Применительно к комплексам радиомониторинга набор данных содержит результаты оценки мощности, частоты, ширины спектра и длительности радиочастотной посылки (для импульсных сигналов). Проблемой обнаружения является ограниченный радиус зоны контроля несанкционированных радиоизлучений вследствие низкого динамического диапазона обработки радиосигналов с большими и малыми уровнями мощности, попадающих в полосу одновременного приема. Проблемой идентификации несанкционированных радиоизлучений является противоречие, которое заключается в ограничении на время выявления радиочастотных посылок импульсных сигналов и необходимости детального спектрального анализа при выявлении непрерывных шумоподобных и узкополосных сигналов под прикрытием радиоизлучений зарегистрированных ГКРЧ. Более подробно обобщенный критерий качества поисковых средств радиомониторинга рассмотрен в [6].

Рассмотрен комбинированный метод первичной обработки сигнала в одноканальном приемнике комплекса радиомониторинга и вариант построения системы спектрального анализа сигнала, принимаемого в аддитивной смеси с гауссовым шумом и мешающими сигналами.). Предложены эквивалентные схемы, реализующие независимые оценки спектральной плотности мощности в узкополосных частотных каналах анализа и уравнения, позволяющие построить имитационные модели для расчета времени спектрального анализа в зависимости от частотного разрешения и дисперсии оценки.

Пути повышения эффективности первичной обработки сигналов

Преодоление проблемы, связанной с увеличением динамического диапазона обработки радиосигналов, может быть решено в рамках предварительной аналоговой обработки путем частотного ограничения полосы одновременного приема и компрессии квантуемого сигнала по уровню. Задача повышения эффективности выявления сигналов, обладающих только временной скрытностью, решается путем сокращения времени параллельной обработки сигнала в широкополосных частотных каналах с низкой разрешающей способностью спектрального анализа [6]. Задача повышения эффективности выявления непрерывных сигналов, обладающих энергетической и структурной скрытностью, решается путем разбиения полосы каждого широкополосного частотного канала на узкополосные частотные каналы для реализации детального параллельного спектрального анализа [5]. Функциональная декомпозиция предлагаемого конвейера первичной цифровой обработки сигналов (ПЦОС) приведена на рис. 1.

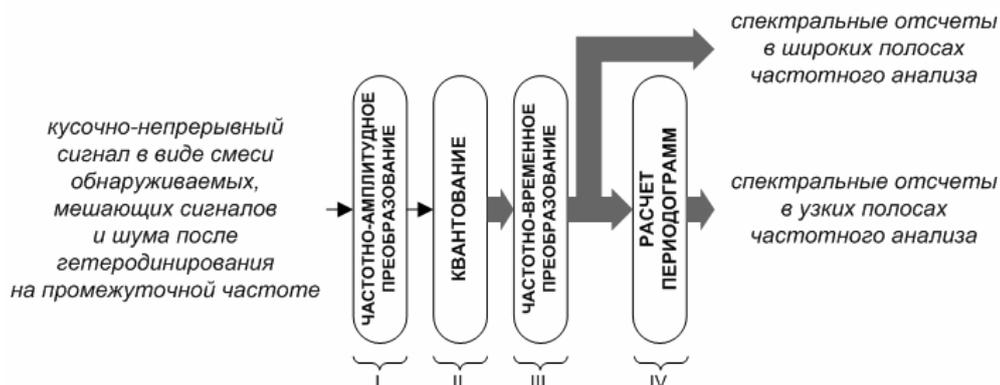


Рис. 1. Функциональная декомпозиция первичной цифровой обработки

На I ступени осуществляется предварительная аналоговая обработка, которая заключается в частотном ограничении полосы одновременного приема и компрессии по уровню квантуемого сигнала. Целью частотного ограничения является минимизация «просачивания» на вход квантователя лишних спектральных составляющих кусочно-непрерывного сигнала в виде смеси обнаруживаемых, мешающих сигналов и шума после гетеродинирования в соответствии с критерием Котельникова [3]:

$$\frac{\omega_{ГВ}}{\text{int}\left[\frac{\omega_{ГВ}}{\omega_{ГВ}-\omega_{ГН}}\right]} \leq \frac{\pi}{T_D} \leq \frac{\omega_{ГН}}{\text{int}\left[\frac{\omega_{ГВ}}{\omega_{ГВ}-\omega_{ГН}}\right]-1} \quad (1)$$

где: $\text{int}[x]$ – целочисленная величина, T_D – интервал дискретизации сигнала, $\omega_{ГВ} \neq \omega_{ГН}$ – граничные частоты полосы одновременного приема.

Целью компрессии сигнала по уровню является эквивалентное отношение сигнал/шум при квантовании сигналов малой и большой амплитудой, а именно «если квантователю с равномерным шагом квантования предшествует компрессор с логарифмической функцией, которая при малых значениях аргумента приближается к линейной, а при больших значениях – к логарифмической зависимости» с детерминированной среднеквадратической ошибкой:

$$SNR \cong 12 \cdot [U_{СКВ} / \log(u(t)_{\max} / u(t)_{\min})]^2, \quad (2)$$

где: $U_{СКВ}$ – среднеквадратическое значение квантуемого сигнала $u(t)$.

На выходе I ступени обработки формируется кусочно-непрерывный сигнал $u(t)$ с такими амплитудно-частотными параметрами, которые обеспечат заданный динамический диапазон обработки с меньшей разрядностью квантователя.

На II ступени осуществляется квантование сигнала, которое заключается в преобразовании действующего значения напряжения $u(t)$ в цифровой эквивалент $X(nT)$. С уменьшением разрядности квантователя конвейерного типа сокращается число тактов, требуемых для квантования [8]:

$$\tau_K = \Theta_K \cdot T_D \pm \tau_A, \quad (3)$$

где: Θ_K – число тактов квантования, T_D – интервал дискретизации, τ_A – апертурная нелинейность квантователя.

Значения τ_A и Θ_K зависят от структуры и схемотехники конвейера и указываются в спецификации конкретной модели квантователя. Минимизация времени квантования позволит расширить полосу одновременного приема сигналов. Стоит отметить, что для оценки разрешающей способности квантования следует руководствоваться не разрядностью квантователя, а приведенным в его спецификации значением эффективного разрешения. Это объясняется тем, что распределение значений квантованной последовательности $X(nT)$ подчиняется гауссовому закону, среднеквадратическое значение шума определяется шириной этой кривой при условии, что 99% значений $X(nT)$ находятся в её пределах, а эффективное значение разрешения квантователя превышает пиковое примерно на 2.7 бит:

$$P_{ш\ p-p} = 6.6 \cdot P_{ш\ СКВ}, \quad (4)$$

где: $P_{ш\ p-p}$ – пиковое значение шума, $P_{ш\ СКВ}$ – среднеквадратическое значение шума.

Повышение точности преобразования логарифмической шкалы квантования в линейную шкалу вычислителя $\log^{-1}[X(nT)]$ достигается за счет представления квантованных данных в виде смешанного числа [7]:

$$-2^{EXT} \dots 2^{EXT} - 2^{-(k-EXT-1)}, \quad (5)$$

где: k – длина расширенного числа со знаком, EXT – длина целой части числа, $k-EXT-1$ – длина дробной части числа.

При разрядности вычислителя $k=16$ динамический диапазон цифровой обработки не хуже 96 dB, что приемлемо для практики [7]. На выходе II ступени обработки формируется непрерывного потока отсчетов дискретизированного процесса $X_K(nT)$ в полосе одновременно приема.

На III ступени осуществляется разбиение полосы одновременного приема сигналов на широкополосные каналы частотного анализа на базе трансмультиплексора (ТМ). Более подробно этот вопрос обсуждается в [4]. При частотно-временном преобразовании спектр сигнала представляет собой сумму спектров исходного процесса $X_K(nT)$ с периодом дискретизации T_D , сдвинутые по оси частот ω на величину $2\pi m T_D$:

$$X * \left(e^{i2\pi m T_D} \right) = \frac{1}{m} \cdot \sum_{l=0}^{m-1} X \left(e^{i\omega T_D + i2\pi \frac{l}{m}} \right), \quad (6)$$

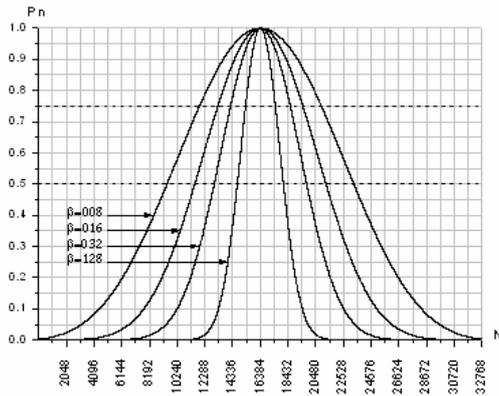
где: m – коэффициент децимации.

В области нижних частот $\omega \in [0, \pi/2m]$ всегда расположены прямые спектры канальных сигналов, а процедура децимации не сопровождается размножением спектра исходной последовательности и наложением её составляющих. На выходе III ступени обработки формируются исходные данные для выявления импульсных сигналов и детального спектрального анализа непрерывных сигналов в каждом широкополосном частотном канале.

На IV ступени в каждом широкополосном частотном канале осуществляется независимый спектральный анализ сигнала в узкополосных частотных каналах методом периодограмм [3]. Вычисление периодограммы представляет собой расчет модуля спектра, обрабатываемой последовательности $Xr(nT)$, сглаженной с помощью «оконной» функции P_n на r -м интервале наблюдения:

$$I_r(k) = \frac{\left| \sum_{n=0}^{N-1} X_r(nT) \cdot P_n \cdot \exp \left[-i \cdot \frac{2\pi \cdot k \cdot n}{N} \right] \right|^2}{\sum_{n=0}^{N-1} P_n^2}, \quad k=0,1,\dots,N-1 \quad (7)$$

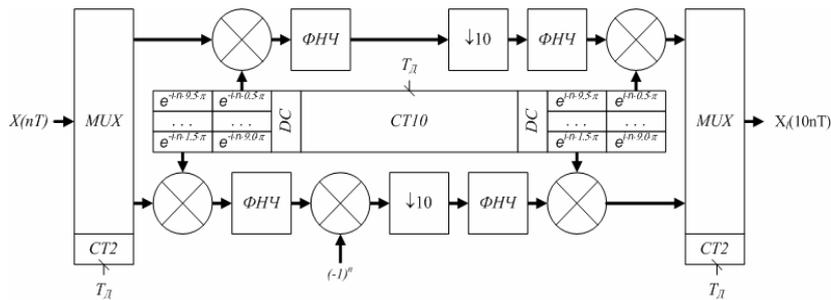
Число отсчетов, обрабатываемых на каждом интервале наблюдения, определяется интервалом дискретизации, требуемой разрешающей способностью спектрального анализа и параметрами выбранной «оконной» функции. Для решения задачи выявления сигнала с априорно неизвестными параметрами (частота, амплитуда, признак наличия внутриимпульсной модуляции и т.п.), принимаемого в аддитивной смеси с гауссовым шумом и мешающими сигналами, интерес представляет функция Кайзера-Бесселя, приведенная на рис. 2.



$$P_n = \frac{I_0 \left[\beta \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{2 \cdot k - n - 1}{n - 1} \right)^2} \right]}{I_0(\beta)}, k = 0, 1, \dots, N - 1$$

где: I_0 – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка, β – коэффициент избирательности.

Рис. 2. Свойства «оконной» функции Кайзера-Бесселя при обработке сигнала в полосе одновременного приема с частотным разрешением



CT2 – двоичный счетчик [0→1→2→0],

CT10 – десятичный счетчик [0→1→2→3→4→5→6→7→8→9→0],

DC – декодер адреса памяти коэффициентов комплексного умножения,

MUX – мультиплексор/демультиплексор.

Рис. 3. Структурная схема трансмуплексора

На выходе IV ступени обработки формируются исходные данные для выявления непрерывных шумоподобных и узкополосных сигналов.

Реализация предложенного способа

Предложенный способ первичной обработки является комбинированным: применено частотно-временное преобразование, реализованное в ТМ и Фурье-анализ при вычислении периодограммы в каждом широкополосном частотном канале. На практике ТМ может быть реализован на базе специализированных кристаллов, например, AD6636 фирмы Analog Devices. Более широкие возможности открывает реализация ТМ на базе ПЛИС. Разбиение полосы одновременного приема шириной 10 МГц (III ступень конвейера) позволит реализовать параллельную обработку сигнала в 10 каналах частотного анализа с шириной полосы анализа 1 МГц. Структурная схема такого ТМ приведена на рис. 3.

Оптимизация передаточной функции ТМ заключается в размещении фильтров нижних частот (ФНЧ) с одинаковой передаточной функцией $H(z) = 1 - z^{-1}$ до и после компрессора частоты дискретизации (КЧД). Фор-

мирование отсчетов прямого спектра в каналах с нечетными номерами обеспечивает дополнительный множитель на $(-1)^n$. Реализация комплексного транслятора спектра l -го широкополосного канала в область нижних частот при умножении отсчетов на комплексный коэффициент $\exp[\pm i \cdot n \cdot (l + 0.5) \cdot \Delta\omega \cdot T_d]$ соответствует двум трансляторам, обрабатывающим вещественную и мнимую части сигнала с вещественными коэффициентами $\cos[n \cdot (l + 0.5) \cdot \Delta\omega \cdot T_d]$ и $\pm \sin[n \cdot (l + 0.5) \cdot \Delta\omega \cdot T_d]$. Аналогично, реализация комплексного КЧД и ФНЧ соответствует двум идентичным компрессорам и фильтрам, обрабатывающим вещественную и мнимую части дискретизированного процесса.

Поскольку упорядоченные потоки отсчетов с выхода ТМ формируются с разделением во времени, то спектральный анализ в каждом частотном канале методом периодограмм (IV ступень конвейера) может быть реализован на базе цифрового сигнального процессора. Для упрощения распределения отсчетов исходной последовательности конечной длины N по r интервалам наблюдения Θ рационально использовать коэффициент перекрытия $D = 0.5$, что иллюстрирует рис. 4.

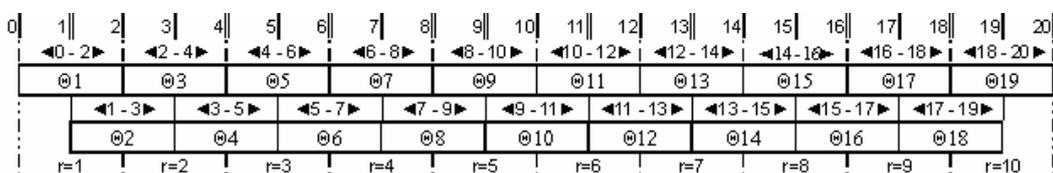
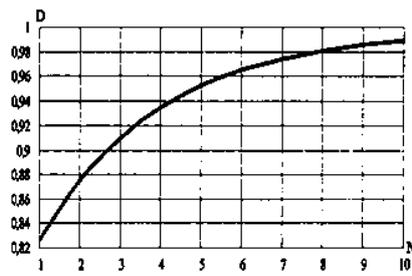


Рис. 4. Структура исходных данных для расчета периодограммы

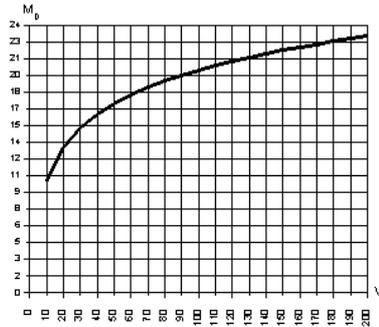


$$D = 1 - \Phi \left[-\frac{1}{\sqrt{k_i N i}} \right],$$

$$k_i N i = \frac{2 \cdot N - 1 + e^{-2N}}{N^2}, \quad N = t_A \cdot \delta_f$$

где: $\Phi(z)$ – табличный интеграл вероятности, t_A – время анализа, δ_f – разрешающая способность частотного анализа.

Рис. 5. Зависимость вероятности обнаружения от числа отсчетов



$$M_D = 10 \cdot \lg \left[\frac{V}{(1 + 2 \cdot c_{0.5}^2) - \frac{2 \cdot c_{0.5}^2}{V}} \right],$$

где: V – число интервалов наблюдения, $c_{0.5} = 0.074$ для оконной функции Кайзера-Бесселя с коэффициентом избирательности $\beta = 3$.

Рис. 6. Зависимость дисперсии оценки СПМ от числа интервалов наблюдения

Принятое распределение отсчетов исходной последовательности позволит оценить программным способом время реализации спектрального анализа с выбранным частотным разрешением.

Теоретическая оценка эффективности первичной обработки

Время анализа сигнала с априорно неизвестными параметрами лимитируется минимальным значением вероятности его обнаружения при заданной вероятности ложной тревоги [5], что иллюстрирует рис. 5.

В полосе одновременного приема 10 МГц, разбитой на 10 широкополосных частотных каналов с разрешающей способностью $\delta_f = 100$ кГц, время обнаружения радиочастотных посылок $D \geq 0.99$ при вероятности ложной тревоги $F \leq 10^{-3}$ составит порядка 10 мкс. При тех же условиях время анализа сигнала в широкой (1 МГц) полосе частотного канала, разбитой на 10 узкополосных частотных каналов с разрешающей способностью $\delta_f = 10$ кГц, составит порядка 100 мкс. Предельное время детального спектрального анализа ($\delta_f = 1$ кГц) при выявлении узкополосных сигналов составит порядка 1 мс.

Зависимость дисперсии оценки спектральной плотности мощности (СПМ) от числа обрабатываемых в каждом частотном канале отсчетов приведена на рис. 6.

Уменьшение дисперсии оценки СПМ (выигрыш по отношению c/sh на входе обнаружителя) за счет независимой обработки сигнала в узкополосных каналах с частотным разрешением 10 кГц составит не менее 12 дБ, а при реализации детального спектрального анализа дискретизированного процесса с частотным разрешением 1 кГц достигнет 20 дБ.

Заключение

1. Предложенные технические решения повысят эффективность (≥ 12 дБ) различения сигналов с большим и малым уровнем мощности, принимаемых в широкой (≥ 10 МГц) полосе.
2. Частотно-временной анализ принятого сигнала параллельно в широкополосных каналах с частотным разре-

шением 100 кГц позволит выявлять короткие (≥ 10 мкс) радиочастотные посылки импульсных сигналов.

3. Реализация в каждом широкополосном канале независимого спектрального анализа в узкополосных частотных каналах с частотным разрешением 10 кГц позволит сократить время выявления шумоподобного сигнала в полосе одновременного приема до 100 мкс.

4. Гибкость метода периодограмм, позволяющая реализовать разрешающую способность спектрального анализа по частоте 1 кГц программным путем, повысит эффективность выявления узкополосных сигналов в полосе одновременного приема.

5. Можно отказаться от Фурье-анализа, если на каждой ступени обработки ширина полосы каналов ТМ соответствует заданному частотному разрешению анализа сигнала.

Литература

1. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы -Л.: «Гостехиздат», 1963.
2. Радзиевский В.Г., Сирота А.А. Теоретические основы радиоэлектронной разведки -М.: «Радиотехника», 2004.
3. Гольденберг Л.М. Цифровая обработка сигналов. -М.: «Радио и связь», 1985.
4. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровые устройства сопряжения (трансмультимплексоны) в системах связи. – Электросвязь, 1980, №1.
5. Каргашин В.Л., Проблемы обнаружения и идентификации радиосигналов средств негласного контроля информации - М.: «Специальная техника» 2000, №4.
6. Рембовский А.М. Повышение эффективности поисковых средств автоматизированного радиомониторинга. - М.: «Специальная техника» 2003, №4.
7. Солонина А.И., Улахович Д.А., Яковлев Л.А. Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов. – СПб.: «БХВ-Петербург», 2001.
8. Цикин И. А. Дискретно-аналоговая обработка сигналов. -М.: «Радио и связь», 1982.