

# РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

УДК 681.393.3

**Е. И. АЛГАЗИН**  
**А. П. КОВАЛЕВСКИЙ**  
**В. Б. МАЛИНКИН**

Новосибирский государственный  
технический университет

Сибирский государственный  
университет телекоммуникаций  
и информатики, г. Новосибирск

## ИНВАРИАНТНАЯ СИСТЕМА ПРИ НЕЛИНЕЙНОЙ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ И НАЛИЧИИ СЛАБОЙ КОРРЕЛЯЦИИ

Синтезирована инвариантная система обработки информации на основе нелинейной обработки. Нелинейная обработка сводится к вычислению модулей информационного и обучающего сигналов. На передаче модулирующий параметр вложен в отношение модулей информационного и обучающего сигналов. Произведено сравнение количественных оценок работы такой системы с количественными показателями классической системы с амплитудной модуляцией и с характеристиками инвариантной системы на основе расширенного синхронного детектирования.

**Ключевые слова:** помехоустойчивость, инвариант, вероятность попарного перехода, отношение сигнал/шум.

### 1. Введение

В работах [1 – 5] исследовались инвариантные системы передачи информации, которые имеют различные вероятности попарного перехода.

Следует отметить, что указанные выше инвариантные системы имеют существенно лучшие характе-

ристики по сравнению с классическими системами амплитудной модуляции при комплексном воздействии помех.

Выигрыш в помехоустойчивости инвариантных систем объясняется тем, что модулирующий параметр вложен в отношение энергий информационного и обучающего сигналов.

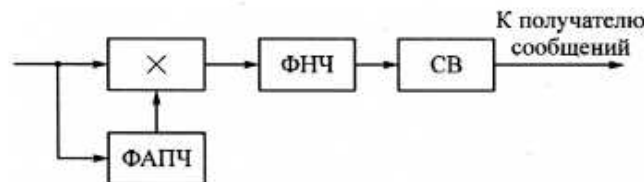


Рис. 1. Структурная схема инвариантной системы передачи информации  
ФАПЧ – устройство фазовой автоподстройки частоты; ФНЧ – фильтр нижних частот; СВ – специализированный вычислитель

Однако следует отметить, что поиски построения подобных инвариантных систем не прекращаются. Данная статья посвящена дальнейшему исследованию характеристик инвариантной системы при использовании нелинейной обработки сигналов.

## 2. Постановка задачи

Имеется канал связи, ограниченный частотами  $f_n$  и  $f_p$ . Временную динамику каналов с переменными параметрами можно условно разбить на интервалы стационарности, а затем рассматривать прием информационного и обучающего сигналов в пределах выделенных интервалов стационарности. Внутри выделенных интервалов стационарности действие мультипликативной помехи описывается постоянством коэффициента передачи  $k(t)$  на определенной частоте. Алгоритм приема определяется несущей частотой, задаваемой как средняя частота канала, амплитуда которой промодулирована поднесущей.

Каждый передаваемый блок будет содержать информационную часть и последовательность обучающих сигналов  $S_{об}$ . При этом количество элементов информационной последовательности, отнесенное к количеству элементов обучающей последовательности равно

$$N_{инф} : N_{об} = \frac{2}{3} : \frac{1}{3}.$$

Из-за изменения параметров канала связи на информационные и обучающие сигналы воздействует аддитивная помеха.

## 3. Решение поставленной задачи

На приемной стороне обучающие сигналы усредняются и используются для демодуляции информационной части блока и для уменьшения влияния аддитивных шумов канала связи.

На рис. 1 представлена структура приемной части инвариантной относительной амплитудной модуляции. Такая структура содержит синхронный детектор (умножитель, ФАПЧ и ФНЧ) и специализированный вычислитель.

В силу того, что мультипликативная помеха одинаково воздействует на обе части каждого передаваемого блока, то алгоритм демодуляции сигналов приема, с учетом выбранного способа обработки сигналов, будет заключаться в вычислении оценки инварианта.

Поскольку используется нелинейный квадратичный алгоритм в вычислении оценки инварианта, то справедливо следующее соотношение

$$INV^* = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^N (k \cdot INV_I \cdot S(i) + \xi(i))^2}}{\sqrt{\frac{1}{L} \sum_{m=1}^L \sum_{j=1}^N (k \cdot S_{об} \cdot S(j) + \eta(m, j))^2}} S_{об}. \quad (1)$$

В числителе выражения (1) представлен корень из суммы  $N$  квадратов мгновенных отсчетов сигнала информационной посылки. Информационный сигнал образован поднесущей вида

$$S(i) = A \sin(2\pi f_n \cdot \Delta t \cdot i),$$

где  $A$  – амплитуда;  $f_n$  – частота колебаний поднесущей;  $\Delta t$  – интервал дискретизации и представляет собой выражение

$$C(i) = k \cdot INV_I \cdot S(i) + \xi(i),$$

где  $k \cdot INV_I \cdot S(i)$  – мгновенный отсчет сигнала информационной части блока, поступающего из канала;  $\xi(i)$  – отсчеты аддитивной помехи, распределенные по нормальному закону;  $k$  – коэффициент передачи канала связи на интервале стационарности.

В знаменателе выражения (1) представлен корень из суммы  $N$  квадратов мгновенных отсчетов сигнала обучающей посылки, образованного поднесущей

$$G(m) = k \cdot S_{об} \cdot S(i) + \eta(m, j),$$

где  $\eta(m, j)$  – помеха в  $m$ -ой реализации обучающего сигнала, распределенная по нормальному закону;  $k \cdot S_{об} \cdot S(i)$  – мгновенный отсчет сигнала обучающей части блока, поступающего из канала;  $L$  – количество накоплений  $G(m)$ .

Без ограничения общности полагаем, что  $S_{об} = 1$ . Если  $S_{об} \neq 1$ , то все исходные параметры, а именно  $INV_I$  и  $\sigma_\xi$  (среднеквадратическое отклонение помехи  $\xi(i)$ ,  $\eta(m, j)$ ) можно масштабировать на величину  $S_{об}$ .

Тогда формула (1) с учетом введенных ограничений переписывается в виде:

$$INV^* = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^N (k \cdot INV_I \cdot S(i) + \xi(i))^2}}{\sqrt{\frac{1}{L} \sum_{m=1}^L \sum_{j=1}^N (k \cdot S(j) + \eta(m, j))^2}} = \frac{A}{B}, \quad (2)$$

где переменные описаны выше.

Будем полагать, что случайные величины  $\xi(i)$  и  $\eta(m, j)$  одинаково распределены по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и дисперсией  $\sigma_\xi^2$ . Кроме того, предполагается, что в каждом блоке зависимы только соседние случайные величины. Тогда

$$\text{corr}(\xi(i), \xi(i-1)) = \text{corr}(\eta(m, j), \eta(m, j-1)) = R,$$

где  $R$  – коэффициент корреляции.

Все остальные случайные величины, входящие в каждый принимаемый блок, будут независимыми. Для реализации этой модели необходимо, чтобы

$$|R| \leq 1/\sqrt{2}.$$

Действительно, если  $\xi(1), \xi(2), \xi(3)$  имеют стандартное нормальное распределение  $E\xi(1)\xi(2)=r, E\xi(2)\times\xi(3)=r, E\xi(1)\xi(3)=0$ , то

$$\begin{aligned}\xi(1) &= r\xi(2) + \sqrt{1-r^2}\psi_1, \\ \xi(3) &= r\xi(2) + C_1\psi_1 + C_2\psi_2,\end{aligned}$$

где  $C_1, C_2$  — константы, а  $\psi_1, \psi_2$  независимы и имеют стандартное нормальное распределение. Но

$$E\xi(1)\xi(3) = r^2 + C_1\sqrt{1-r^2} = 0,$$

то есть

$$C_1 = -\frac{r^2}{\sqrt{1-r^2}}, \quad E(\xi(3))^2 = r^2 + C_1^2 + C_2^2 = 1.$$

Следовательно,

$$r^2 + C_1^2 \leq 1, \quad r^2 + \frac{r^2}{1-r^2} \leq 1, \quad r^2(1-r^2) + r^4 \leq 1-r^2,$$

$$r^2 \leq 1-r^2, \quad 2r^2 \leq 1, \quad r^2 \leq 1/2, \quad |r| \leq 1/\sqrt{2}.$$

Воспользуемся известным подходом оценки вероятности попарного перехода, описанным формулой средней вероятности [6]

$$P_{\text{пер}} = P_1 \int_0^{z_p} W_1(z) dz + P_i \int_{z_p}^{\infty} W_1(z) dz, \quad (3)$$

где  $P_{\text{пер}}$  — вероятность перехода  $INV_i$  в  $INV_j$  и наоборот;  $P_i$  — вероятность появления  $INV_i$ ;  $P_j$  — вероятность появления  $INV_j$ . Первый интеграл — вероятность появления  $INV_j$ , когда послан  $INV_i$ . Второй интеграл — вероятность появления  $INV_i$ , когда послан  $INV_j$ ;  $z_p$  — пороговое значение, необходимое для вычисления  $P_{\text{пер}}$ ; при известных  $P_i$  и  $P_j$  оно определяется с помощью наилучшей байесовской оценки путем минимизации  $P_{\text{пер}}$  по  $z_p$ . При неизвестных  $P_i$  и  $P_j$  выбираем  $P_i = P_j = 0,5$ .

Из анализа (3) видно, что для вычисления  $P_{\text{пер}}$  необходимо знать аналитические выражения  $W_1(z)$  и  $W_j(z)$  плотности вероятности оценки инварианта.

На основании выражения (2) вычислим математические ожидания и дисперсии случайных величин  $A$  и  $B$ . Математическое ожидание числителя будет равно [7]:

$$m_A = \sum_{i=1}^N (k^2 INV_i^2 S(i)^2 + \sigma^2). \quad (4)$$

Математическое ожидание знаменателя будет равно [7]:

$$m_B = \sum_{i=1}^N (k^2 S(i)^2 + \sigma^2). \quad (5)$$

Дисперсия числителя будет равна [7]:

$$D_A = 4k^2 INV_i^2 \sigma^2 \sum_{i=1}^N S^2(i) + 2N\sigma^4 + 8 \sum_{i=1}^{N-1} k^2 INV_i^2 S(i)S(i+1)\sigma^2 R + 4(N-1)R^2\sigma^2. \quad (6)$$

Дисперсия знаменателя будет равна [7]:

$$D_B = \frac{1}{L} \left( 4k^2 \sigma^2 \sum_{i=1}^N S^2(i) + 8k^2 \sigma^2 R \sum_{i=1}^{N-1} S(i)S(i+1) + \right.$$

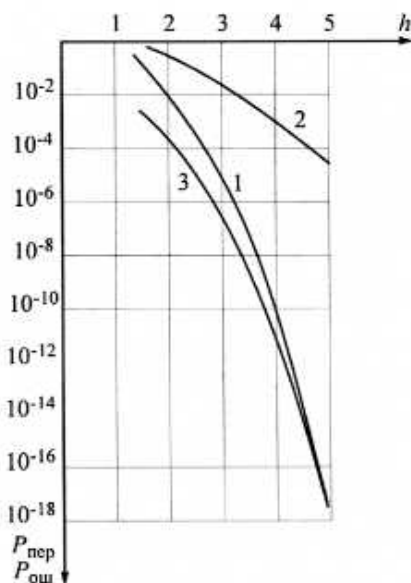


Рис. 2. Помехоустойчивость инвариантной системы при отсутствии мультипликативной помехи и  $INV_i = 1; INV_i = 2; 3; 4; 5; 6; 7$ :

Кривая 1 — вероятность попарного перехода при слабой корреляции отсчетов шума и нелинейной обработке отсчетов сигнала.

Кривая 2 — вероятность ошибки классической АМ.  
Кривая 3 — вероятность попарного перехода при некоррелированности отсчетов шума и использовании расширенного синхронного детектора

$$+ 2N\sigma^4 + 4(N-1)R^2\sigma^4 \Big). \quad (7)$$

Расчет частного двух случайных величин производится по нижеприведенной формуле [7]:

$$W(z) = \int_{-\infty}^{\infty} 2z \frac{1}{2\pi\sigma_A\sigma_B} e^{-\frac{(z^2x-m_A)^2}{2\sigma_A^2}} e^{-\frac{(x-m_B)^2}{2\sigma_B^2}} |x| dx, \quad (8)$$

где  $\sigma_A$  и  $\sigma_B$  определяются выражениями (6) и (7),  $m_A$  и  $m_B$  определяются выражениями (4) и (5).

Следует отметить, что в формуле (3) при расчете  $W_1(z)$  используется  $INV_i$ , а при расчете  $W_j(z) = INV_j$ . Значение вероятности попарного перехода  $P_{\text{пер}}$  находилось методом численного интегрирования. Число накоплений с усреднениями равно 40.

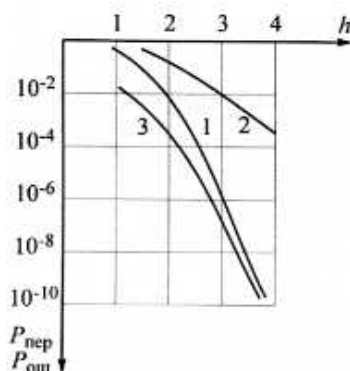
Полученные данные ограничены первыми шестью парами сравниваемых инвариантов, когда  $INV_i = 1, INV_i = 2; 3; 4; 5; 6; 7$ .

Вероятность попарного перехода вычислялась при значениях  $h$  — отношения сигнал/шум, которое находилось по формуле, определяемой отношением мощности сигнала к мощности шума

$$h^2 = \frac{k^2 INV_i^2 \sigma}{N\sigma_\xi^2}.$$

Пороговые значения  $z_p$  отыскивались минимизацией  $P_{\text{пер}}$  в формуле (3). Для  $k=1, R=0,3$  и  $INV_i=1; INV_i=2; 3; 4; 5; 6; 7$  вычисления дают  $z_p=0,477; 1,272; 1,535; 1,732; 1,906; 2,058$ . Для  $k=0,7, R=0,3$  и  $INV_i=1; INV_i=2; 3; 4; 5; 6; 7$  вычисления дают  $z_p=0,472; 0,941; 1,265; 1,588; 1,600; 1,798$ .

Особенностью любой инвариантной системы, основанной на принципе инвариантной относительной



**Рис. 3. Помехоустойчивость инвариантной системы при наличии мультипликативной помехи и  $k=0,7$ ;  $INV_1=1$ ;  $INV_2=2$ ; 3; 4; 5; 6; 7:**  
**Кривая 1** – вероятность попарного перехода при слабой корреляции отсчетов шума и нелинейной обработке отсчетов сигнала.  
**Кривая 2** – вероятность ошибки классической АМ.  
**Кривая 3** – вероятность попарного перехода при некоррелированности отсчетов шума и использовании расширенного синхронного детектора

амплитудной модуляции, является то, что по каналу передаются амплитудно-модулированные сигналы, образованные  $INV_1$  и  $S_{об}$ .

Передача этих сигналов обеспечивается на основе классических алгоритмов обработки информации и имеет невысокую помехоустойчивость, и только после обработки этих сигналов в соответствии с алгоритмом частного по выражению (2), получаем оценку инварианта, по сути, являющуюся числом, а не сигналом.

Кривая 2 на рис. 2 и рис. 3 соответствует вероятности ошибки  $P_{ош}$  в классических системах, являющейся аналогом вероятности попарного перехода и рассчитывающейся по известным формулам [6].

Как видно из рис. 2 и рис. 3, вероятность попарного перехода в инвариантной системе определяется величинами ( $10^{-1}+10^{-10}$ ). При тех же значениях сигнал/шум вероятность ошибочного приема единичного символа в классических системах лежит в пределах ( $10^{-1}+10^{-3}$ ).

#### 4. Выводы

Проведенный анализ показывает, что инвариантная система передачи информации при наличии аддитивной помехи с некоррелированными отсчетами обладает высокой помехоустойчивостью. Вероятность ошибки классического алгоритма с амплитудной модуляцией как минимум на два порядка больше вероятности попарного перехода в инвариантной системе.

Хотелось бы подчеркнуть, что система с нелинейной обработкой существенно проще в реализации по сравнению с инвариантными системами, разработанными авторами ранее [1–5]. Упрощение состоит в том, что в разработанном выше алгоритме не требуется расширенного синхронного детектирования.

Поэтому данную систему можно использовать в телекоммуникационных системах, системах телеуправления и других системах, предъявляющих высокие требования к помехоустойчивости. Рекомендуется использовать полученные результаты в производственной деятельности НИИ электронного приборостроения г. Новосибирска.

#### Библиографический список

1. Алгазин, Е.И. Оценка помехоустойчивости инвариантной системы обработки информации при некогерентном приеме / Е.И. Алгазин, А.П. Ковалевский, В.Б. Малинкин // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. академика М.Ф. Решетнева : сб. науч. тр. – Красноярск : СибГАУ. – 2008. – Вып. 2 (19). – С. 38–41.
2. Алгазин, Е.И. Сравнительный анализ способов повышения помехоустойчивости инвариантной системы обработки информации / Е.И. Алгазин, А.П. Ковалевский, В.Б. Малинкин // Материалы IX Международной конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения». АПЭП – 2008, Новосибирск, 24–26 сентября. – 2008. – С. 17–19.
3. Алгазин, Е.И. Помехоустойчивость инвариантной относительной амплитудной модуляции / Е.И. Алгазин, А.П. Ковалевский, В.Б. Малинкин // Материалы IX Международной конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения». АПЭП – 2008, Новосибирск, 24–26 сентября. – 2008. – С. 20–23.
4. Алгазин, Е.И. Инвариантная система обработки информации при некогерентном приеме и ее количественные характеристики / Е.И. Алгазин, А.П. Ковалевский, В.Б. Малинкин // Материалы IX Международной конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения». АПЭП – 2008, Новосибирск, 24–26 сентября. – 2008. – С. 13–16.
5. Малинкин, В.Б. Инвариантный метод анализа телекоммуникационных систем передачи информации / В.Б. Малинкин, Е.И. Алгазин, Д.Н. Левин, В.Н. Попантопуло : монография. – Красноярск, 2006. – 140 с.
6. Теплов, Н.А. Помехоустойчивость систем передачи дискретной информации / Н.А. Теплов. – М. : Связь, 1964. – 359 с.
7. Левин, Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б.Р. Левин. – 3-е изд. – М. : Радио и связь, 1989. – 654 с.

**АЛГАЗИН Евгений Игоревич**, кандидат технических наук, старший преподаватель кафедры общей электротехники Новосибирского государственного технического университета.

Адрес для переписки: e-mail: nat\_gus@ngs.ru

**КОВАЛЕВСКИЙ Артём Павлович**, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры высшей математики Новосибирского государственного технического университета.

Адрес для переписки: e-mail: pandorra@ngs.ru

**МАЛИНКИН Виталий Борисович**, доктор технических наук, профессор кафедры многоканальной электросвязи и оптических систем Сибирского государственного университета телекоммуникаций.

Адрес для переписки: e-mail: mvb@sibsutis.su

Статья поступила в редакцию 21.09.2009 г.

© Е. И. Алгазин, А. П. Ковалевский, В. Б. Малинкин



## КРИТЕРИИ ОЦЕНКИ И РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ТЕРРИТОРИАЛЬНО СОВМЕЩЕННЫХ КОРОТКОВОЛНОВЫХ РАДИОУЗЛОВ

Приводятся результаты определения критериев оценки электромагнитной совместимости (ЭМС), разработки инженерных методик оценки ЭМС и применения единых методик экспериментальной проверки обеспечения ЭМС опытного образца (фрагмента) территориально совмещенного радиоузла.

**Ключевые слова:** территориально совмещенные радиоузлы, электромагнитная обстановка, методика экспериментальной проверки.

Одним из направлений разработки коротковолновых (КВ) радиоузлов, обеспечивающим повышение технико-экономических показателей при создании новых и модернизации действующих КВ радиоузлов (РУ) с малым и средним количеством каналов приема/передачи информации, является построение КВ РУ на основе территориального совмещения приемных и передающих радиостанций [1, 2].

Однако такое построение РУ приводит к ухудшению показателей их электромагнитной обстановки (ЭМО) на размещаемой территории и необходимости на начальных стадиях проектирования РУ определения критериев оценки ЭМС технических средств РУ, разработки инженерных методик оценки показателей ЭМО на основе анализа математических моделей РУ и применения единых методик экспериментальной проверки достаточности принятых мер обеспечения ЭМС технических средств РУ на этапах предварительных и государственных испытаний опытных образцов (фрагментов) РУ [2–4].

Цель работы – для варианта территориально совмещенного (ТС) КВ РУ определить критерии оценки ЭМС, разработать инженерные методики оценки показателей ЭМО и единые методики экспериментальной проверки достаточности принятых мер обеспечения ЭМС технических средств опытных образцов РУ.

### Критерии оценки ЭМС

Достаточность мер по обеспечению ЭМС технических средств для большинства решаемых задач (в том числе для ТРС РУ) определяется величиной коэффициента (показателя)  $K_{\phi}(\alpha_1, \alpha_2, \dots; \beta_1, \beta_2, \dots) \in \{0...1\}$  сохранения качества функционирования системы РУ в целом при воздействии непреднамеренных электромагнитных помех (НЭМП). Величина коэффициента  $K_{\phi}(\alpha_1, \alpha_2, \dots; \beta_1, \beta_2, \dots)$  определяется качеством функционирования отдельных радиоэлектронных средств (РЭС), каждое из которых характеризуется некоторой совокупностью парамет-

ров  $(\alpha_1, \alpha_2, \dots; \beta_1, \beta_2, \dots)$ , где  $(\alpha_i, \beta_j) \in \{0...1\}$  – локальные нормированные параметры ЭМС. Значения локальных параметров ЭМС, как это показано в [3, 4], характеризуются монотонной функциональной зависимостью от величины отношения мощностей (напряжений) сигнал/(помеха + шум) на входе приемника (радиоприемного устройства (РПУ) из состава РУ), т.е. от отношения  $S/(P + \Sigma)$ . Из числа локальных параметров ЭМС РЭС  $(\alpha_i, \beta_j)$ , количество которых превышает пятьдесят наименований [4], для разработки инженерных моделей ЭМО, обеспечивающих адекватную оценку ЭМО РУ, необходимо выбрать их минимальное количество.

Оценка ЭМО ТС РУ, проведенная на основе анализа разработанной модели, заканчивается принятием решения бинарного типа («да», «нет») о пригодности технических средств РУ к совместному функционированию:

– при значениях локальных нормированных параметров  $(\alpha_i, \beta_j) < 1$  и при значениях коэффициента  $K_{\phi}(\alpha_1, \alpha_2, \dots; \beta_1, \beta_2, \dots) < 1$  выносится решение «да», т.е. качество функционирования РУ находится в допустимых пределах;

– при значениях локальных нормированных параметров  $(\alpha_i, \beta_j) \geq 1$  и при значениях коэффициента  $K_{\phi}(\alpha_1, \alpha_2, \dots; \beta_1, \beta_2, \dots) \geq 1$  выносится решение «нет», т.е. снижение качества функционирования РУ является недопустимым.

Значения локальных параметров  $(\alpha_i, \beta_j)$  определяются взвешенным значением параметра ЭМС при воздействии НЭМП  $(A_i, B_j)$  относительно номинальных  $(A_{0i}, B_{0j})$ , характеризующих технические средства из состава РУ при отсутствии воздействия НЭМП и определяемых техническими условиями на эти технические средства:

$$\alpha_i = (A_i \cdot a_i) / (A_{0i}), \quad (1)$$

$$\beta_j = (B_j \cdot b_j) / (B_{0j}), \quad (2)$$

где  $(A_i, B_j)$  – значения локальных параметров ЭМС технических средств при воздействии НЭМП;

$a_i, b_j$  — весовые коэффициенты, учитывающие значения параметров ЭМС (суммарная мощность сигналов, излучаемых радиопередающими устройствами — РПДУ РУ; количество РПДУ в составе РУ; возможности по размещению на местности комплексов приемных и передающих антенн из состава РУ и т.д.);  $i=1, 2, \dots, I; j=1, 2, \dots, J; I+J=N$ .

Значение  $K_\Phi(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \beta_1, \beta_2, \dots)$  определяется как значение средневзвешенного показателя функционирования

$$K_\Phi(\alpha_1, \alpha_2, \dots, \beta_1, \beta_2, \dots) = (1/N) \left[ \sum_{i=1}^I (\alpha_i + \beta_i) \right], \quad (3)$$

где  $i=1, 2, \dots, I; j=1, 2, \dots, J; N=I+J$ .

Практика разработки уточненных моделей ЭМО РУ различного типа [5, 6] подтвердила результаты исследований [7], из которых следует, что для всей совокупности НЭМП, поступающих на вход РПУ из состава РУ, до 84 % случаев снижения качества функционирования (с учетом отсутствия в перспективных цифровых РПУ побочных каналов приема [8]) связано с НЭМП шумового характера и блокирующими сигналами гармонического характера.

Наиболее значимыми параметрами ЭМС, согласно [5, 6, 7], являются:

- уровень (суммарный уровень) шумовой компоненты неосновного излучения РПДУ (группировки РПДУ), поступающей в РПУ по основному каналу приема (ОКП)  $P'$ ;

- уровень блокирующей помехи (совокупности помех) основного излучения РПДУ (группировки РПДУ)  $N'_i$  гармонического характера, отстроенной (отстроенных) на величину (величины)  $\Delta f_k$  от частоты настройки ОКП РПУ ( $k=1, 2, \dots$  — количество РПДУ в составе РУ);

- коэффициент развязки антенн (КРА) источника и приемника (приемника) сигналов НЭМП  $b$  [дБ] (или коэффициент затухания сигнала НЭМП на трассе взаимодействия  $r_{\text{ном}}$  антенн источника и приемника  $L_x$  [дБ]).

С учетом изложенного выше и практики разработки моделей ЭМО значения локальных параметров ЭМС  $P'$  и  $N'_i$ , определяющие значение показателя сохранения качества функционирования РУ, аналитически могут быть определены следующими выражениями [4, 5]:

$$P' [\text{дБм}] = P_c [\text{дБм}] - (6 \dots 10) \text{ дБ}, \quad (4)$$

$$N'_i [\text{дБм}] = N_i [\text{дБм}] - 3 \text{ дБ}, \quad (5)$$

где  $P_c$  [дБм] — уровень сигнала на входе РПУ, поступающего от радиоабонента (для КВ трасс протяженностью (1500...3000) км  $P_c$  = минус (85...89) дБм ( $U_c = 15,3 \dots 9,7$  мкВ) для  $P_T = (46 \dots 60)$  дБм [5];  $P_T$  — уровень сигнала на выходе РПДУ радиоабонента); в условиях ЭМО с низким уровнем НЭМП шумового характера  $U_c = E_{\text{ч тлф}} = (3,85 \dots 5,4)$  мкВ в полосе  $\Delta F = 3,1$  кГц;  $E_{\text{ч тлф}}$  — чувствительность РПУ в телефонном канале в соответствии с требованиями ГОСТ Р 52016-2003 к РПУ 1-го класса; прогнозируемое нормированное значение  $\alpha_i(P) = (0,251 \dots 0,1)$ ;  $\alpha_i = 1$ ;  $N_i$  [дБм] — уровень восприимчивости по блокированию РПУ вне полосы ОКП для различных значений отстройки по частоте (для РПУ 1-го класса: ГОСТ Р 52016-2003  $N_i = 150$  дБ·мкВ (41,25 дБм;  $R_{\text{н рпу}} = 75$  Ом) при отстройках  $\Delta f_k \geq \pm 10$  % от частоты настройки РПУ  $f_r$ ); прогнозируемое нормированное значение  $\beta_i(N_i) = \beta_2(N_i) = 0,5$ ;  $b_i = 1,0$ .

Величина средневзвешенного показателя качества функционирования (для  $k=2$ ) принимает значение  $K_\Phi(\alpha_i, \beta_i) = (0,417 \dots 0,366)$ .

## Результаты экспериментальных исследований

Проведение вычислительного эксперимента с использованием разработанных ранее моделей ЭМО [5] и методик оценки показателей ЭМО на этапе проведения аванпроекта ОКР по разработке фрагмента ТС РУ позволило обосновать весьма жесткие требования к параметрам разрабатываемых составных частей РУ:

- относительную спектральную плотность мощности шумов при номинальном значении выходной мощности основного колебания РПДУ не более минус 190 дБ/Гц при отстройке на  $\pm 10$  % от значения частоты сигнала основного колебания (в опытных образцах РПДУ фрагмента РУ получена величина относительной спектральной плотности мощности шумов минус 186 дБ/Гц);

- ЭДС блокирующей помехи гармонического характера на входе полнодоступного коммутатора приемных антенн (КПРА), вызывающей компрессию сигналов на 3 дБ, должна быть не менее 6 В;

- динамический диапазон КПРА по интермодуляции 2-го порядка относительно 1 мкВ ЭДС должен обеспечиваться не менее 105 дБ, по интермодуляции 3-го порядка — не менее 110 дБ.

Оценка КРА (или  $L_x$ ) расчетным путем может быть получена, как это отмечено в [8], с помощью комплекса программ, значительный объем входных данных которого отражает геометрию излучателей, функции возбуждения излучателей, количество узлов сетки на каждом излучателе, параметры подстилающей поверхности (грунта) под трассой распространения сигнала НЭМП и так далее. В [5, 6] приведены примеры разработки и практического использования инженерной оценки модели  $L_x$  для различных вариантов реализации РУ (ТС — в том числе), разработанной на основе работ А. Зоммерфельда, М.В. Шулейкина, А.Н. Щукина. Результаты [9] подтвердили возможность корректной оценки  $L_x$ , определенного на основании формулы Шулейкина — Ван-дер-Поля на расстояниях  $r_{\text{ном}} \geq \lambda_p / (2\pi)$ , что для рабочей частоты  $f_p > 1,5$  МГц составляет расстояние  $r_{\text{ном}} \geq 31,8$  м ( $\lambda_p$  — длина волны сигнала с частотой  $f_p$ ).

Практическое определение величины КРА образцов (опытных образцов) приемных и передающих антенн из состава ТС РУ, размещенных на местности в соответствии с нормативными монтажными документами, достаточно просто может быть измерено селективными микровольтметрами, например, типа SMV-11. Микровольтметры этого типа имеют в своем составе калиброванный перестраиваемый совместно с измерительным трактом по частоте генератор сигналов  $G$  с величиной ЭДС выходного сигнала  $E_g = 200$  мВ ( $R_g = 50$  Ом). При условии, что нагрузкой приемной антенны является входное сопротивление КПРА из состава ТС РУ с активным входным сопротивлением  $R_{\text{кпра}} = 75$  Ом, входное сопротивление измерительного тракта SMV-11 нормируется включением в измерительный тракт трансформатора сопротивлений «75/50 Ом». Тогда КРА  $b$  [дБ] определится выражением

$$b [\text{дБ}] = 10 \lg \left\{ \frac{E_g^2 \cdot R_{\text{ат}} \cdot R_{\text{н}}}{U_{\text{н}}^2 \cdot [R_g + R_{\text{ат}}]^2 + X_{\text{ат}}^2} \right\}, \quad (6)$$

где  $E_g$  — ЭДС генератора, В;

$U_H$  — напряжение, измеренное микровольтметром на выходе последовательно включенных приемной антенны и трансформатора сопротивлений, В;  
 $R_F$  — выходное сопротивление генератора;  
 $R_{AT}$ ,  $X_{AT}$  — значения активного и реактивного сопротивлений передающей антенны на частоте измерения, Ом;  
 $R_H$  — значение входного сопротивления микровольтметра, Ом (в нашем случае  $R_H=50$  Ом).

Следует отметить, что величина КРА, измеренная в реальных (так, как это изложено выше) условиях, учитывает такие сложные для теоретической оценки параметры КВ антенно-фидерных трактов, как КПД приемных  $\eta_{AR}$  и передающих  $\eta_{AT}$  антенн для конкретных значений параметров подстилающей поверхности под трассой их взаимодействия, КНД передающих  $D_{AT}$  и приемных  $D_{AR}$  антенн из состава ТС РУ по направлению их взаимодействия (как источника и рецептора НЭМП).

Методика экспериментальной оценки ЭМС опытных образцов РУ должна обеспечивать минимизацию погрешностей измерения локальных параметров, основными из которых являются:

- погрешность измерения  $\delta_1$  величины  $P'$ , обусловленная влиянием несистемных сигналов НЭМП, поступающих на приемную антенну рецептора (РПУ) от удаленных источников (станционных помех в т. ч.);
- погрешность измерения  $\delta_2$  величины  $P'$ , обусловленная значительным превышением допустимого

уровня входного сигнала измерительного микровольтметра, определяемого суммой мощных гармонических сигналов основного излучения РПДУ из состава РУ.

Разработанные и апробированные в ходе экспериментальных исследований ЭМС технических средств фрагмента ТС РУ методики измерения значений параметров  $P'$  и  $N'_i$  обеспечили корректность измерений при суммарной мощности РПДУ, подводимой к передающим антеннам  $P_{\Sigma} > 2$  кВт и минимальных расстояниях между комплектами приемных и передающих антенн при их размещении на местности 80...120 м. В цепь измерительного тракта при этом включались аттенюаторы с номиналами «минус 10 дБ» и «минус 20 дБ», а также полосно-пропускающие фильтры (ППФ), средние частоты полос пропускания которых совпадали со значениями частот измерения  $f_{изм}$  параметра  $P'$  ( $f_{изм} = 0,9f_{р\text{тм}}; f_{изм} = 1,1f_{р\text{тм}}; m = 1, 2, \dots; f_{р\text{тм}}$  — значения рабочих частот основных излучений РПДУ из состава РУ). К параметрам ППФ были предъявлены требования по ослаблению уровня мощных помех, отстроенных от значений  $f_{изм}$  на величины  $> \pm 0,1f_{р\text{тм}}$  до минус 52...68 дБ. Такой вариант схемы измерительного тракта обеспечил возможность измерения значений КРА до величины минус 195...200 дБ.

При обработке результатов измерений параметров  $P'$  и  $N'_i$  должны быть учтены:

- коэффициенты ослабления ППФ на частотах  $f_{изм}$  (изменяются от 0,812 (минус 1,8 дБ) до 0,55 (минус 5,2 дБ);

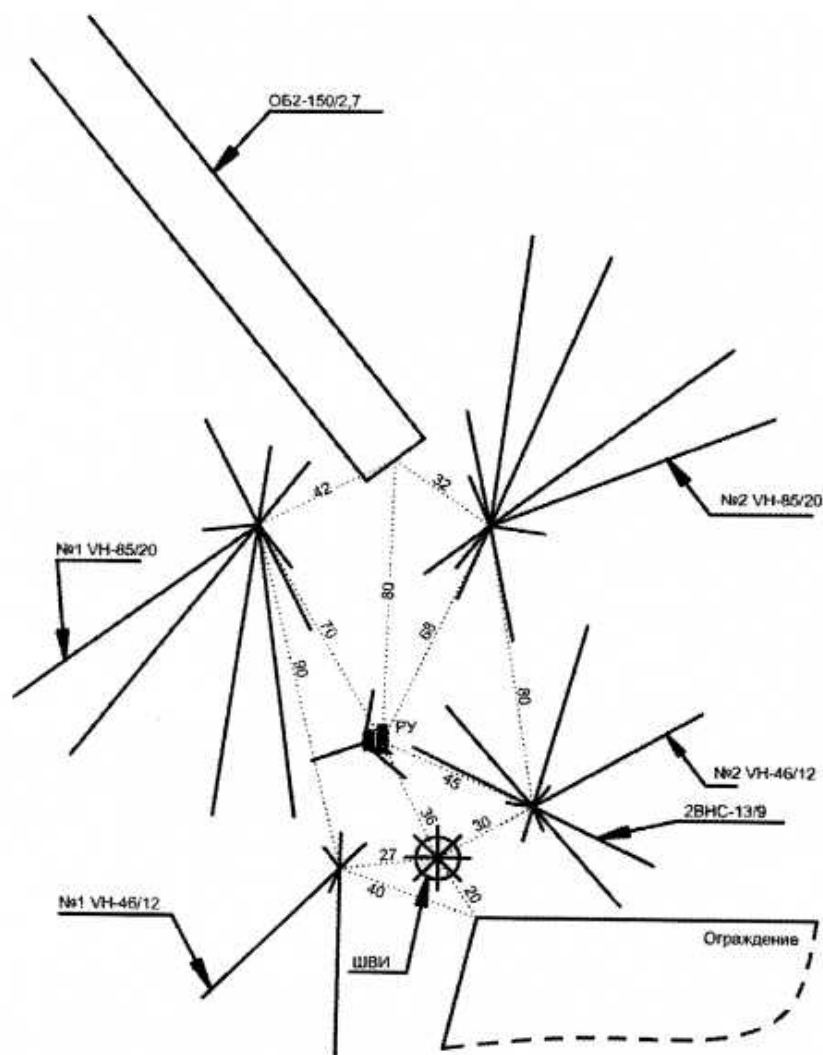


Рис. 1. Вариант размещения на местности фрагмента радиоузла



— разница полос пропускания селективного микровольтметра ( $\Delta F_{\text{изм}} = 0,2/1,7$  кГц) и полосы пропускания ОКП РПУ, согласованной с занимаемой полосой частот сигнала принимаемого класса излучения (или установленной нормативными документами);

— коэффициент ослабления аттенюатора, включаемого в измерительный тракт при измерении суммарного уровня сигнала НЭМП основных излучений РПДУ из состава РУ.

Вариант размещения на местности технических средств фрагмента РУ при проведении экспериментальных исследований показан на рис. 1, на котором цифрами над пунктирными линиями обозначены расстояния между антеннами.

При проведении эксперимента в качестве приемных антенн использовались опытные образцы антенн типа ВН, ВН и сдвоенная антенна бегущей волны типа ОБ2, а в качестве передающих антенн использовались антенны типа ВН, 2ВНС, а также антенна типа «штыревой вертикальный излучатель» (ШВИ) [10].

Натурные измерения значений параметров ЭМС фрагмента ТРС радиоузла проводились при следующих условиях:

— подстилающая поверхность в месте размещения антенн из состава ТРС РУ по своим характеристикам аналогична грунтам болотистого типа;

— средний уровень внешних НЭМП шумового характера в месте размещения РУ — низкий, что обусловило принятие в качестве нормативной величины значение  $U_c = E_{\text{ч.тлф}} = 3,85$  мкВ в полосе  $\Delta F = 3,1$  кГц;  $E_{\text{ч.тлф}}$  — чувствительность РПУ в телефонном канале; — мощность сигнала, подводимая к входам каждой передающей антенны,  $P_{\text{тл.2}} \geq 1000$  Вт.

Экспериментальные измерения параметров ЭМС фрагмента РУ показали достаточность принятых мер по обеспечению ЭМС разработанных технических средств фрагмента РУ:

— максимальное значение уровня блокирующей помехи на выходе приемной антенны № 2 при одновременной работе двух РПДУ не превысило величины  $U' \leq 1,9$  В, что в 1,58 раза меньше допустимого уровня блокирующей помехи на входе КПрА;

— суммарный уровень сигнала НЭМП шумового характера на выходе приемной антенны № 2 в диапазоне рабочих частот изменялся в пределах  $U' = (0,35...1,99)$  мкВ, что в ряде случаев превышало допустимый уровень сигнала НЭМП шумового характера ( $U'_{\text{дон}} \leq 1,79$  мкВ).

Коррективы использованных критериев ЭМС и разработанных методик оценки показателей ЭМО подтверждены положительными результатами проведенных связанных испытаний фрагмента РУ на трассах протяженностью до 4000 км при одновременном двустороннем (дуплексном) обмене сообщениями с двумя радиоабонентами. Результат проведения связанных испытаний фрагмента РУ определялся коэффициентом исправного действия радиолиний, значения которого были получены не ниже, чем значения коэффициента исправного действия радиолиний для территориально разнесенных радиоузлов, работающих в аналогичных геофизических условиях.

### Выводы

1. Определены критерии оценки ЭМС технических средств территориально совмещенных коротковолновых радиоузлов.

2. Разработаны инженерные методики оценки показателей электромагнитной обстановки и на их основе определены требования к параметрам вновь разрабатываемых технических средств опытного образца (фрагмента) территориально совмещенного радиоузла.

3. Проведены экспериментальные исследования ЭМС фрагмента территориально совмещенного коротковолнового радиоузла с использованием единых методик, подтвердившие корректность разработанных критериев и методик оценки показателей электромагнитной обстановки при размещении на местности территориально совмещенных радиоузлов.

### Библиографический список

1. Ломер, Г.Дж. Проблемы, связанные с работой передатчика и приемника КВ радиолиний в непосредственной близости друг от друга / Г.Дж. Ломер : пер. с англ. ; под ред. В.Н. Голубева // Материалы ф. Rascal. — М., 1973. — 12 с.
2. Хазан, В.А. Основные положения методики моделирования работы коротковолновых систем связи, использующих территориально совмещенные приемопередающие радиостанции / В.А. Хазан, Ю.П. Пантюхин, А.П. Бараник // Техника средств связи. Сер. ТРС. — 1983. — Вып. 10 (31). — С. 51–56.
3. Виноградов, Е.М. Электромагнитная совместимость радиозлектронных средств / Е.М. Виноградов, В.Н. Винокуров, И.П. Харченко. — Л. : Судостроение, 1986. — 264 с.
4. Князев, А.Д. Элементы теории и практики обеспечения электромагнитной совместимости радиозлектронных средств / А.Д. Князев. — М. : Радио и связь, 1984. — 336 с.
5. Будяк, В.С. Электромагнитная совместимость технических средств коротковолновых систем связи / В.С. Будяк, Б.Г. Шадрин, А.В. Коробейникова // Техника радиосвязи. — Омск : Омский НИИ приборостроения. — 2002. — Вып. 7. — С. 39–45.
6. Будяк, В.С. Разработка модели электромагнитной обстановки комплексных подвижных КВ-УКВ радиоузлов связи / В.С. Будяк, Б.Г. Шадрин, А.В. Архипова // Сб. докл. 11-й Междунар. науч.-технич. конференц. «Радиолокация. Навигация. Связь» (RLNC-2005). — Воронеж : Изд. НПФ ООО «Саквое», 2005. — Т. 2. — С. 1148–1156.
7. Перфилов, О.Ю. Особенности проблемы ЭМС комплексов РЭС / О.Ю. Перфилов // Антенны. — 2004. — Вып. 6 (85). — С. 84–88.
8. Перфилов, О.Ю. Метод расчета коэффициентов развязок между антеннами в сосредоточенных комплексах средств радиосвязи / О.Ю. Перфилов // Электросвязь. — 2001. — № 8. — С. 28–30.
9. Будяк, В.С. Исследование двух моделей оценки коэффициента затухания сигнала в коротковолновом диапазоне / В.С. Будяк, В.П. Кисмерешкин // Сб. докл. IX Российской науч.-технич. конференции по электромагнитной совместимости технических средств и электромагнитной безопасности «ЭМС-2006». — СПб. : Изд. ВИТУ. — 2002. — С. 361–365.
10. Пат. № 2226021 РФ, МКИ H01Q 9/34. Антенна штыревая диапазоная мобильная ; опубл. 20.03.2004. — Бюл. № 8.

**БУДЯК Владимир Серафимович**, кандидат технических наук, старший научный сотрудник, почетный радист.  
Адрес для переписки: 644009, г. Омск, ул. Масленникова, 231.

Статья поступила в редакцию 13.10.2009 г.

© В. С. Будяк



## СПОСОБ ПОВЫШЕНИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ОБНАРУЖИТЕЛЯ СИГНАЛОВ ДЕКАМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

Сигналы декаметрового диапазона за счет отражения от ионосферы могут распространяться на значительные расстояния порядка 1000 и более километров. Уровень принимаемых обнаружителем сигналов при этом может оказаться значительно ниже уровня шума на 60–100 дБ. Такие обнаружители функционируют при наличии априорной информации о ФМн коде и частоте источника излучения. При мониторинге источников сигналов этого диапазона как правило отсутствует требуемая исходная информация, а слабый уровень сигнала на входе радиоприемного устройства (РПУ) не позволяет дешифровать его код и частоту. В статье рассматривается нетрадиционный путь построения обнаружителя сигналов диапазона декаметровых волн (ДКМВ), позволяющий существенно повысить чувствительность РПУ.

**Ключевые слова:** ФМн последовательность, мониторинг источников излучения в диапазоне ДКМВ, подстановка частоты гетеродина, корреляционная обработка.

Одной из важных проблем современной радиоэлектроники является обеспечение мониторинга источников излучения декаметрового диапазона для длинных трасс распространения (более 1000 км) [1–3]. При традиционном построении систем связи этого диапазона используются кодовые последовательности с последующей корреляционной обработкой. Получение информации об источниках излучения диапазона ДКМВ существенно усложняется при отсутствии требуемой исходной информации о параметрах излучаемого сигнала. Определение этих параметров весьма усложняется из-за существенного затухания сигнала на длинных трассах распространения. В этой связи особое значение приобретает разработка новых принципов построения систем мониторинга источников излучения сигналов ДКМВ.

В [4] предложено построение системы связи, в которой после вторичной обработки сигнала получаем радиоимпульсы, ширина спектральной плотности которых меньше ширины спектральной плотности элемента последовательности в число элементов всей последовательности  $N$ . Это достигается деманипуляцией фазы сигнала за счет применения квадратичного детектора. Соответственно увеличивается длитель-

ность радиоимпульса на выходе окончательного фильтра. Обужение ширины спектра сигнала на выходе этого избирательного фильтра позволяет уменьшить ширину полосы пропускания его в  $N$  раз. Таким образом, отношение сигнал/шум улучшается примерно во столько же раз, как мы имеем и при корреляционной обработке сигналов.

В данной работе предлагается оригинальный метод построения системы мониторинга источников излучения в диапазоне ДКМВ, важным достоинством которого является обеспечение деманипуляции исходной ФМн последовательности подстановкой частоты гетеродина. Качество работы системы мониторинга может быть существенно улучшено использованием кварцевой стабилизации гетеродина. Функциональная схема такой системы показана на рис. 1. Избирательный фильтр ФПЧ1, полоса пропускания которого лежит в пределах 3–30 МГц, служит для обеспечения прохождения в тракт системы сигналов декаметрового диапазона.

Пусть на вход антенны А1 приемного тракта системы поступает ФМн сигнал в виде

$$U_1^a(t) = U_{m1}^a \sum_{\mu=1}^N \sin(\omega_1 t + \psi_1^\mu + q_\mu \pi) [1(t - (\mu-1)\tau) - 1(t - \mu\tau)], \quad (1)$$

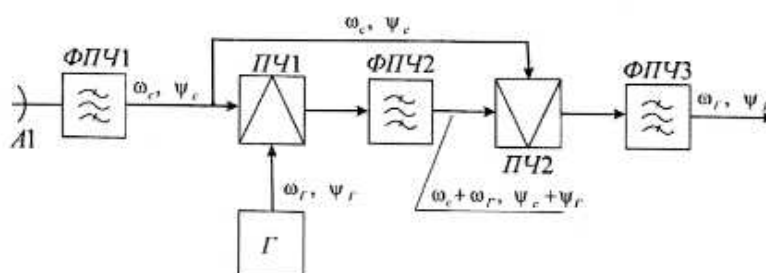


Рис. 1. Функциональная схема приемного тракта системы мониторинга с подстановкой частоты гетеродина

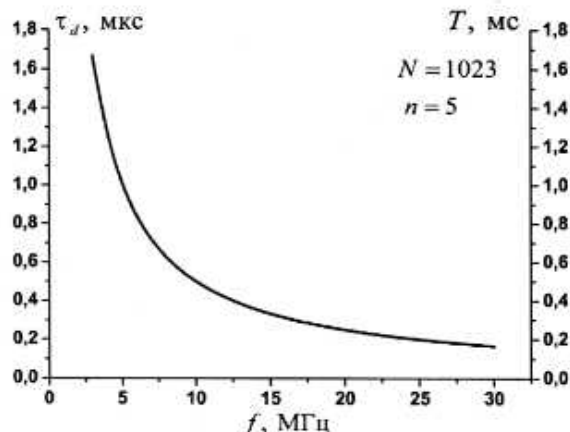


Рис. 2. Длительность элемента последовательности  $\tau_d$  и всей последовательности  $T$  в зависимости от частоты ВЧ-заполнения исходных радиоимпульсов последовательности

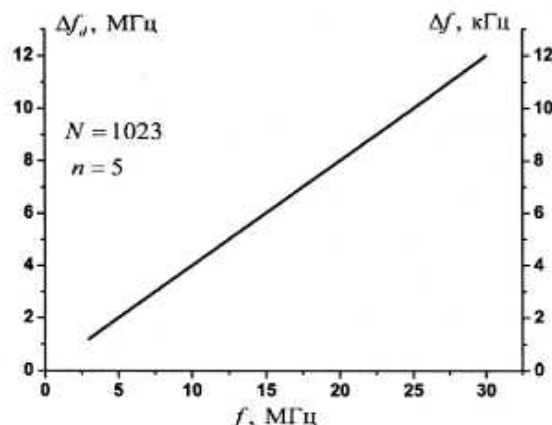


Рис. 3. Ширина спектра элемента последовательности  $\Delta f_d$  и спектра всей последовательности  $\Delta f$  в зависимости от частоты ВЧ-заполнения последовательности на входе системы мониторинга

либо в комплексной записи

$$\dot{U}_i^a(t) = U_{mi}^a \sum_{\mu=1}^N \exp[i\Phi_{i,\mu}^a(t)] [l(t - (\mu-1)\tau) - l(t - \mu\tau)], \quad (2)$$

где для каждого  $\mu$ ,  $q_\mu$  принимает значения 0 или 1 в зависимости от конкретного вида ПСП последовательности,  $N$  — число элементов последовательности,  $U_{mi}^a$  — амплитуда сигнала, принятого на антенну А1,  $\Phi_{i,\mu}^a(t) = \omega_i t + \psi_i^a + q_\mu \pi$ ,  $\omega_i$  — частота ВЧ-заполнения радиоимпульса,  $\psi_i^a$  — начальная фаза ВЧ-заполнения при  $q_\mu = 0$ ,  $\tau$  — длительность элемента последовательности, длительность всей последовательности равна  $N\tau$ ,  $U_i^a(t) = \text{Im}\{\dot{U}_i^a(t)\}$ .

Запишем сигнал гетеродина

$$U_r(t) = U_{mr} \sin[\Phi_r(t)] \quad (3)$$

или

$$\dot{U}_r(t) = U_{mr} \exp[i\Phi_r(t)], \quad (4)$$

где  $\Phi_r = \omega_r t + \psi_r$ ,  $\omega_r$  и  $\psi_r$  — частота и начальная фаза гетеродина соответственно,  $U_r = \text{Im}\{\dot{U}_r\}$ .

Будем считать преобразователи частоты безынерционными перемножителями. Тогда на выходе ПЧ1 получаем сигнал

$$\begin{aligned} U_{CMI}(t) &= U_i^a(t) U_r(t) = \\ &= U_{mi}^a \sum_{\mu=1}^N \sin[\omega_i t + \psi_i^a + q_\mu \pi] [l(t - (\mu-1)\tau) - l(t - \mu\tau)] \times \\ &\quad \times U_r \sin \Phi_r(t) = \\ &= \frac{1}{2} U_{mi}^a U_r \sum_{\mu=1}^N \{ \cos[\Phi_{i,\mu}^a(t) - \Phi_r(t)] - \cos[\Phi_{i,\mu}^a(t) + \Phi_r(t)] \} \times \\ &\quad \times [l(t - (\mu-1)\tau) - l(t - \mu\tau)]. \end{aligned} \quad (5)$$

Фильтр промежуточной частоты ФПЧ2 выделяет верхнюю составляющую частоты на выходе преобразователя ПЧ1, т.е.

$$\begin{aligned} U_{CMI}(t) &= -\frac{1}{2} U_{mi}^a U_r \sum_{\mu=1}^N \cos[\Phi_{i,\mu}^a(t) + \Phi_r(t)] \times \\ &\quad \times [l(t - (\mu-1)\tau) - l(t - \mu\tau)] = \\ &= -\frac{1}{2} U_{mi}^a U_r \sum_{\mu=1}^N \cos[(\omega_i + \omega_r)t + \psi_i^a + \psi_r + q_\mu \pi] \times \end{aligned}$$

$$\times [l(t - (\mu-1)\tau) - l(t - \mu\tau)] \quad (6)$$

или в комплексной записи

$$\begin{aligned} \dot{U}_{CMI}(t) &= -\frac{1}{2} \dot{U}_i^a(t) \dot{U}_r(t) = \\ &= -\frac{1}{2} U_{mi}^a U_r \sum_{\mu=1}^N \exp[i(\Phi_{i,\mu}^a(t) + \Phi_r(t))] [l(t - (\mu-1)\tau) - l(t - \mu\tau)] \end{aligned} \quad (7)$$

$$U_{CMI}(t) = \text{Re}\{\dot{U}_{CMI}(t)\}.$$

Выделение полосовым фильтром ФПЧ2 верхней составляющей частоты на выходе преобразователя частоты ПЧ1 позволяет исключить прямое прохождение сигналов декаметрового диапазона через тракт ПЧ1 — ФПЧ2. В противном случае была бы нарушена работа предлагаемой системы и, в частности, важного ее свойства — деманипуляции ФМн сигнала. При этом частота гетеродина выбирается равной 30 МГц. Соответственно, частота ВЧ-заполнения радиоимпульсного сигнала на выходе фильтра ФПЧ2 лежит в пределах 33 — 60 МГц.

Сигнал на выходе преобразователя ПЧ2 запишем в форме:

$$\begin{aligned} U_{k1}(t) &= U_i^a(t) U_{CMI}(t) = \\ &= -U_{mi}^a \sum_{\mu=1}^N \sin[\Phi_{i,\mu}^a(t)] [l(t - (\mu-1)\tau) - l(t - \mu\tau)] \times \\ &\quad \times \frac{1}{2} U_{mi}^a U_r \sum_{\mu=1}^N \cos[\Phi_{i,\mu}^a(t) + \Phi_r(t)] [l(t - (\mu-1)\tau) - l(t - \mu\tau)] = \\ &= -\frac{1}{4} (U_{mi}^a)^2 U_r \sum_{\mu=1}^N \{ \sin[2\Phi_{i,\mu}^a(t) + \Phi_r(t)] + \sin[\Phi_r(t)] \} \times \\ &\quad \times [l(t - (\mu-1)\tau) - l(t - \mu\tau)] \end{aligned} \quad (8)$$

Полосовой фильтр ФПЧ3 позволяет выделить непрерывную последовательность радиоимпульсов на выходе ПЧ2, частота ВЧ-заполнения которых равна частоте гетеродина, а именно

$$U_{k1}(t) = -\frac{1}{4} (U_{mi}^a)^2 U_r \sin[\omega_r t + \psi_r] [l(t) - l(t - N\tau)] \quad (9)$$

или

$$\dot{U}_{k1}(t) = \frac{1}{2} [\dot{U}_i^a(t)]^2 \dot{U}_{CMI}(t) =$$

Пример параметров системы мониторинга, обеспечивающих перекрытие всего диапазона

Таблица 1

Поддиапазон частот принимаемых сигналов, МГц	Период ВЧ-заполнения радиоимпульсов для каждого поддиапазона, мкс	Число периодов ВЧ-заполнения одного элемента последовательности	Длительность одного элемента для поддиапазона, мкс	Ширина спектра элемента для поддиапазона, МГц	Число элементов последовательности	Длительность всей последовательности для поддиапазона, мс	Ширина спектра всей последовательности для поддиапазона, кГц	Частота гетеродина, МГц	Полоса пропускания фильтра после первого преобразования, МГц
30–20	0,033–0,050	5	0,167–0,250	12–8	1023	0,171–0,256	11,730–7,820	13	43–33
20–12	0,050–0,083		0,250–0,417	8–4,8		0,256–0,426	7,820–4,692	10	30–22
12–6	0,083–0,167		0,417–0,833	4,8–2,4		0,426–0,853	4,692–2,346	7	19–13
6–3	0,167–0,333		0,833–1,667	2,4–1,2		0,853–1,705	2,346–1,173	4	10–7

$$= -\frac{1}{4}(U_{m1}^0)^2 U_r \exp i[\Phi_r(t)][1(t) - 1(t - N\tau)], \quad (10)$$

$$U_{k1}(t) = \operatorname{Im}\{\dot{U}_{k1}(t)\}.$$

Таким образом, на выходе фильтра ФПЧ2 имеем радиоимпульс  $U_{k1}(t)$ , длительность которого равна длительности псевдослучайной последовательности  $T=N\tau$ , в котором отсутствует манипуляция фазы.

Как показывает практика, прием и обработка импульсов сигналов возможна уже при длительности элемента последовательности  $\tau$ , равной пяти периодам ВЧ-заполнения [5]. Для расчета примем  $\tau = 5(2\pi/\omega_1)$ . Тогда, задаваясь числом элементов последовательности  $N = 1023$ , имеем для длины всей последовательности  $T = 1023 \times 5(2\pi/\omega_1)$ .

В связи с большим перекрытием волн декаметрового диапазона целесообразно разбить весь диапазон на поддиапазоны. Это улучшит качество работы системы мониторинга и облегчит ее настройку. При этом для каждого поддиапазона используется гетеродин со своей частотой. Параметры элементов системы мониторинга, разбитой на четыре поддиапазона, представлены табл. 1.

На графике рис. 2 дана зависимость длительности элемента последовательности и длительности выходного радиоимпульса от частоты ВЧ-заполнения радиоимпульсов на входе системы мониторинга. На графике рис. 3 дана зависимость ширины спектра элемента последовательности  $\Delta f_e$  и ширины спектра радиоимпульса на выходе  $\Delta f$  от частоты ВЧ-заполнения последовательности на входе системы мониторинга.

Существенное уменьшение ширины спектра сформированного системой мониторинга относительно ширины спектра элемента ФМн последовательности (примерно в 1000 раз) обеспечивает соот-

ветствующее улучшение отношения сигнал/шум. Достоинствами предлагаемого нетрадиционного построения системы мониторинга сигналов диапазона ДКМВ являются возможность обнаружения слабых сигналов при отсутствии априорной информации о параметрах входной последовательности. Кроме того, применение в системе мониторинга гетеродинов с кварцевой стабилизацией частоты облегчает требование к построению фильтров на выходе системы.

#### Библиографический список

1. Вакин, С. А., Шустов, А. Н. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки [Текст] / С. А. Вакин, А. Н. Шустов. — М.: Сов. радио, 1968. — 448 с.
2. Алебастров, В. А. Основы загоризонтной радиолокации [Текст] / В. А. Алебастров, Э. Ш. Гойхман, И. М. Заморин и др.; под ред. А. А. Колосова. — М.: Радио и связь, 1984. — 256 с.
3. Мищенко, Ю. А. Загоризонтная радиолокация [Текст] / Ю. А. Мищенко. — М.: Воениздат, 1972. — 96 с.
4. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами [Текст] / Л. Е. Варакин. — М.: Радио и связь, 1985. — 384 с.
5. Золотарев, И. Д. Нестационарные процессы в резонансных усилителях фазово-импульсных измерительных систем [Текст] / И. Д. Золотарев; отв. ред. К. Б. Карандеев. — Новосибирск: Наука СО АН СССР, 1969. — 176 с.

**ЗОЛОТАРЁВ Илья Давыдович**, доктор технических наук, профессор кафедры экспериментальной физики и радиофизики.

Адрес для переписки: e-mail: izolotarev@navsystem.ru  
**БЕРЕЗОВСКИЙ Владимир Александрович**, кандидат технических наук, профессор кафедры экспериментальной физики и радиофизики.

Статья поступила в редакцию 23.12.2009 г.

© И. Д. Золотарёв, В. А. Березовский



## ФРАКТАЛЬНАЯ ИДЕНТИФИКАЦИОННАЯ ПЛОСКОСТЬ VZ-МЕТОДА

В статье описан метод, выявляющий и измеряющий фрактальные свойства сигналов. Он позволяет упорядочить сигналы по этим свойствам. Приведены метрологические характеристики данного метода. На его основе создана фрактальная идентификационная плоскость, классифицирующая сигналы по их форме. Описана технология создания идентификационной плоскости, что позволяет решать задачи автоматического распознавания, объективной классификации и идентификации сигналов.

**Ключевые слова:** фрактал, распознавание, идентификация, классификация, сигнал, шкала.

При решении задач анализа и идентификации сигналов сложной формы в основном используются классические статистическо-вероятностные методы анализа, не способные эффективно решать подобные задачи, например, при анализе фрактальных сигналов, которые характеризуются наличием связанных между собой трендовых и хаотических компонент. С возникновением фрактальной геометрии, связанной с именем Б. Мандельброта [1], решение подобных задач стало более простым и наглядным. В последнее время фрактальный подход все больше применяется для решения задач идентификации сигналов, отличающихся наличием компонент хаотического, детерминированного и периодического характера [2]. Однако эти методы способны идентифицировать узкий класс фрактальных и, близких к ним сигналов [3, 4]. Вопрос комплексного подхода к анализу и идентификации сигналов сложной формы в рамках единого представления остается открытым. В работе [5] изложены основы создания идентификационных шкал (в том числе фрактальных), позволяющие в рамках единой модели комплексно подходить к решению задач анализа, классификации и идентификации сигналов.

### Описание метода

Данный метод основан на статистическом анализе одномерных временных рядов. Пусть имеется ряд наблюдений  $\{x_1, x_2, \dots, x_N\}$  некоторой величины  $X$ .  $N$  — объем выборки,  $X_{cp}$  — среднее арифметическое ряда

наблюдений, определяется по формуле  $X_{cp} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i$ .

$Z\{z_1, z_2, \dots, z_N\}$  — накопленное отклонение ряда  $X$  от среднего  $X_{cp}$  определяется выражением  $z_u = \sum_{i=1}^u (x_i - X_{cp})$ ,

где  $1 \leq u \leq N$ .  $R$  — размах накопленного отклонения, определяется по формуле  $R = \max_{1 \leq u \leq N} \{z_u\} - \min_{1 \leq u \leq N} \{z_u\}$ .  $U$  —

функция приращений ряда  $X$  определяется по формуле  $u_i = x_i - x_{i-1}$ , где  $2 \leq i \leq N$ ,  $R_{np}$  — размах приращений определяется выражением  $R_{np} = \max_{2 \leq i \leq N} \{u_i\} - \min_{2 \leq i \leq N} \{u_i\}$ .

На основании этих данных определяется параметр  $V_z$  — отношение размаха накопленного отклонения

$R$  к размаху приращений  $R_{np}$  — при разных объемах выборки  $N$ :

$$V_z(N) = R/R_{np}. \quad (1)$$

Для большей линейаризации полученные экспериментальные точки строятся в двойном логарифмическом масштабе (рис. 1).

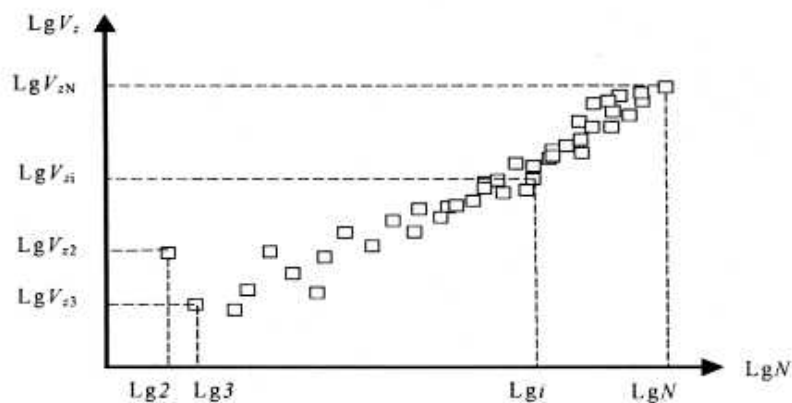
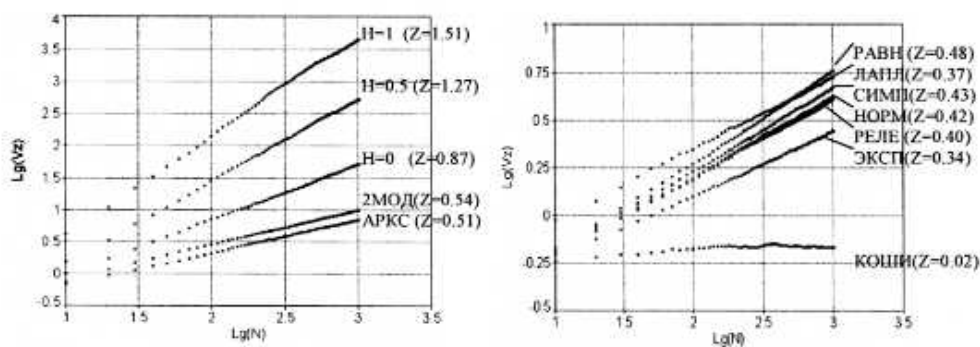
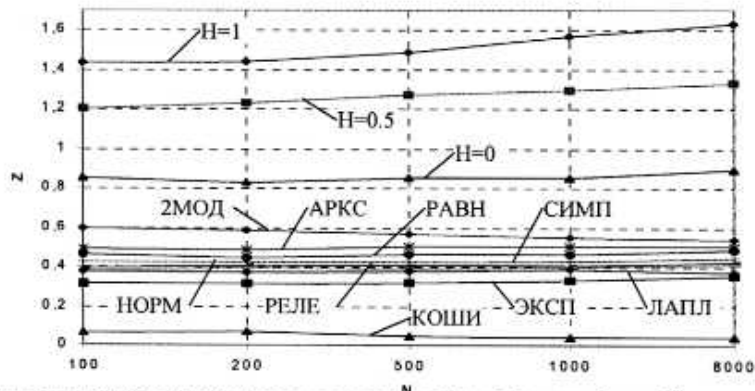
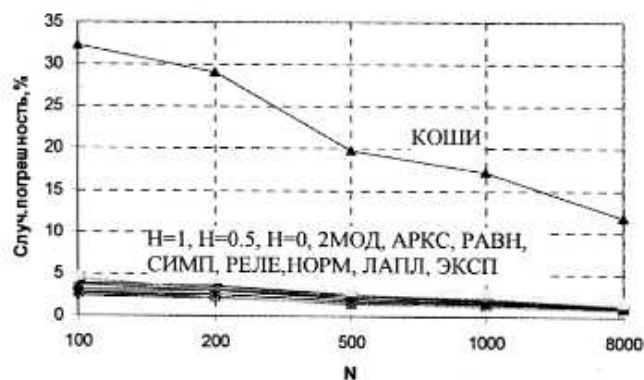
### Исследование $V_z$ -методом фрактальных и стационарных случайных сигналов

Исследуем поведение фрактальных и стационарных случайных сигналов на плоскости  $V_z$ -метода. Сначала выясним, способен ли данный метод различать подобные сигналы. Для этого программными генераторами случайных чисел будут моделироваться несколько реализаций выборок  $P$  одинакового объема  $N$  одного и того же случайного сигнала (с одним законом распределения для стационарных случайных сигналов и с одним значением Херста  $H$  для фрактальных сигналов). Затем вычисляется среднее по реализациям значение  $\langle V_z \rangle$ :

$$\langle V_z \rangle_i = \frac{1}{P} \sum_{j=1}^P V_{zi}^j, \quad 2 \leq i \leq N. \quad (2)$$

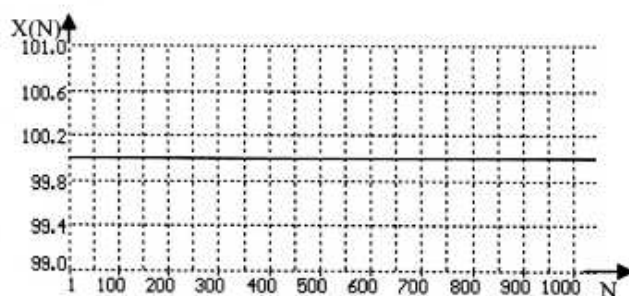
Полученные значения  $\langle V_z \rangle$  строятся на фрактальной плоскости метода (рис. 1). После этого программой TCWIN подбирается модель для описания зависимости  $\lg \langle V_z \rangle = f(\lg N)$ . Количество реализаций  $P = 1000$ , объем выборки  $N = 1000$ . Из рис. 2, на котором приведены  $V_z$ -функции для фрактальных сигналов с показателем Херста  $H=0$ ,  $H=0.5$ ,  $H=1$  и для случайных стационарных сигналов с двумодальным (2МОД), арксинусным (АРКС), равномерным (РАВН), Симпсона (СИМП), Релея (РЕЛЕ), нормальным (НОРМ), Лапласа (ЛАПЛА), экспоненциальным (ЭКСП) и Коши (КОШИ) распределениями, видно, что построенные точки в первом приближении хорошо аппроксимируются прямой, угловой коэффициент ( $Z$ ) которой является классифицирующим для данных сигналов.

Таким образом, зависимость  $V_z = f(N)$  на логарифмической плоскости описывается уравнением:

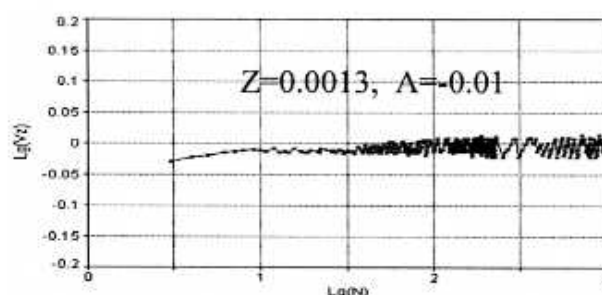
Рис. 1. Фрактальная плоскость  $V_z$ -метода с построенными на ней экспериментальными точкамиРис. 2.  $V_z$ -функции и значения  $Z$  для фрактальных сигналов с показателем Херста  $H=0, H=0.5, H=1$  и для случайных стационарных сигналов с 2МОД, АРКС, РАВН, СИМП, РЕЛЕ, НОРМ, ЛАПЛ, ЭКСП и КОШИ распределениями. Количество реализаций 1000, объем выборки 1000Рис. 3. Сравнительный график зависимости показателя  $Z$  от объема выборки  $N$  для разнородных сигналовРис. 4. Сравнительный график зависимости случайной погрешности показателя  $Z$  от объема выборки  $N$  для разнородных сигналов

Погрешности  $V_z$ -метода от изменения объема выборки случайных сигналов

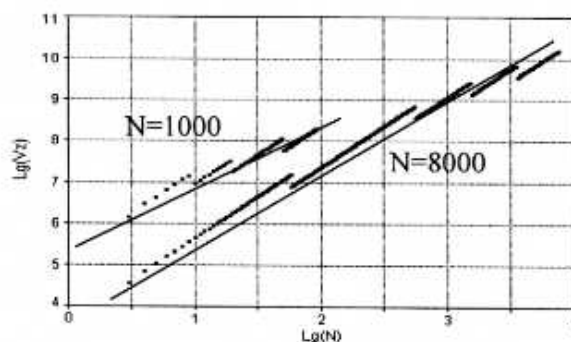
Тип сигнала	Коэф.	Объем выборки					$\langle A \rangle$	$\gamma_A, \%$	$\langle Z \rangle$	$Z_0$	$\Delta_{\text{м}}$	$\gamma_{\text{м}}, \%$
		100	200	500	1000	8000						
H=1	A	-0,77	-0,88	-0,88	-0,98	-1,00	-0,89	12,6	1,53	1,53	0,10	6,732
	Z	1,43	1,43	1,48	1,56	1,63						
H=0,5	A	-1,04	-1,05	-1,12	-1,15	-1,18	-1,11	6,4	1,26	1,26	0,07	5,5
	Z	1,20	1,22	1,27	1,29	1,33						
H=0	A	-0,89	-0,84	-0,87	-0,88	-0,94	-0,89	5,6	0,85	0,86	0,03	3,8
	Z	0,85	0,82	0,85	0,85	0,89						
2МОД	A	-0,73	-0,71	-0,69	-0,66	-0,61	-0,67	8,9	0,56	0,57	0,03	5,6
	Z	0,59	0,58	0,57	0,55	0,53						
АРКС	A	-0,68	-0,66	-0,69	-0,69	-0,69	-0,68	2,2	0,49	0,5	0,01	2,8
	Z	0,49	0,48	0,50	0,50	0,50						
РАВН	A	-0,65	-0,63	-0,65	-0,66	-0,69	-0,66	4,2	0,46	0,47	0,02	4,4
	Z	0,46	0,44	0,46	0,46	0,48						
СИМП	A	-0,62	-0,62	-0,61	-0,63	-0,66	-0,64	3,7	0,43	0,43	0,01	3,9
	Z	0,42	0,42	0,42	0,43	0,44						
НОРМ	A	-0,59	-0,60	-0,60	-0,61	-0,65	-0,62	4,5	0,41	0,41	0,01	3,9
	Z	0,39	0,40	0,40	0,40	0,42						
РЕАЕ	A	-0,56	-0,60	-0,58	-0,60	-0,62	-0,59	4,8	0,39	0,4	0,02	5,5
	Z	0,37	0,39	0,39	0,40	0,41						
ЛАПЛА	A	-0,40	-0,41	-0,39	-0,42	-0,40	-0,41	3,2	0,37	0,38	0,01	1,8
	Z	0,37	0,37	0,37	0,38	0,37						
ЭКСП	A	-0,53	-0,53	-0,53	-0,54	-0,59	-0,56	6,0	0,33	0,33	0,02	6,9
	Z	0,31	0,31	0,31	0,32	0,35						
КОШИ	A	-0,31	-0,30	-0,27	-0,26	-0,23	-0,27	15,0	0,05	0,05	0,01	34
	Z	0,06	0,06	0,04	0,03	0,03						



а)



б)

Рис. 5. График реализации постоянного во времени сигнала (а) и его  $V_z$ -функция (б) с показателями  $A$  и  $Z$ Рис. 6.  $V_z$ -функции и аппроксимирующие прямые для линейно изменяющихся сигналов с объемом данных 1000 и 8000



Систематическая ( $\gamma_c$ ) и случайная ( $\gamma_{ca}$ ) погрешности отсчетов шкалы  $Z_c$  при разных объемах выборки

Таблица 2

Тип сигнала	$Z_c$	Погр.	Объем выборки					Макс. $\gamma_c$ , %	Макс. $\gamma_{ca}$ , %	Макс. $\gamma$ , %
			100	200	500	1000	8000			
H=1	1,53	$\gamma_c$ , %	-2,28	-1,76	-1,17	-0,50	3,07	3,07	2,45	5,52
		$\gamma_{ca}$ , %	2,45	2,13	1,64	1,43	1,01			
H=0.5	1,26	$\gamma_c$ , %	-3,25	-3,09	-1,42	1,90	3,81	3,81	2,65	6,46
		$\gamma_{ca}$ , %	2,65	2,24	1,50	1,28	0,82			
H=0	0,86	$\gamma_c$ , %	-3,83	-2,79	-1,51	0,12	3,37	-3,83	3,00	6,83
		$\gamma_{ca}$ , %	3,00	2,53	1,73	1,34	0,87			
2МОД	0,57	$\gamma_c$ , %	1,22	-1,22	-2,10	-3,00	-3,70	-3,68	2,49	6,17
		$\gamma_{ca}$ , %	2,49	2,12	1,66	1,18	0,75			
АРКС	0,5	$\gamma_c$ , %	1,40	0,20	1,00	0,40	1,80	1,80	2,78	4,58
		$\gamma_{ca}$ , %	2,78	2,56	1,84	1,46	0,96			
РАВН	0,47	$\gamma_c$ , %	-1,91	-3,61	0,21	1,91	2,77	-3,61	3,12	6,74
		$\gamma_{ca}$ , %	3,06	3,12	2,14	1,62	1,02			
СИМП	0,43	$\gamma_c$ , %	-2,55	-2,09	-4,18	0,93	4,88	4,88	3,62	8,51
		$\gamma_{ca}$ , %	3,62	3,11	2,37	1,77	1,14			
НОРМ	0,41	$\gamma_c$ , %	-4,63	-4,63	-4,63	-1,20	0,49	-4,63	3,87	8,51
		$\gamma_{ca}$ , %	3,87	3,48	2,56	1,93	1,24			
РЕЛЕ	0,4	$\gamma_c$ , %	-3,75	-0,25	-1,00	3,75	4,25	4,25	4,30	8,55
		$\gamma_{ca}$ , %	4,30	3,15	2,55	2,08	1,23			
ЛАПЛА	0,38	$\gamma_c$ , %	1,57	0,26	-2,10	-1,80	-1,60	-2,10	4,52	6,63
		$\gamma_{ca}$ , %	4,52	4,36	3,50	2,87	1,71			
ЭКСП	0,33	$\gamma_c$ , %	-3,93	0,60	-0,90	-0,60	3,33	-3,93	4,57	8,51
		$\gamma_{ca}$ , %	4,57	4,45	2,84	2,67	1,67			
КОШИ	0,05	$\gamma_c$ , %	22	16	4	-22	-44	-44	32	76
		$\gamma_{ca}$ , %	32	29	19,8	17	11			

Значение  $A, Z$  – параметров метода для линейно изменяющихся сигналов при разных объемах выборки

Таблица 3

N	100	500	1000	8000
A	5.83	5.59	5.20	3.65
Z	1.20	1.23	1.37	1.79

Список аналитических моделей, наилучшим образом описывающих  $V_c$ -функций колебательных сигналов

Таблица 4

№ модели	СКО	Модель
1	0.1017496502	$y = a - be^{x/c}$
2	0.1018207774	$y = a + be^x$
3	0.1043691485	$y^{0.5} = a + be^x$
4	0.1068820011	$y^{0.5} = a + b/x^2$
5	0.1094635841	$y = a + b/x^2$
...	...	...
33	0.1513069936	$y = a + bx^c$
...	...	...
45	0.1861125293	$y = a + bx/\sqrt{1 + (x/c)^2}$
...	...	...
48	0.1886763846	$y = a + bx$
...	...	...

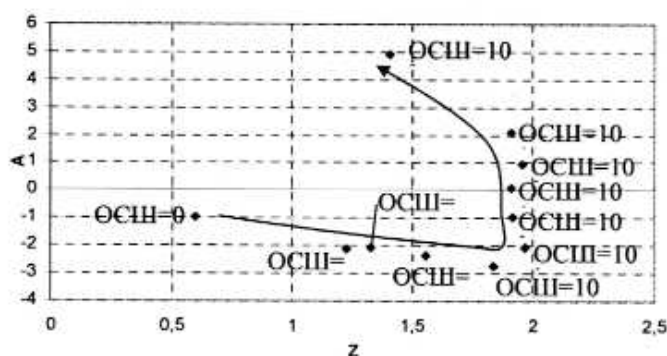


Рис. 7. Плоскость параметров  $V_z$ -функций для смесей линейно изменяющихся сигналов и шума с разным ОСШ. Стрелкой показано увеличение ОСШ

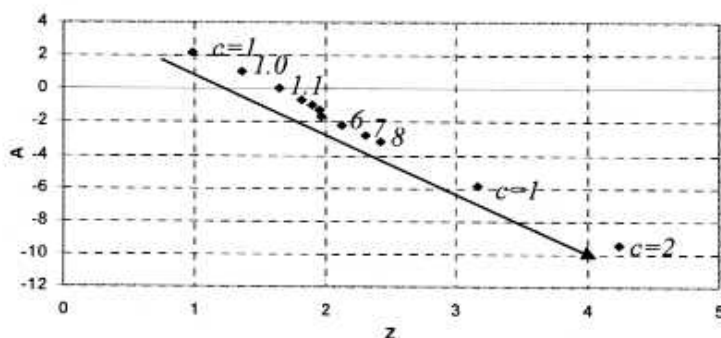


Рис. 8. Плоскость параметров  $V_z$ -функций для нелинейных сигналов с разным значением коэффициента  $c$  уравнения (5). Стрелкой показано увеличение коэффициента  $c$

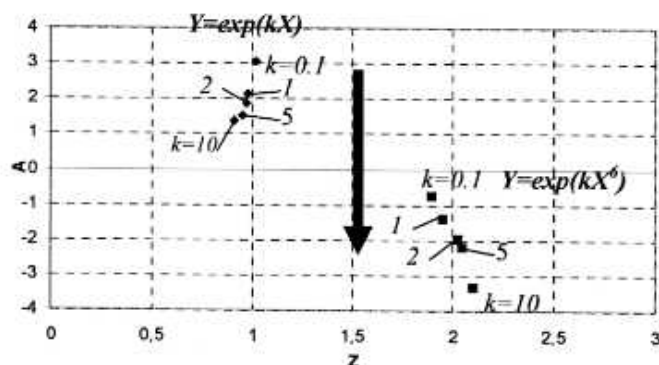


Рис. 9. Плоскость параметров  $V_z$ -функций для нелинейных сигналов с разными значениями множителя  $k$  и коэффициента  $c$  модели (5). Стрелкой показано увеличение параметра  $k$

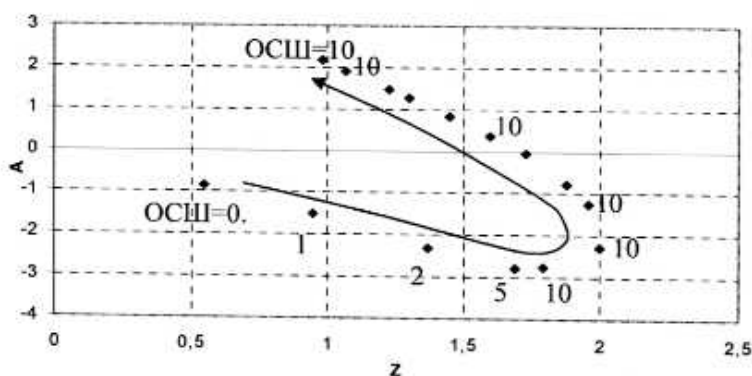


Рис. 10. Плоскость параметров  $V_z$ -функций для смесей нелинейных сигналов, описываемых уравнением  $Y=\exp(X)$ , и стационарного шума с разным ОСШ. Стрелкой показано увеличение ОСШ

$$Lg(V_z) = A + Z \cdot Lg(N), \quad (3)$$

где  $A$  — некоторая постоянная для конкретного сигнала. Принимая  $A = Z \cdot Lg(a)$ , в линейных координатах эта зависимость имеет вид:

$$V_z = (aN)^Z. \quad (4)$$

Протестируем аналитическую модель (3) в зависимости от объема выборки исследуемого сигнала. Усреднения ведутся по 1000 реализаций. В табл. 1 представлены результаты тестирования и погрешности от изменения объема выборки, где  $\langle Z \rangle$  и  $\langle A \rangle$  — средние значения коэффициентов,  $Z_0$  — округленное значение (отметка шкалы),  $\Delta_{Z0}$  и  $\gamma_{Z0}$  — максимальная абсолютная и относительная погрешности отметки шкалы,  $\gamma_A$  — максимальная относительная погрешность  $A$ . На рис. 3 приведены сравнительные графики изменения  $Z$  в зависимости от объема выборки  $N$ . На основании табл. 1 можно сделать следующие выводы:

1) наиболее определяющим при классификации является параметр  $Z$ , поэтому шкала метода градуируется в значениях этого коэффициента;

2) максимальная относительная погрешность отметок шкалы  $Z_0$  не превышает 7 % (для КОШИ — 34 %);

3) коэффициент  $A$  — отрицателен.

Учитывая, что анализируемые сигналы имеют случайный характер, оценим систематическую и случайную погрешности отметок шкалы  $Z_0$  при разных объемах выборки. В табл. 2 представлены результаты исследований по 100 реализаций:  $\gamma_c$ ,  $\gamma_{ca}$  — относительные систематическая и случайная погрешности,  $\gamma$  — суммарная погрешность. Выводы:

1) для большинства отметок, кроме КОШИ, максимальная систематическая погрешность составляет менее 5 %, а максимальная суммарная погрешность не превосходит 9 %;

2) для всех отметок систематическая и случайная погрешности приблизительно равны;

3) с увеличением объема выборки случайная погрешность уменьшается (рис. 4).

#### Исследование $V_z$ -методом детерминированных сигналов и их смесей со стационарными случайными сигналами

**Постоянный во времени сигнал.** Из табл. 1 видно, что наименьшие значения  $Z = 0.05$  и  $A = -0.27$  имеет случайный сигнал с распределением КОШИ, практически не имеющий трендовой составляющей. Поэтому можно предположить, что не изменяющийся во времени сигнал имеет самое маленькое значение  $Z$  и  $A$ . На рис. 5 показан график такого сигнала (а) и его  $V_z$ -функция (б). Значения  $Z$  и  $A$  близки к нулю, что подтверждает наше предположение. Таким образом, нижнюю границу изменения  $Z$  можно принять за нуль, что соответствует постоянному во времени сигналу.

**Линейно изменяющиеся сигналы и их смеси со случайными стационарными сигналами.** Проанализируем линейно изменяющиеся во времени сигналы. Для этого найдем параметры  $V_z$ -функций таких сигналов для разных объемов данных. В табл. 3 представлены коэффициенты  $A$  и  $Z$  модели (3). На рис. 6 представлены характерные для линейно изменяющихся сигналов  $V_z$ -функции. Таким образом, линейно изменяющиеся сигналы имеют значения  $A > 3$  и  $1 < Z < 2$ .

Выясним, как отображаются на плоскости  $V_z$ -метода аддитивные смеси линейно изменяющихся сигналов и случайных стационарных сигналов (далее

шумов) с разным отношением сигнал-шум (ОСШ). Из рис. 7, на котором представлена плоскость параметров  $A$  и  $Z$  для исследуемых сигналов с разным ОСШ, видно, что:

1) параметр  $A$  весьма чувствителен к наличию шума в сигнале;

2) с уменьшением ОСШ параметр  $A$  уменьшается;

3) при любом значении ОСШ  $Z < 2$ ;

4) дойдя до некоторого «критического» ОСШ = 10, параметр  $A$  увеличивается, параметр  $Z$  уменьшается.

**Нелинейные сигналы и их смеси со стационарным шумом.** Исследуем зависимость параметров  $A$  и  $Z$  от степени нелинейности сигнала. Для этого примем, что детерминированные нелинейные сигналы будут описываться показательным уравнением вида:

$$Y = b^{kx^c}, \quad (5)$$

где  $b$ ,  $k$ ,  $c$  — некоторые постоянные коэффициенты. Для простоты, в качестве  $b$  возьмем значение натурального числа и, изменяя значения коэффициентов  $k$  и  $c$ , выясним характер изменения параметров  $V_z$ -метода. На рис. 8 представлена динамика параметров  $A$  и  $Z$  в зависимости от показателя  $c$  в выражении (5), при этом  $k=1$ . На рис. 9 показано изменение параметров  $A$  и  $Z$  в зависимости от показателя  $k$  в выражении (5) для разных значений  $c$ . Отсюда можно сделать следующие выводы:

1) с увеличением показателя  $c$ , описывающего нелинейный сигнал, параметр  $Z$  увеличивается, параметр  $A$  уменьшается;

2) изменение множителя показателя  $k$  степени уравнения (5), описывающего нелинейный сигнал, ведет к изменению практически только параметра  $A$ : с увеличением  $k$  уменьшается  $A$  и наоборот.

Чтобы выяснить, каким образом изменятся параметры  $V_z$ -метода с увеличением шумовой компоненты в нелинейном сигнале, будем определять параметры  $A$  и  $Z$  для смесей нелинейных сигналов и стационарного шума с разным значением ОСШ. Из рис. 10, на котором представлена плоскость параметров  $A$  и  $Z$  для исследуемых сигналов с разным ОСШ, видно, что:

1) параметр  $A$  очень чувствителен к наличию шума в сигнале;

2) с уменьшением ОСШ параметр  $A$  уменьшается;

3) дойдя до некоторого «критического» ОСШ = 10, параметр  $A$  увеличивается, параметр  $Z$  уменьшается.

#### Исследование колебательных сигналов $V_z$ -методом

Колебательными будем называть такие сигналы, которые находятся в ограниченном диапазоне значений, т.е. колеблются в заданных пределах. Выясним положение фрактальных линий колебательных сигналов на  $V_z$ -плоскости и подберем модель, наилучшим образом описывающую эти зависимости. С этой целью для моделирования колебательных сигналов будем использовать аддитивную смесь синусоидального сигнала и стационарного шума с различным ОСШ: **СИНУС** (рис. 11а), **ОСШ=1** (рис. 11б), **ОСШ=0.1** (рис. 11в). Графики  $V_z$ -функций не линейные и имеют **уровень насыщения** (рис. 12).

Найдем значения параметров модели (3). На рис. 13 представлены положения исследуемых сигналов на плоскости  $A$ ,  $Z$ -параметров для разных ОСШ. Таким образом, можно заключить, что:

1) параметр  $A$  чувствителен к наличию шума в сигнале;



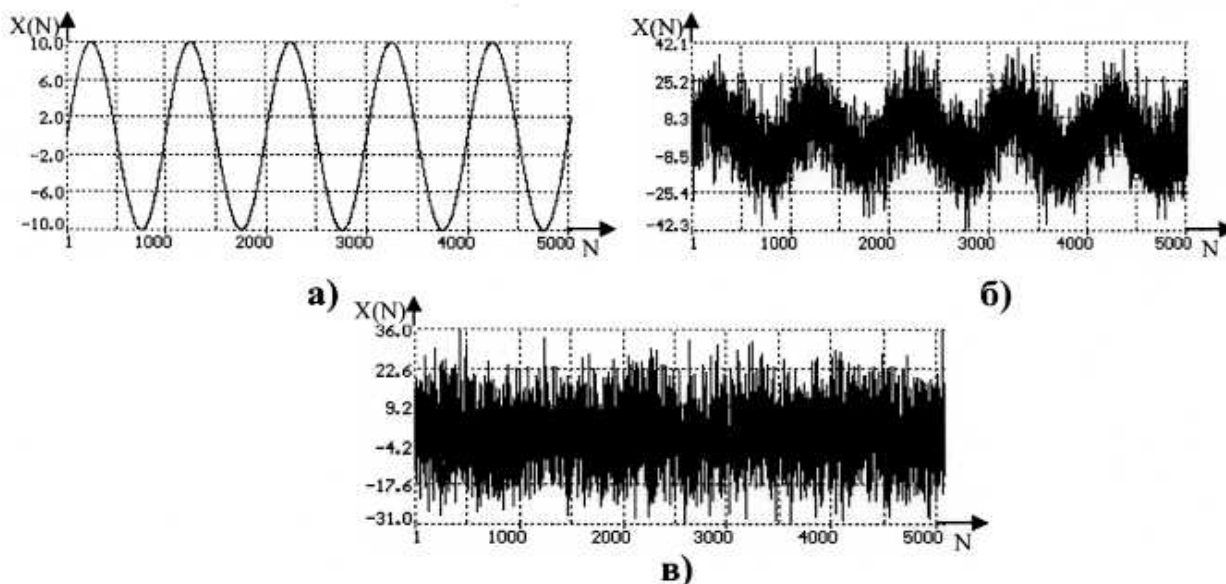


Рис. 11. Графики колебательных сигналов в виде аддитивных смесей: СИМУС (а), ОСШ=1 (б), ОСШ=0.1 (в)

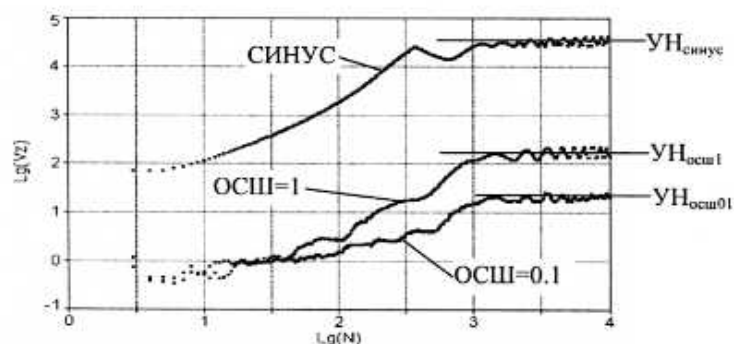


Рис. 12. Графики  $V_z$ -функций колебательных сигналов: СИМУС, ОСШ=1, ОСШ=0.1 и их уровни насыщения (УН)

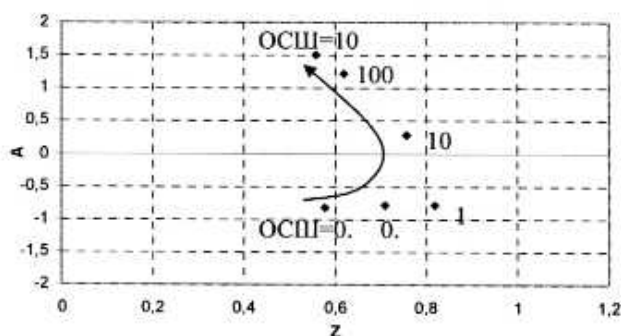


Рис. 13. Плоскость параметров  $V_z$ -функций для смесей колебательных сигналов и стационарного шума с разным ОСШ. Стрелкой показано увеличение ОСШ

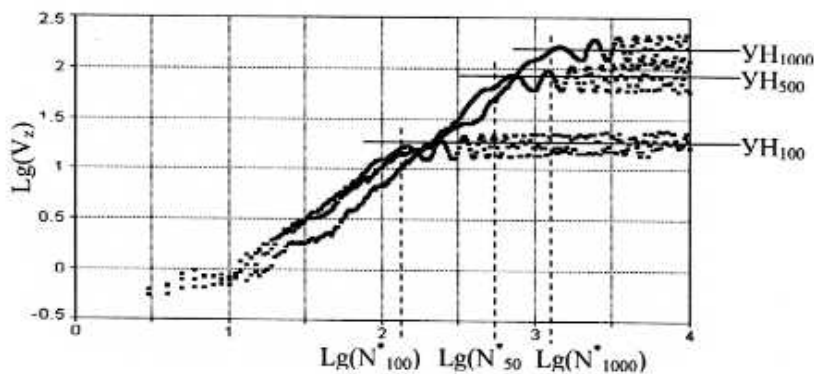


Рис. 14.  $V_z$ -функции колебательных сигналов в виде аддитивных смесей: с ОСШ=3 и периодами 100, 500 и 1000 точек. Показаны квазипериоды  $N^*$  и уровни насыщения (УН)

- 2) с уменьшением ОСШ параметр  $A$  уменьшается;
- 3) при любом значении ОСШ  $Z < 0.85$ ;
- 4) дойдя до некоторого «критического» ОСШ = 1, параметр  $A$  практически не увеличивается, параметр  $Z$  уменьшается.

Линейная модель (3) может оценить общие свойства таких сигналов, например, определить область существования на плоскости  $A, Z$ -параметров, но она не в состоянии охарактеризовать индивидуальность каждого из них — уровень насыщения  $V_x$ -функции. Поэтому необходима другая модель, которая бы смогла описать эту особенность.

В табл. 4 представлен список аналитических моделей, наилучшим образом описывающих зависимости на рис. 12. Список отсортирован по минимуму среднеквадратического отклонения. Как видно из табл. 4, линейная модель занимает далеко не первое место в списке и не может описать особенностей колебательных сигналов. Поэтому уравнение (4), достаточно полно описывающее фрактальные и стационарные случайные сигналы, не приемлемо для описания фрактальных свойств колебательных сигналов. Наиболее простыми и точными моделями являются:

- 1) экспоненциальная

$$\text{Lg}(V_x) = a_s - b_s e^{-\frac{\text{Lg}(N)}{c_s}}; \quad (6)$$

- 2) степенная

$$\text{Lg}(V_x) = a_p + b_p (\text{Lg}(N))^{c_p}; \quad (7)$$

- 3) аperiодическая

$$\text{Lg}(V_x) = a_a + \frac{b_a \text{Lg}(N)}{\sqrt{1 + \left(\frac{\text{Lg}(N)}{c_a}\right)^2}}; \quad (8)$$

где  $a, b, c$  — коэффициенты моделей.

Из рис. 12 видно, что  $V_x$ -функции колебательного сигнала нелинейные и имеют уровни насыщения, поэтому аналитическая модель должна характеризовать эту особенность, т.е. иметь некоторую асимптоту. Степенная модель (7) не имеет асимптоты и не может быть принята в качестве описывающей модели. Экспоненциальная модель (6) имеет асимптоту  $\text{Lg}(V_x) = a_s$ , аperiодическая (8) —  $\text{Lg}(V_x) = a_a + b_a c_a$ . Модель (6) более точна, т.к. ее среднеквадратическая погрешность примерно в 2 раза меньше, чем у модели (8). Отличительную особенность колебательных сигналов — уровень насыщения  $V_x$ -функции — можно охарактеризовать одним коэффициентом  $a_s$ , а не тремя. Поэтому, для описания колебательных сигналов на  $V_x$ -плоскости наилучшим образом подходит модель (6).

Выясним, можно ли оценить некоторую периодичность (назовем ее квазипериодичностью  $N^*$ ) колебательного сигнала. Для этого проанализируем  $V_x$ -функции сигналов с заранее известными периодами. Возьмем сигналы с ОСШ = 3 и периодами 100, 500, 1000 точек. На рис. 14, который демонстрирует сравнительные графики  $V_x$ -функций этих сигналов, видно, что кривые отличаются значениями  $N^*$ , при которых они переходят в насыщение. Для сигнала с периодом 100  $N^*_{100} \approx 115$ , для 500 —  $N^*_{500} \approx 525$ , для 1000 —  $N^*_{1000} \approx 1190$ . Таким образом, квазипериодичность сигнала можно оценивать по точке перехода  $V_x$ -функции в насыщение.

Выясним, каким образом можно с помощью экспоненциальной модели (6) оценить квазипериодич-

ность. Задача сводится к вычислению  $N^*$ . Практически, в первом приближении  $N^*$  можно вычислить следующим образом (рис. 15):

— полученные экспериментальные точки  $V_x$ -функции аппроксимируются экспоненциальной зависимостью (6) — линия  $k$ ;

— полученные экспериментальные точки  $V_x$ -функции аппроксимируются линейной зависимостью  $\text{Lg}(V_x) = a_s + b_s \text{Lg}(N)$  — линия  $m$ ;

— проводится касательная  $h$  к  $k$  параллельно  $m$ ;

— т.к. угловой коэффициент касательной к функции в точке есть производная этой функции в точке, то

$$b_s = \frac{b_s}{c_s} e^{-\frac{\text{Lg}(N^*)}{c_s}};$$

— решив это уравнение относительно  $N^*$ , найдем значение квазипериода:

$$N^* = 10^{-c_s \text{Ln}(b_s/c_s)}. \quad (9)$$

Протестируем этот алгоритм. Для этого будем находить  $N^*$  для синусоидальных сигналов с известными значениями периода  $N^T$ . На рис. 16 представлены результаты исследований: относительная погрешность не превышает 11 %.

Обобщим модель (6) на линейные  $V_x$ -функции, характеризующие фрактальные, детерминированные и случайные стационарные сигналы. Функция (6) раскладывается в степенной ряд Маклорена и при  $c_s \rightarrow \infty$  имеет вид:

$$\text{Lg}(V_x) = a_s - b_s + \frac{b_s}{c_s} \text{Lg}(N). \quad (10)$$

Принимая  $a_s - b_s = A$  и  $b_s/c_s = Z$ , уравнение (10) приводится к виду (3). Т.к. практически  $c_s$  не может быть равным  $\infty$ , то найдем условие, при котором экспоненциальное уравнение (6) приводится к линейному виду (3) с некоторой погрешностью. Пусть  $y = a - be^{-x/c}$  — исходная функция, которая раскладывается в степенной ряд Маклорена,  $\delta$  — заданная погрешность,  $R_n$  — остаточный член ряда, тогда исходную функцию можно представить суммой первых двух членов ряда  $a - b + bx/c$  с погрешностью  $\delta$  при условии:

$$\delta \frac{b}{c} x > R_n, \quad \text{т.е.} \quad \delta \frac{b}{c} x > -\frac{b}{2c^2} x^2.$$

Учитывая, что  $\delta$  — погрешность, взятая по модулю, знак минус в правой части последнего неравенства можно не учитывать. При решении этого неравенства получается

$$\frac{c}{x} > \frac{1}{2\delta}.$$

Заменяя  $x$  на  $\text{Lg}(N)$  и  $c$  на  $c_s$ , получаем требуемое условие для уравнения (6):

$$\frac{c_s}{\text{Lg}(N)} > \frac{1}{2\delta}. \quad (11)$$

Принимая  $\delta = 9\%$  — максимальная суммарная погрешность отметок шкалы  $Z$  (табл. 2) и учитывая, что максимальная погрешность достигается при  $N$  равному полному объему выборки ( $N_{\max}$ ), получаем условие перехода экспоненциальной модели (6) в линейную (3):

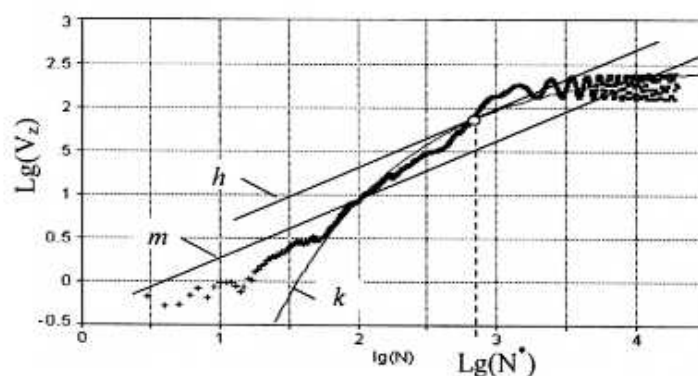
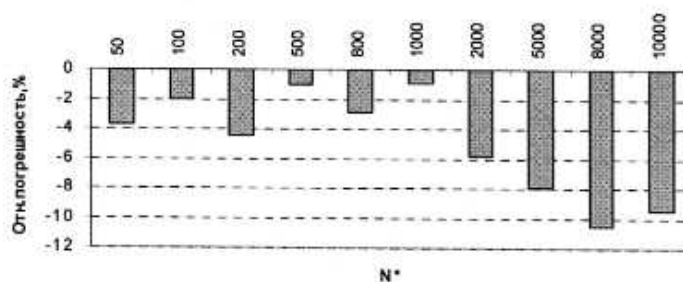
$$\frac{c_s}{\text{Lg}(N_{\max})} > 5.5. \quad (11)$$

где  $N_{\max}$  — полный объем исследуемых данных.

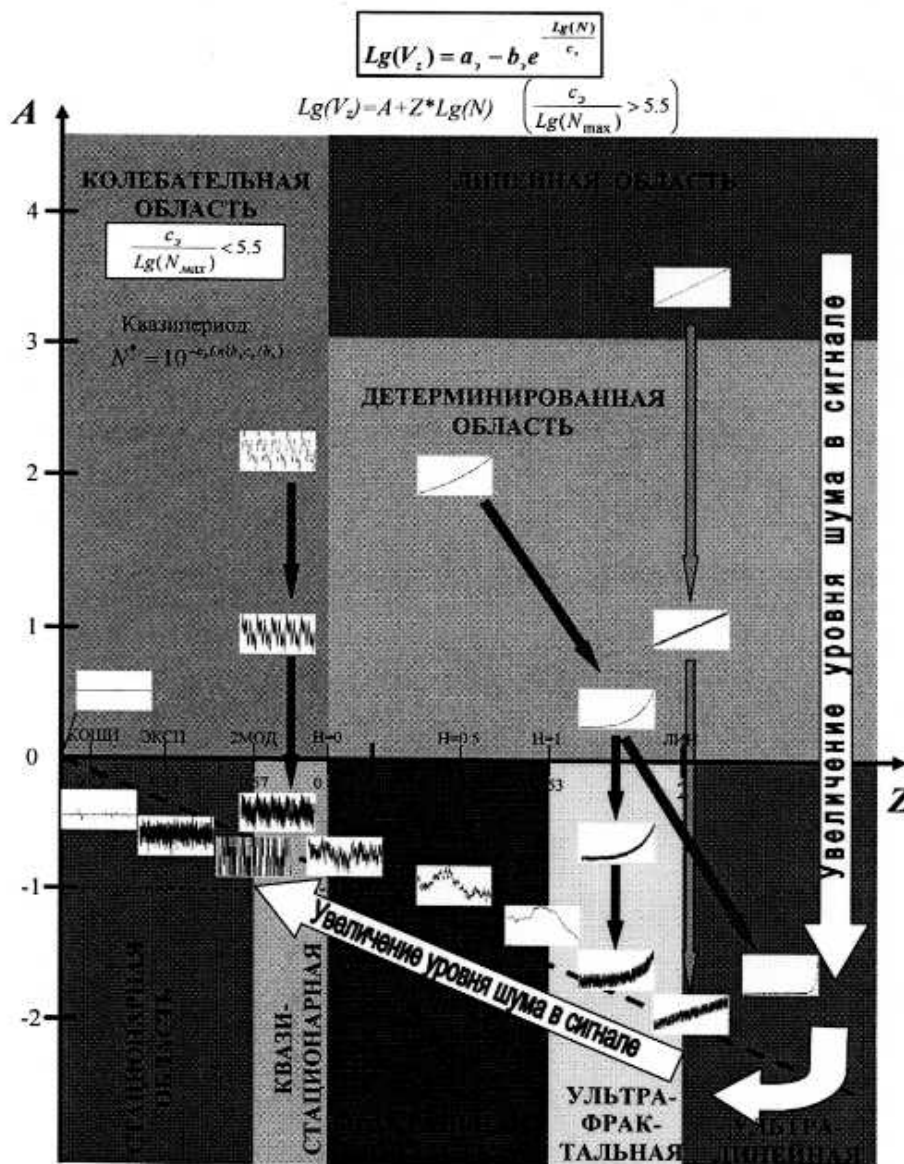
Таблица 5

Распределение погрешности по шкале  $V_z$ -метода

Неколебательный сигнал $c/Lg(N_{max}) > 5.5$						Колебательный сигнал $c/Lg(N_{max}) < 5.5$		
Тип сигнала	Отметка шкалы $Z=b/c_i$	Систематическая относительная погрешность, %		Случайная относительная погрешность, %		Параметр	Относительная погрешность, %	
		Макс.	Ср. квад.	Макс.	Ср. квад.		Макс.	Ср. квад.
Линейный	2	—	—	—	—	Для всех $N$	10	5,9
$H=1$	1,53	3,0	1,9	2,4	1,8			
$H=0.5$	1,26	3,8	2,8	2,6	1,8			
$H=0$	0,86	3,8	2,6	3,0	2,0			
2МОД	0,57	3,6	2,4	2,4	1,7			
АРКС	0,5	1,8	1,1	2,7	2,0			
РАВН	0,47	3,6	2,3	3,1	2,3			
СИМП	0,43	4,8	3,2	3,6	2,5			
НОРМ	0,41	4,6	3,6	3,8	2,7			
РЕЛЕ	0,4	4,2	3,0	4,3	2,8			
ЛАПА	0,38	2,1	1,6	4,5	3,5			
ЭКСП	0,33	3,9	2,3	4,5	3,4			
КОШИ	0,05	44	25	32	23			
Постоянный	0	—	—	—	—			

Рис. 15. Оценка квазипериода  $N^*$   $V_z$ -методом. Линия  $k$  — аппроксимирующая экспоненциальная зависимость,  $m$  — аппроксимирующая линейная зависимость,  $h$  — касательная к  $k$ Рис. 16. График относительных погрешностей определения квазипериода  $N^*$  колебательных сигналов  $V_z$ -методом



Рис. 17. Фрактальная идентификационная плоскость  $V_z$ -метода

Если это условие выполняется, то идентификацию сигналов можно проводить по параметрам линейной модели (3), при этом  $Z = b/c$ ,  $A = a - b$ .

#### Фрактальная идентификационная плоскость $V_z$ -метода и ее метрологические характеристики

В табл. 5 представлен характер распределения погрешности при оценке параметра  $Z$ . Суммарная случайная и систематическая погрешность не превосходит 9 % (кроме КОШИ), уровень случайной погрешности зависит от количества реализаций исследуемого сигнала (в табл. 5 приведено для 100 реализаций). Максимальная относительная погрешность при определении квазипериода у колебательных сигналов не превосходит 11 %.

По значению  $c$ , из (6) оценивается колебательность сигнала. Если  $c/Lg(N_{max}) > 5.5$ , то сигнал не является колебательным и идентификация проводится по параметрам линейной модели (3), при этом  $Z = b/c$ ,  $A = a - b$ . Если условие (11) не выполняется (сигнал находится в колебательной области на рис. 17), тогда оценивается квазипериод колебательного сигнала по формуле (9).

На рис. 17 представлена идентификационная плоскость  $V_z$ -метода, разбитая на фрактальные области: колебательную, линейную, детерминированную, стационарную, квазистационарную, фрактальную, ультрафрактальную и ультралинейную. В колебательной области лежат сигналы, имеющие колебательный характер. В линейную область попадают сигналы с абсолютно линейной зависимостью, не имеющие шумовой компоненты. Детерминированную область занимают сигналы с четко выраженным детерминированным трендом. Стационарную область занимают случайные стационарные сигналы, не имеющие тренда. В квазистационарную область попадают сигналы с неявно выраженной переменной трендовой составляющей. Во фрактальной области сигналы характеризуются наличием трендовой составляющей с переменным ( $0.86 < Z < 1.26$ ) и постоянным ( $1.26 < Z < 1.53$ ) трендом. В ультрафрактальной области сигналы имеют постоянный нелинейный тренд. В ультралинейной области сигналы характеризуются постоянным, ультрамонотонным трендом.

Рис. 17 проиллюстрирован сигналами с характерными формами для той области, в которой они расположены. Стрелками показана динамика фрак-

тальных характеристик сигналов, в зависимости от изменения их формы. Широкой стрелкой показано движение сигналов на идентификационной плоскости  $V_x$ -метода при увеличении в них шумовой компоненты (уменьшение ОСШ). Жирной пунктирной линией, расположенной под углом примерно в  $-45^\circ$  относительно оси  $Z$ , показана критическая граница, дойдя до которой, сигнал, с увеличивающейся в нем шумовой компонентой, перестает «падать» и направляется в область стационарности.

Характерным свойством для линейных сигналов является то, что при уменьшении ОСШ они движутся до критической границы вдоль линии примерно  $Z=2$ . С увеличением степени нелинейности ультрамонотонные сигналы смещаются вправо вниз, а при увеличении в них уровня шума — стремятся вниз к критической границе. Уменьшение ОСШ в колебательных сигналах ведет к перемещению их в области стационарности или квазистационарности.

### Заключение

1. Разработан фрактальный метод и на его основе создана идентификационная плоскость, классифицирующая сигналы по их форме (рис. 17).

2. Физический смысл идентификационной плоскости в том, что она отображает форму сигнала или форму его характеристики.

3. Предложенная аналитическая модель (6) способна обобщить и классифицировать постоянные, стационарные случайные, фрактальные и детерминированные сигналы, позволяет выделить класс колебательных сигналов и оценить их квазипериодичность. Таким образом, решается задача фрактального анализа.

4. Для неколебательных сигналов максимальная систематическая погрешность шкалы не превосходит 9 % (для КОШИ — 44%), уровень случайной погрешности зависит от количества реализаций исследу-

емого сигнала. Максимальная погрешность определения квазипериода у колебательных сигналов не превосходит 11%.

5. Главным достоинством разработанного метода перед традиционными (метод Херста и Барроу) является то, что он способен выделить класс колебательных сигналов, оценить их периодичность и степень зашумленности, классифицировать стационарные случайные сигналы по их закону распределения, оценить степень линейности сигналов.

6. На основе  $V_x$ -метода создана фрактальная идентификационная плоскость форм (рис. 17), которой не имеют традиционные фрактальные методы.

### Библиографический список

1. Мандельброт, Б. Фрактальная геометрия природы / Б. Мандельброт. — М.: Институт компьютерных исследований, 2002. — 656 с.
2. Пайтген, Х.-О. Красота фракталов. Образы комплексных динамических систем / Х.-О. Пайтген, П.Х. Рихтер; пер. с англ. — М.: Мир, 1993. — 176 с.
3. Федер, Е. Фракталы / Е. Федер; пер. с англ. — М.: Мир, 1991. — 254 с.
4. Fractals and Chaos / Crilly A.J., Earnshaw R.A., Jones H., editors. — New York: Springer-Verlag, 1991. — 277 p.
5. Кликушин, Ю.Н. Основы идентификационных измерений / Ю.Н. Кликушин, В.Ю. Кобенко // Омский научный вестник. — 2009. — № 2(80). — С. 174 — 179.

**КОБЕНКО Вадим Юрьевич**, кандидат технических наук, доцент кафедры «Информационно-измерительная техника».

Адрес для переписки: e-mail: kobra\_vad@rambler.ru

Статья поступила в редакцию 28.10.2009 г.

© В. Ю. Кобенко

## Книжная полка

**Богачков, И. В.** Основы радиоавтоматических систем [Текст]: учеб. пособие для вузов по специальности 210402 «Средства связи с подвижными объектами — телекоммуникации» / И. В. Богачков, В. А. Майстренко; ОмГТУ. — Омск: Изд-во ОмГТУ, 2009. — 175 с.: рис., табл. — Библиогр.: с. 161–163. — ISBN 978-5-8149-0784-4.

Учебное пособие содержит основные сведения из теории радиоавтоматических систем. Изложены принципы действия основных радиоавтоматических систем, методы анализа их устойчивости, оценки точности, качества работы и инженерного синтеза. Приведены примеры расчета характеристик радиоавтоматических систем, контрольные вопросы, список рекомендуемой литературы, в приложении даны наиболее часто встречающиеся формулы.

**Семёнов, И. И.** Современные системы информационных каналов связи [Текст]: учеб. пособие / И. И. Семёнов, И. В. Богачков; ОмГТУ. — Омск: Изд-во ОмГТУ, 2009. — 134 с.: рис., табл. — Библиогр.: с. 134. — ISBN 978-5-8149-0798-1.

Изложен и систематизирован материал, касающийся современных систем информационных каналов связи, включающий радиолнии различных диапазонов волн — от сверхнизких до ультракоротковолновых. Показаны пути построения и перспективы их развития на основе использования в каналах многопозиционных сверхширокополосных сигналов.