

2. Чувилов В.Н. Прогнозирование загрязнения атмосферы возможными аварийными выбросами сероводородсодержащего газа при строительстве скважин на Астраханском ГКМ: автореф. дис. на соиск. науч. степени канд. геогр. наук: спец. 25.00.23 «Физическая география и биогеография, география почв и геохимия ландшафтов/ В.Н. Чувилов. – А., 2002. – 10 с.
3. Чрезвычайные ситуации и экологическая безопасность в нефтегазовом комплексе Хаустов А.П., Редина М.М. [Электронный ресурс]. - Режим доступа: <http://docs.cntd.ru/document/499075302>
4. ДП «ЛІКВО» НАК «Нафтогаз України». Фотоальбом. - Харків. – 2006.
5. Строительство поглощающей скважины ПБ-407 на пильгунском участке Пильгун-Астохского НГКМ с платформы ПА-Б. Перечень мероприятий по охране окружающей среды. – ООО «ФРЭКОМ». – 2014
6. Рекомендации по тушению пожаров газовых и нефтяных фонтанов- М.: РИО ВИПТШ МВД СССР, 1976. 83с.
7. Добровольський І.В. Дослідження технічних показників устаткування для гідроабразивного відрізання обладнання з фонтануючої свердловини / І.В. Добровольський, М.М. Лях, Н.В. Федоряк, Т.М. Яцишин// Розвідка та розробка нафтових і газових родовищ. – 2017 - № 1(62). – с.35-42.
8. Добровольський І.В. Результати промислових випробувань устаткування для демонтажу пошкодженого обладнання при ліквідації відкритого нафтогазового фонтану / І.В. Добровольський // Розвідка та розробка нафтових і газових родовищ. – 2016 - № 4(61). – с.15-24.
9. Чабаяев Л.У. Предупреждение и ликвидация открытых фонтанов и пожаров на газовых скважинах: автореф. дис. на соиск. науч. степени канд. техн. наук: спец. 05.26.03 «Пожарная безопасность/ Л.У. Чабаяев. – Т., 2002. – 10 с.

Поступила 26.04.2017р.

УДК 621.37.037

Д.П.Кучеров, А.Л.Березкин, Киев

ИДЕНТИФИКАЦИОННЫЙ ПОДХОД К ОПРЕДЕЛЕНИЮ ЧАСТОТЫ РАДИОСИГНАЛА

Abstract— The article deals with method of spectral analysis of radio, which can be useful in used for receiving signals by undirected antenna. The main problem of this analysis is find the maximum of frequency of a sinusoidal oscillation when observed subject with stationary noise. In this paper, proposed iterative technique that can be used for number of frequency the greater then three.

Ключевые слова - радиосигнал; цифровая обработка; частота; максимум периодограммы; идентификация

I. ВВЕДЕНИЕ

Современное общество невозможно представить без средств передачи и приема радиосигналов. Если двадцать лет назад прием и передача

радиосигналов, в основном были связаны с общественным радио и телевидением, теперь положение радикально изменилось. Радиоприемники буквально сливались с повседневной жизнью, проникали в различные сферы деятельности. Это мобильная связь и интернет, устройства Wi-Fi, радиоуправляемые устройства, радионавигация и прочее.

В связи с этим возрастает роль средств радиоконтроля за эффективным использованием эфирного пространства. За использованием радиосредств военного и коммерческого назначения государством проводится непрерывный радиомониторинг. В зоне боевых действий осуществляется радиоразведка, которая является составной частью радиомониторинга, действующего в интересах военных.

Существует множество радиоустройств радиомониторинга. Среди них сканирующие радиоприемники, селективные микровольтметры, цифровые анализаторы спектра, панорамные радиоизмеряющие приемники. С их помощью осуществляется мониторинг радиосигналов в некоторой полосе частот, выполняемый с целью определения загруженности наблюдаемого диапазона, обнаружения паразитных излучателей, измерения напряженности поля в точке приема от разных излучателей, до определения и идентификации типа источников излучения и калибровки генераторов радиосигналов. Наиболее распространенным устройством является радиоприемник, который измеряет частоту радиосигналов.

Входной измеряемый сигнал представляет собой набор амплитуд сигналов, имеющих разные частоты. Измеряемая частота находится в диапазоне от сотен килогерц до десятков гигагерц. Точность результатов измерений зависит от погрешности метода измерения. В настоящее время достигается относительная точность измерений в интервале 10^{-3} - 10^{-4} . Существующие требования к точности радиоизмерений, по крайней мере, на порядок выше.

Современные подходы к измерению радиосигналов основаны на цифровом представлении входных сигналов. Для перекрытия широкого диапазона частот необходимо исключить из структуры панорамного приемника аналоговую обработку, а выходной сигнал приемника на промежуточной частоте преобразовывать в цифровую форму и далее обрабатывать программными методами на компьютере.

В [1] представлен эффективный метод определения диапазонов допустимой частоты дискретизации для многополосных радиочастотных сигналов. Он эффективен для использования в многодиапазонном приемнике SDR-типа. Некоторые практические реализации цифровой обработки приведены в [2]. Ряд алгоритмов для оценки частоты синусоидальных колебаний представлен в [3-8]. Как показывают исследования, поиск эффективного алгоритма для определения частоты принимаемых колебаний до конца не закончен.

В статье предлагается метод быстрого поиска частоты радиосигналов, например, путем его идентификации.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Пусть приемная измерительная система, которая содержит широкополосное устройство ввода и преобразования, обеспечивающее прием полезного сигнала $s(t)$ на фоне добавочного шума $\gamma(t)$

$$y(t) = s(t) + \gamma(t), \quad (1)$$

где $y(t)$ – входной сигнал приёмного устройства, $\gamma(t)$ – сигнал шума гауссовского типа с нулевым средним, t – интервал наблюдения сигнала, $t \in [0, T]$. Будем считать, что для сигнала $\gamma(t)$ выполняются условия

1) $\gamma(t)$ стационарный, эргодический случайный процесс с $M\{\gamma(t)\} = 0$ и $M\{\gamma^2(t)\} < \infty$;

2) вводится σ -алгебра событий F_t , порождающих $\{\gamma_s; s \leq t\}$, при этом $M\{\gamma(t) | F_\infty\} = 0$;

3) функция спектральной плотности $f(\omega)$ соответствует функции $\gamma(t)$ для частоты сигнала.

Полезный сигнал $s(t)$ характеризуется вектором параметров, среди которых наибольший интерес, для исследования, представляют амплитуда и частота. Наш подход позволяет представить сигнал $s(t)$ в виде

$$s(t) = \text{Re}\{S(t) \exp(j\varphi) \exp(j2\pi ft)\} \quad (2)$$

где $S(t)$ – мгновенное значение амплитуды сигнала в момент времени t , а f – измеренный параметр, частота приема сигнала. Предполагается, что параметры $S(t)$ и f априори неизвестны, но могут находиться в диапазоне

$$\underline{S} \leq S(t) \leq \bar{S}, \quad \underline{f} \leq f \leq \bar{f} \quad (3)$$

где границы измеряемых параметров S и f соответственно.

Предположим, что в приемнике выполняется аналоговая и цифровая обработка. Аналоговая это только предварительная обработка, которую составляют: предварительная фильтрация, усиление и понижение спектра сигналов преобразования в область промежуточных частот. Далее, этот сигнал подвергается дискретизации во времени и квантованию по уровню, то есть преобразованию в цифровую форму. Цифровая обработка состоит в получении сигнала дискретного спектра, фиксации и определения частоты приемного сигнала. Архитектура приемника показана на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема приемного устройства

Сигнал $y(t)$ после фильтрации F и аналого-цифрового преобразования в A/D-преобразователе (рис. 1) можно записать в дискретной форме

$$y[n\Delta] = s[n\Delta] + \gamma[n\Delta] \quad (2)$$

где Δ – период дискретизации, $\Delta = 1 / f_s$, f_s – частота дискретизации,

вычисляема из условия (3) по теореме Котельникова. Сигнал $s[n\Delta]$ описывается моделью гармонического сигнала

$$s[n\Delta] = U_0 + U \cos(\omega[n]\Delta + \varphi) \quad (3)$$

В (3) U_0 – средний или постоянная составляющая, U – амплитуда, φ – начальная фаза сигнала.

Преобразование из временной области в частотную, выполняемое дискретным преобразованием Фурье (ДПФ)

$$Y(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y[n] e^{-j2\pi kn/N} \quad (4)$$

В (4) N – количество точек ДПФ. Процессор определяет отсчеты с максимальной амплитудой. Обычный метод определения максимальной частоты – это максимизация квадрата (4), таким образом

$$|Y(k)|^2 = \frac{2}{N} \left| \sum_{n=0}^{N-1} y[nT] e^{-j2\pi kn/N} \right|^2 \quad (5)$$

на интервале $(0, \pi)$. Неизбежный шум приводит к ошибкам в определении частоты ω .

В этой статье рассматривается и решается проблема определения метода оценки параметра ω принятого сигнала в условиях априорной неопределенности относительно их фактических значений, приведенных в виде (3), для создания панорамного приемника.

III. ИДЕЯ АЛГОРИТМА ИДЕНТИФИКАЦИИ

Предлагаемая технология идентификации основана на идее решения рекуррентных неравенств, которая в евклидовом пространстве $\{\beta\}$ имеет общий вид

$$\eta[n] = |(a[n], \beta[n]) + \alpha[n]| \leq \varepsilon \quad (6)$$

В (6) $n = 0, 1, 2, \dots$, это число выборки из множества a , которое оценивается; β – весовой вектор, $\beta[n] \in \{\beta\}$; $(a[n], \beta)$ является точечным произведением векторов a и β ; $\alpha > 0$, $\varepsilon > 0$ – вещественные числа.

Неравенство (6) при фиксированном n определяют зоной (полосой) между двумя параллельными плоскостями в пространстве $\{\beta\}$. Полосы (6) являются априорно неизвестными. Предположим, что существует алгоритм, который по расчетному значению $\beta[n]$ отправляет векторы $a[n]$ в зону, определенную (6). Этот алгоритм называется «полосой» [9]. По дискретным значениями $a[n]$ выполняется коррекция значений вектора β , например, так

$$\beta[n] = \begin{cases} \beta[n-1], & \text{if } |\eta[n-1]| \leq \varepsilon, \\ \beta[n-1] - \lambda[n-1] \eta[n-1] |a[n-1]|^{-2} a[n-1] & \text{прочие.} \end{cases} \quad (7)$$

Если неравенство (7) выполняется, вектор $\beta[n]$ не изменяется алгоритмом, иначе вектор $\beta[n]$ проецируется на плоскость $(a[n], \beta[n]) + \alpha[n] = 0$, который расположен внутри полосы (6). Действие алгоритма (7) показано на рис. 2.

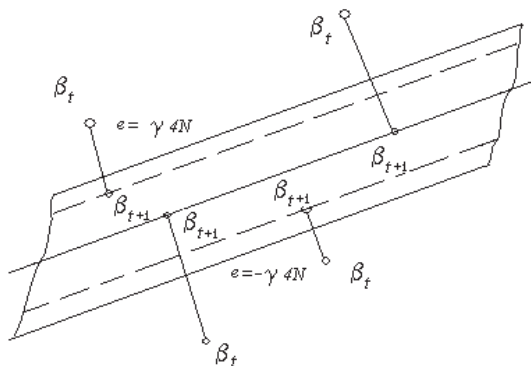


Рис. 2. Действие алгоритма "полоска"

Таким образом, алгоритм (7) с дискретным значением $a[n]$, оценочным значением $\beta[n]$, и порогом установки ε выполняет коррекцию $\beta[n]$.

IV. АЛГОРИТМ ИДЕНТИФИКАЦИИ

Рассмотрим алгоритм идентификации в виде (7), где

$$\eta[k] = |Y[k]|^2 - |Y[k-1]|^2 \quad (8)$$

Здесь $Y[n]$ является элементом из серии отсчетов последовательности частот, точкой ДПФ, коэффициент настройки

$$\beta[k] = \exp(-2\pi kn/N) \quad (9)$$

соответствует значению оценки, $a[k] = Y[k]$, и ε – достаточно малое значение. Число γ задается из интервала $0 < \lambda' \leq \lambda[k] \leq \lambda'' < 2$, чтобы удовлетворить требованию $\beta[k] > 0$. Алгоритм (7) решает следующее неравенство

$$\left| \sum_i^n (y[i], \beta[i]) - \eta[k] \right| \leq \varepsilon \quad (10)$$

В интервале $1 \leq k \leq [(N-1)/2]$. Определяемая частота определяется соотношением $\omega = N^{-1} \ln(\beta)$, которое не противоречит результатам, полученным в [3-8].

Теорема. Пусть $y(t)$ порождено (1), а $\chi(t)$ удовлетворяет условию 1) -3) (раздел II) и $0 < \omega < \pi$. При $\beta_0 \neq 0$ алгоритм

$$\beta[k] = \begin{cases} \beta[k-1], & \text{if } |\eta[k-1]| \leq \varepsilon, \\ \beta[k-1] - \lambda[k-1]\eta[k-1]/Y[k-1] & \text{прочие} \end{cases} \quad (11)$$

сходится к функции Ляпунова $V(\beta) = |\beta - \beta^*|^2$, где β^* – истинное значение искомого параметра.

Доказательство. Следует из выражений (8) – (11) и выражения $V(\beta) \leq c = const$.

V. МОДЕЛИРОВАНИЕ

Для генерации временных рядов мы использовали (2) в форме

$$s(t) = U \cos(j\omega_s t + \varphi) + n(t) \quad (12)$$

и алгоритм идентификации частоты использовали из раздела IV. В экспериментах, численные значения задавались $U = 1$, $\varphi = 0$, $f_s = 100 \text{ c}^{-1}$, время t находится в интервале наблюдения $t \in [0, T]$, где $T = m / f_s$, $m \gg 1$, рис. 3.

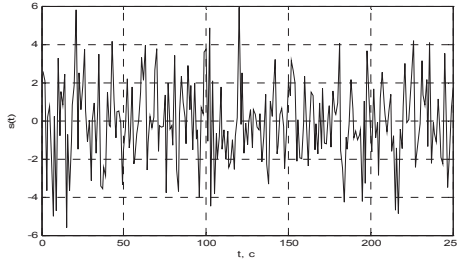


Рис. 3. Сигнал $s(t)$

Далее сигнал $s(t)$ подвергается дискретизацией с N точками. Сигнал $n(t)$ (12) представляет собой последовательность равномерных распределенных случайных чисел, которая образуется случайным генератором. Эта добавочная сумма входит в набор идентификаторов с алгоритмом (11). Параметр идентификации входного сигнала неизвестен. Пусть числа $\beta[0]=1$, $\varepsilon=0,01$, $\lambda[0]=1$, определяются на первом шаге идентификации. На этом этапе процедуры идентификации получается спектр частот, показанный на рис. 4.

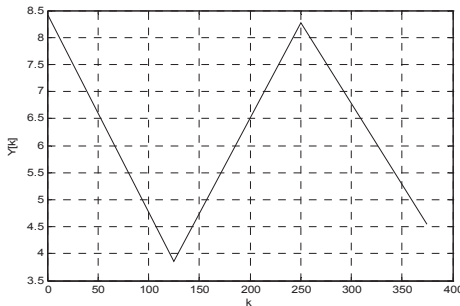


Рис. 4. Частотный спектр на первом этапе идентификации

На последнем этапе процедуры идентификации частотный спектр показан на рис. 5.

Из последнего рисунка можно установить одну основную гармонику в спектре, которая соответствует частоте искомого сигнала, и получается для ограниченного числа шагов ($k \leq 7$).

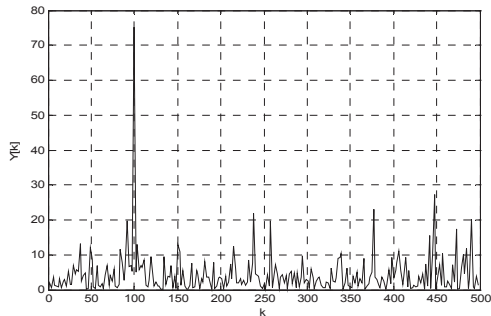


Рис. 5. Частотный спектр на последнем этапе идентификации

VI. ВЫВОДЫ

В данной работе представлен новый метод оценки частоты радиосигналов, основанный на методе идентификации. Подход рассчитан на сигналы в цифровой форме. Предлагаемый алгоритм оценки имеет тот же порядок ошибок, что и в методе наименьших квадратов с объемом выборки N , что соответствует результатам, полученным в [3-5]. Дальнейшие исследования планируется направить на изучение работоспособности алгоритма в практически реализуемых средствах радиомониторинга.

1. C.-H. Tseng, S.-C. Chou, "Direct Downconversion of Multiband RF Signals Using Bandpass Sampling", IEEE Trans. on Wireless Communications, Vol. 5, No. 1, 2006, pp. 72-76.
2. E.C. Ifeachor, B.W. Jervis, Digital Signal Processing: A Practical Approach, 2nd ed., N.Y.: Pearson Education, 2002, pp. 935.
3. E.J. Hannan, "The estimation of frequency", J. Appl. Prob., Vol. 10, No. 3, 1973, pp. 510-519.
4. B.G. Quinn, "Estimating Frequency by Interpolation Using Fourier Coefficients", IEEE Trans. Signal Processing, Vol. 42, No. 5, 1994, pp. 1264-1268.
5. B.G. Quinn, "Estimation of frequency, Amplitude, and Phase from the DFT of a Time Series", IEEE Trans. on Signal Processing, Vol. 45, No. 3, 1997, pp. 814 - 817.
6. G. K. Smyth, "Employing Symmetry Constraints for Improved Frequency Estimation by Eigenanalysis Methods", Technometrics, Vol. 42, 2000, pp. 277 - 289.
7. S. Nandi, D. Kundu, "Estimating the fundamental frequency of a periodic function", Elsevier Signal Processing, Vol. 84, 2004, pp. 653 - 661.
8. S. Nandi, D. Kundu, "An Efficient and Fast Algorithm for Estimating the Parameters of Sinusoidal Signal", Sankhya, 68(2), 2006, pp. 283 - 306.
9. D.P. Kucherov, A.M. Kozub, Adaptive Terminal Control Methods (in Russian), LAP Lambert Academic Publishing, 2013, pp. 388.

Поступила 15.03.2017г.