

РАДИОЭЛЕКТРОНИКА**2009**Региональные секции
редакционного совета*Восточная***Председатель** – А. Г. Вострецов, д-р техн. наук, профессор, проректор по научной работе Новосибирского государственного технического университета.**Заместитель председателя** – А. А. Спектор, д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой теоретических основ радиотехники Новосибирского государственного технического университета.

630092, г. Новосибирск, пр. К. Маркса, 20.

Новосибирский государственный

технический университет.

Тел.: (3832)460457, 460633.

E-mail: vostretsov@adm.nstu.ru*Западная***Председатель** – В. А. Пахотин, д-р физ.-мат. наук, профессор кафедры общей физики Калининградского государственного университета им. И. Канта.

236041, г. Калининград обл., ул. А. Невского, 14.

Калининградский государственный

университет им. И. Канта.

Тел.: (4012)465917. Факс: (4012)465813.

E-mail: vpakhotin@kantiana.ru*Поволжская***Председатель** – А. Д. Плужников, д-р техн. наук, профессор кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета.**Заместитель председателя** – Е. Н. Приблудова, канд. техн. наук, доцент кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета.

603950, г. Нижний Новгород,

ул. К. Минина, 24.

Нижегородский государственный

технический университет.

Тел.: (831)4367880. Факс: (831)4367880,

(831)4362311.

E-mail: pluzhnikov@nntu.nnov.ru*Северокавказская***Председатель** – Т. А. Исмаилов, д-р техн. наук, профессор, ректор Дагестанского государственного технического университета.**Заместитель председателя** – О. В. Евдулов, канд. техн. наук, доцент, проректор по научной работе Дагестанского государственного технического университета.

367015, Республика Дагестан, г. Махачкала,

пр. Имама Шамиля, 70.

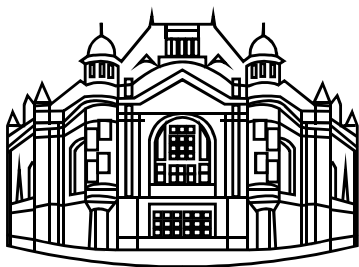
Дагестанский государственный

технический университет.

E-mail: dstu@dstu.ru

Тел.: (8722)623761, (8722)623715.

СОДЕРЖАНИЕ*Теория сигналов***Савченко В. В.** Информационная теория обучения речи 3*Системы телекоммуникации, устройства передачи, приема и обработки сигналов***Плаксиенко В. С., Бондарь П. А.** Балансные дискриминаторы с управляемой характеристикой 12**Нахмансон Г. С., Бакаева Г. А.** Оценка времени задержки фазоманипулированного широкополосного сигнала, принимаемого на фоне шумов, квадратурным приемником с входным полосовым фильтром 15**Белов А. В., Сергеев Т. В., Пуликов Д. Г.** Аналоговый выделитель R-зубца электрокардиосигнала 20**Зайченко К. В., Сергеев Т. В.** Аналоговая обработка биоэлектрических сигналов со сверхвысоким разрешением 27*Телевидение и обработка изображений***Разин И. В.** К вопросу синтеза двумерных адаптивных фильтров на основе гладких функций 35*Радиолокация и радионавигация***Огурцов А. Г.** Определение координат целей в трехкоординатных просветных радиолокационных системах с подвижными позициями 49**Юрченко Ю. С., Шарыпов А. А.** Исследование точности измерения ошибок от действия переотражений в аппаратуре потребителя глобальной навигационной спутниковой системы 56**Валеев В. Г.** Повышение эффективности радиолокационного обнаружения мелких морских целей 60**Павлов В. С.** Синтез пространственно-многоканальных дискриминаторов систем пеленгации локационных объектов 68



Редакционный отдел

Наши авторы79

Требования к оформлению статей,
предлагаемых для публикации в журнале
"Известия вузов России. Радиоэлектроника"82

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ ЖУРНАЛА

Председатель совета

Д. В. Пузанков

Заместитель председателя

В. М. Кутузов

Члены совета

*В. М. Балашов, Р. Е. Быков,
Ю. А. Быстров, Д. И. Воскресенский,
А. Г. Вострецов, А. Д. Григорьев,
Ю. В. Гуляев, В. П. Ипатов,
Т. А. Исмаилов, Ю. М. Казаринов,
Ю. А. Коломенский, В. Н. Кулешов,
И. Г. Мироненко, В. А. Обуховец,
В. А. Пахотин, А. Д. Плужников,
В. В. Попов, Ю. М. Таиров,
В. Н. Ушаков, И. Б. Федоров,
И. А. Цикин, Ю. А. Чаплыгин*

Секретарь совета

А. М. Мончак

ПОДПИСНОЙ ИНДЕКС 45818
ПО ОБЪЕДИНЕННОМУ КАТАЛОГУ "ПРЕССА РОССИИ".
ТОМ 1 "ГАЗЕТЫ И ЖУРНАЛЫ"

Региональные секции редакционного совета

Уральская

Председатель – Б. А. Панченко, д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой высокочастотных средств радиосвязи и телевидения Уральского государственного технического университета – УПИ.

Заместитель председателя – С. Т. Князев, д-р техн. наук, руководитель Радиотехнического института – РТФ Уральского государственного технического университета – УПИ.
620002, г. Екатеринбург, ул. Мира, д. 19.

Уральский государственный
технический университет – УПИ.
Тел. (343)3754886. E-mail: Shab@rtf.nexcom.ru

Южная

Председатель – В. А. Обуховец, д-р техн. наук, профессор, декан радиотехнического факультета Таганрогского политехнического института Южного федерального университета.

347928, г. Таганрог, ГСП-17А, Некрасовский пр., 44.

Таганрогский политехнический институт
Южного федерального университета.
Тел. (8634)310599. Факс (8634)310598.
E-mail: rector@tsure.ru

Свидетельство о регистрации ПИ № ФС2-8341
от 02.11.2006 выдано Управлением Федеральной службы
по надзору за соблюдением законодательства в сфере
массовых коммуникаций и охране культурного наследия по
Северо-Западному федеральному округу.

Издание входит в перечень изданий ВАК России

Учредитель: Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)»

Редактор

И. Б. Синишева

Компьютерная верстка

Е. Н. Паздниковой

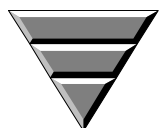
Подписано в печать 15.06.09.
Формат 60×84 1/8. Бумага офсетная.
Печать офсетная.
Гарнитура "Times New Roman".
Печ. л. 10,0.
Тираж 350 экз. (1-й завод 1–150 экз.).
Заказ 14.

Редакционный совет

197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, д. 5
Издательство СПбГЭТУ "ЛЭТИ"
Тел. (812) 346-47-84
Факс (812) 346-28-52

Издательство СПбГЭТУ "ЛЭТИ"

197376, С.-Петербург, ул. Проф. Попова, д. 5
Факс (812) 346-28-56



Информационная теория обучения речи¹

Излагаются базовые элементы информационной теории обучения речи. Вводится понятие информационного эталона произношения как "центра массы" множества однотипных речевых единиц в информационной метрике Кульбака–Лейблера. Определяется "область допустимых решений" как множество гипотетических образцов речевой единицы с ограниченной (сверху) величиной информационного рассогласования относительно эталона. При этом порог допустимого рассогласования ρ_0 определяется в зависимости от средней величины информационного рассогласования эталона на множестве выборочных образцов речевой единицы конечного объема $J < \infty$.

Речь, речевой сигнал, распознавание речи, обучение речи, теоретико-информационный подход

Речевая функция является продуктом высшей нервной деятельности человеческого мозга и служит неперенным условием абстрактного или образного способа мышления. Образ каждого явления в сознании человека сопровождается соответствующей речевой меткой. По ней данный образ и определяется (опознается) в процессе межличностных речевых коммуникаций. Именно в этой функции состоит главное назначение речи. Причем опознавание образов одновременно ведется по двум противоположным направлениям. В режиме восприятия речи осуществляется прямое опознавание образов – по меткам человека-собеседника. В режиме речеобразования решается обратная задача: подбор последовательности речевых меток под определенный набор образов в памяти человека. При этом предполагается, что материал для такого подбора в памяти имеется и он достаточно представителен. Его формирование и организация с целью дальнейшего использования при коммуникациях и есть главная цель обучения речи и языкам. Именно здесь возникают основные проблемы теории и практики речевых коммуникаций. Первостепенная из них – проблема вариативности устной речи. Один и тот же образ в восприятии разных людей имеет разные (на слух) речевые метки. В какой степени разные, и где предел допустимого многообразия однотипных (одноименных) меток? Как выбрать среди указанного многообразия подходящий эталон для обучения конкретному языку? Будет ли он единственным? И по какому критерию оценивать степень близости тестируемого сигнала к эталонному произношению? Это принципиальные вопросы первого ряда с точки зрения организации процесса обучения. Ответы на них в терминах и понятиях информационной теории восприятия речи [1] и ее ключевого звена – критерия минимального информационного рассогласования (МИР) [2], [3] и составляют главное содержание настоящей статьи.

Постановка задачи. Принцип действия большинства современных систем обучения речи основывается на сопоставлении произнесенной речевой единицы (РЕ) – фонемы,

¹ Работа выполнена при поддержке гранта РГНФ № 09-06-12125в.

морфемы, слова или целой фразы – с заранее подготовленным эталоном. Первой проблемой на этом пути является то, что диктор (обучаемый) в силу ряда причин, например, из-за дефектов его органов слуха, особенностей восприятия речи и т. д., в принципе не в состоянии точно повторить эталон. Выходом из такой ситуации может служить сравнение тестируемого сигнала \mathbf{x} одновременно с несколькими эталонами \mathbf{x}_{rj} , $j = \overline{1, J_r}$, по каждой r -й РЕ ($r = \overline{1, R}$). Диктору будет достаточно приблизить свое произношение к любому из них. Этим существенно ослабляется рассматриваемая проблема: каждый конкретный диктор в процессе своего обучения выбирает наиболее удобный, достижимый для себя вариант эталонного произношения из заданного множества альтернатив \mathbf{x}_{rj} . Одновременно становится понятным и собственно критерий "достаточной степени близости" тестируемого сигнала к эталону: он должен войти в границы J_r -множества одноименных эталонов как полноправный, $(J_r + 1)$ -й его элемент. Задача переходит, в таком случае, в предметную плоскость: сначала по каждой из R рассматриваемых РЕ требуется сформировать множество ее эталонов $\{\mathbf{x}_{rj}\}$ и после этого определить степень сигнала \mathbf{x} к каждому из J_r элементов этого множества, т. е. вычислить для него последовательность "расстояний" $\rho(\mathbf{x}/\mathbf{x}_{rj})$, $j = \overline{1, J_r}$. Наиболее близкий из эталонов и есть потенциально достижимый для данного диктора вариант произношения. Чем меньше различие между ним и входным (тестируемым) сигналом, тем выше качество произношения обучаемого.

При реализации описанной процедуры возникает проблема выбора строгого критерия качества. Как определять и какой смысл вкладывать в понятие "расстояние" $\rho(\mathbf{x}/\mathbf{x}_{rj})$? Это ключевой вопрос в теории обучения речи. В рамках теоретико-информационного (вероятностного) подхода роль указанного расстояния выполняет величина информационного рассогласования (ИР) по Кульбаку–Лейблеру [4] между выборочными распределениями тестируемого сигнала $\mathbf{P}(\mathbf{x})$ и j -го эталона $\mathbf{P}_{rj}(\mathbf{x})$ r -й РЕ.

Механизм обучения. Несмотря на существующие различия в реализациях (образцах) некоторой r -й РЕ все они воспринимаются человеком как нечто общее, иначе речь утратила бы свою информативность. Поэтому можно утверждать, что одноименные реализации \mathbf{x}_{rj} , $j = \overline{1, J_r}$, $J_r \gg 1$, каждой отдельной РЕ в сознании человека группируются в соответствующие классы или речевые образы $X_r = \{\mathbf{x}_{rj}\}$, $r = \overline{1, R}$, вокруг некоторого центра – эталонной метки данного образа [1]. В информационной теории восприятия речи указанные эталоны определяются в строгом, теоретико-информационном смысле. В соответствии с общесистемным принципом минимального информационного рассогласования (МИР) [2] речевая метка $\mathbf{x}_{rv} \subset X_r$ образует информационный центр-эталон \mathbf{x}_r^* (ИЦ-эталон) r -го речевого образа, если в пределах множества X_r она характеризуется мини-

мальной суммой ИР $\rho(\mathbf{x}_{rj}/\mathbf{x}_{rv})$ относительно всех других его меток-реализаций \mathbf{x}_{rj} , $j = \overline{1, J_r}$:

$$\mathbf{x}_r^* = \mathbf{x}_{rv} : J^{-1} \sum_{j=1}^J \rho(\mathbf{x}_{rj}/\mathbf{x}_{rv}) \triangleq \min_{i \leq J} J^{-1} \sum_{j=1}^J \rho(\mathbf{x}_{rj}/\mathbf{x}_{ri}) \triangleq \rho_r^* \quad (1)$$

Именно в понятии ИЦ-эталона r -го множества одноименных реализаций X_r дается строгое и полное описание свойств соответствующей РЕ. Одновременно становится очевидным и механизм постановки произношения по каждой отдельной РЕ изучаемого языка: тестируемый сигнал \mathbf{x} в процессе обучения конкретного диктора должен войти в состав множества допустимых решений X_r по критерию

$$\rho_r^*(\mathbf{x}) \triangleq \rho(\mathbf{x}/\mathbf{x}_{rv}) \leq \rho_0 = (1 \dots 2) \rho_r^* \quad (2)$$

ограничения сверху на величину ИР относительно соответствующего ИЦ-эталона \mathbf{x}_r^* из выражения (1). Здесь " \triangleq " – символ равенства по определению. Предложенный механизм можно проиллюстрировать следующим образом.

Отобразим отдельные реализации данной РЕ в виде точек на плоскости (рис. 1). Тогда точка с минимальной суммой расстояний выступит в роли своеобразного "центра массы" заданного множества (отмечена на рис. 1 заштрихованным элементом). В этом и состоит физический смысл ИЦ-эталона (1). Тогда множество рассматриваемых реализаций данной РЕ – это допустимые вариации эталона с точки зрения его теоретико-информационных свойств, а пороговый уровень ρ_0 из выражения (2) – это количественные требования к допустимому уровню упомянутых вариаций. В данном механизме реализуется указанный ранее принцип МИР [1]–[3]. Его адаптивный (по выборке тестируемого сигнала) вариант реализации рассматривается далее.

Адаптивный алгоритм. Задача существенно упрощается, если перейти к последовательной, пофонемной, обработке речевого сигнала $\mathbf{x}(t)$ и воспользоваться гауссовской (нормальной) аппроксимацией $\mathbf{P}_r = N(K_r)$ его закона распределения на интервалах приблизительной стационарности длиной $\tau = 10 \dots 20$ мс в одну элементарную речевую единицу (ЭРЕ). Здесь r – номер фонемы в звуковом строе языка, а K_r – ее автокорреляционная матрица (АКМ) с размерами $n \times n$, $n \geq 1$. Известно [5], что в данном случае критерий МИР сохраняет свою оптимальность в байесовском смысле [2]. Задача (2) формулируется как проверка простых гипотез о законе распределения

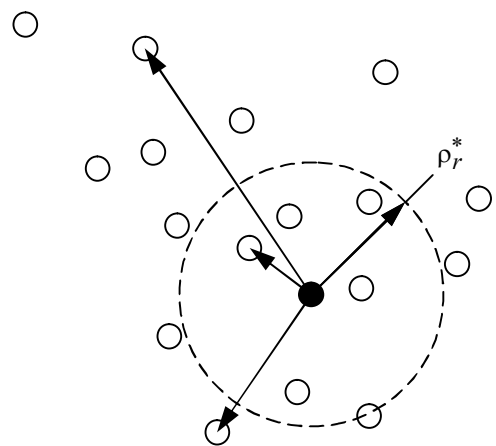


Рис. 1

ЭРЕ, а соответствующий набор оптимальных решающих статистик может быть записан следующим образом [3]:

$$\rho_r^*(\mathbf{x}) = n^{-1} \left[\text{tr}(\hat{K}K_r^{-1}) - \log |\hat{K}K_r^{-1}| - n \right], \quad r = \overline{1, R},$$

где \hat{K} – выборочная оценка АКМ анализируемого сигнала $\mathbf{x} = \{x(t)\}$ в дискретном времени $t = 0, 1, 2, \dots$. Причем в задачах с априорной неопределенностью вместо неизвестных, в общем случае, АКМ фонов $K_r, r = \overline{1, R}$, в выражение подставляют их статистические оценки, которые предварительно получают по классифицированным выборкам речевого сигнала (R – число фонов в списке). Это стандартная формулировка критерия МИР с обучением [1].

В работе [5] также показано, что в асимптотике, при $n \rightarrow \infty$, и при условии ленточной структуры обратной АКМ K_r^{-1} решающая статистика МИР в (2) сводится к выражению

$$\rho_r^*(\mathbf{x}) = F^{-1} \sum_{f=1}^F \left[\frac{G_x(f)}{G_r(f)} + \ln \frac{G_r(f)}{G_x(f)} \right] - 1 \rightarrow \min.$$

Это известная формулировка критерия МИР на основе авторегрессионной (АР) модели речевого сигнала. Здесь F – верхняя граница анализируемого частотного диапазона речевого сигнала; $G_x(f)$ – выборочная оценка спектральной плотности мощности (СПМ) входного сигнала $\mathbf{x}(t)$ в функции дискретной частоты f ; $G_r(f)$ – СПМ эталона r -й фонемы $\mathbf{x}_r^* \in X_r$.

Как известно [6], главное достоинство АР-модели состоит в возможности предварительной нормировки речевых сигналов по дисперсии порождающих их процессов. Применительно к сигналам типа ЭРЕ такая нормировка обусловлена физическими особенностями голосового механизма человека: воздушный поток на входе его "акустической трубы" имеет приблизительно одну и ту же интенсивность на интервалах, длительностью в целое слово или даже фразу. При учете данного свойства последнее выражение приобретает предельно простой вид [5]

$$\rho_r^*(\mathbf{x}) = F^{-1} \sum_{f=1}^F \left[\frac{G_x(f)}{G_r(f)} \right] - 1 \rightarrow \min \quad (3)$$

или в терминах АР-модели речевого сигнала

$$\rho_r^*(\mathbf{x}) = F^{-1} \sum_{f=1}^F \frac{\left| 1 + \sum_{m=1}^p a_r(m) \exp\left(-j\pi m \frac{f}{F}\right) \right|^2}{\left| 1 + \sum_{m=1}^p a_x(m) \exp\left(-j\pi m \frac{f}{F}\right) \right|^2} - 1, \quad (4)$$

где $a_r(m), a_x(m)$ – компоненты векторов r -го ИЦ-эталона \mathbf{x}_r^* и АР-коэффициентов тестируемого сигнала \mathbf{x} соответственно. Указанные векторы имеют одинаковый размер $p > 1$.

Выражение в числителе определяет квадрат амплитудно-частотной характеристики r -го обеляющего фильтра, настроенного на r -ю фонему $\mathbf{x}_r^*, r = \overline{1, R}$. Это стандартная формули-

ровка метода обеляющего фильтра (МОФ) в частотной области. Преимуществом данной интерпретации критерия МИР является прежде всего возможность его практической реализации в адаптивном варианте на основе быстрых вычислительных процедур авторегрессионного анализа [7]. Например, это может быть рекуррентная процедура Берга–Левинсона вида

$$\begin{aligned} a_m(i) &= a_{m-1}(i) + c_m a_{m-1}(m-i), \quad i = \overline{1, m}; \\ c_m &= -S_{m-1}^{-2} \sum_{t=m}^{N-1} \eta_{m-1}(t) v_{m-1}(t-1); \\ S_{m-1}^2 &= 0.5 \sum_{t=m}^{N-1} [\eta_{m-1}^2(t) + v_{m-1}^2(t-1)]; \\ \eta_m(t) &= \eta_{m-1}(t) + c_m v_{m-1}(t-1); \\ v_m(t) &= v_{m-1}(t-1) + c_m \eta_{m-1}(t), \quad m = \overline{1, p}, \end{aligned} \quad (5)$$

с инициализацией системой равенств $v_0(t) = \eta_0(t-1) = x(t)$, $t = 1, 2, \dots, T$ по выборке сигнала $\mathbf{x} = \{x(t)\}$ конечного объема T . При использовании в качестве сигнала $\mathbf{x}(t)$ классифицированной выборки наблюдений финальные значения рекурсий $a_p(i)$, $i = \overline{1, p}$, в верхней строке (5) при $m = p$ определяют векторы АР-коэффициентов p -го порядка в числителе и знаменателе выражения для решающей статистики МИР (4) в ее адаптивном варианте реализации.

Задача сводится в общем случае к многоэтапной процедуре. На первом этапе диктор обучается звуковому строю языка согласно адаптивному алгоритму (2)–(5), затем – произнесению отдельных слов, фраз и текстов как соответствующим образом структурированных последовательности разных фонем. При этом во втором случае применяется обобщенная модификация адаптивного алгоритма.

Обобщенный алгоритм. Рассмотрим сложный речевой эталон длительностью, например, в одно слово и мысленно разобьем его на некоторую последовательность фонем $\{y_r(1), y_r(2), \dots, y_r(L)\}$ ($y_r(l) \in \{x_r^*\}$, $\forall l \leq L$) длительностью τ каждая. Здесь L – количество фонем, входящих в слово, причем некоторые фонемы могут повторяться. Сопоставим с ним некоторый его тестируемый (учебный) вариант $\{x(1), x(2), \dots, x(L)\}$ той же длины L . Для этого воспользуемся критерием МИР общего вида (2) совместно с обобщенным выражением для решающей статистики по слову целиком вида [8]

$$\rho_r^*(\mathbf{x}) = L^{-1} \sum_{l=1}^L \rho[x(l)/y_r(l)]. \quad (6)$$

В правой части этого выражения вычисляется суммарная величина ИР по Кульбаку–Лейблеру для всех пар одноименных фонем из слова-варианта и слова-эталона. Это аналог МОФ (3), (4), но в обобщенном (интегральном) варианте его формулировки. Поэтому для него применимы все предыдущие комментарии и выводы по критерию МИР, включая его геометрическую интерпретацию на рис. 1.

Таким образом, обработка речевого сигнала по критерию МИР и МОФ в задачах обучения речи реализуется в общем случае на основе многоканальной обработки, в которой

число каналов R определяется количеством слов-эталонов или объемом учебного словаря. При этом в каждом r -м канале используется набор из L обесцараживающих фильтров, настроенных на последовательность стационарных участков (фоном) соответствующего эталонного слова. Решение (2) о завершении (останове) процесса обучения принимается в каждом случае в момент достижения (по направлению "сверху – вниз") интегральной решающей статистикой МИР (6) порогового уровня ρ_0 . Значение последнего определяется согласно правой части выражения (2) по величине допустимых вариаций ρ_r^* для каждого r -го слова-эталона из учебного словаря. При вычислениях ρ_r^* на втором этапе обучения используется правило (1) совместно с матрицей интегральных значений ИР с размерами $J_r \times J_r$.

$$\rho(y_{rj}/y_{ri}) = L^{-1} \sum_{l=1}^L \rho[y_{rj}(l)/y_{ri}(l)], \quad i, j \leq J_r, \quad (7)$$

на заданном J_r -множестве X_r реализаций r -го эталона, $r = \overline{1, R}$.

Все вышеизложенное сохраняет свою справедливость и в общем случае разной длины L_j реализаций r -го слова, например, из-за разного темпа речи обучаемых и дикторов-учителей. Во всех подобных случаях перед применением выражения (7) одноименные сигналы словаря эталонов должны быть предварительно выровнены по темпу речи. Для этого применяются стандартные вычислительные процедуры, основанные, как правило, на методе динамического программирования [9].

Наглядная геометрическая интерпретация процесса обучения речи по МОФ (1)–(7) представлена на диаграмме (рис. 2). Здесь точками на плоскости обозначено имеющееся множество эталонов рассматриваемой РЕ, а каждый кружок – это тестируемый сигнал на очередном шаге обучения диктора. "Траектория обучения" отображается направленной ломаной линией. Процесс обучения сводится к итеративному (пошаговому) приближению каждого очередного варианта сигнала x к центру "области допустимых решений", обозначенной на рисунке серым фоном. Границу области образует окружность радиусом ρ_0 относительно

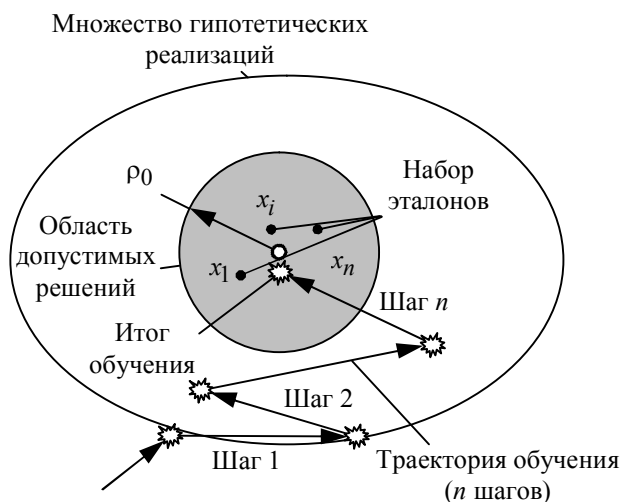


Рис. 2

ИЦ-эталона x_r^* . Принципиальное значение в данном случае имеет привязка согласно выражению (2) значения порога ρ_0 к минимальной средней величине ρ_r^* информационного рассогласования $\rho(x_{rj}/x_{rv})$ на множестве выборочных образцов по каждой отдельной РЕ $X_r = \{x_{rj}\}$ конечного объема $J < \infty$.

Именно в формулировке условия (2) и состоит главный результат проведенного исследования. Регулируя величину порога

ρ_0 , можно изменять требования к качеству речи обучаемого. Например, при обучении диктора с врожденными дефектами механизмов слуха или речеобразования эти требования понижаются до минимума ($\rho_0 = \max$). Наоборот, при обучении профессиональных дикторов – повышаются до максимума. При этом одновременно может меняться и используемая база эталонов $\{x_r^*\}$: в одних случаях это будут образцы высококачественной речи, в других – посредственный речевой материал, несущий в себе типичные черты говора жителей определенной местности, возраста, пола и т. п. Сказанным впервые даются строгие ответы на ключевые вопросы по теории и практике обучения речи относительно обоснованности, с одной стороны, и достижимости, с другой стороны, требований к качеству речи и произношения каждого отдельного обучающегося.

Обсуждение результатов. Речевые метки всех типов должны хорошо различаться между собой – это главное требование к любой членораздельной речи. Указанное требование реализуется через создание собственного (речевого) образа для каждой отдельной (их множество) речевой единицы. Поэтому в определенном смысле язык – это целая "галерея" речевых образов, связанных между собой множеством сложных отношений. В таком случае целью обучения речи и языку является выстраивание новой галереи речевых образов, причем в строгом соответствии с существующей априори галереей. Чем сложнее (многочисленное, разнообразное и т. п.) априорная галерея, тем сложнее происходит процесс обучения человека новому языку. В этом состоит, возможно, главная проблема обучения. Например, хорошо известно, что чем старше человек, тем сложнее в общем случае он усваивает новые языки. Напротив, дети с легкостью познают родной язык. При учете индивидуальных особенностей как речевого, так и слухового механизмов человека каждая отдельная речевая единица и галерея речевых образов в целом у разных носителей одного языка могут сильно различаться.

Каждый отдельный речевой образ включает в себя множество (вообще говоря, бесконечное) всех мыслимых реализаций соответствующей речевой единицы (устаами разных людей), четко "очерченное" некоторыми границами в памяти человека. Условно говоря, человеческий мозг объединяет и запоминает как нечто целое разные образцы (произношения) каждого отдельного слова в соответствующей "сфере" своей памяти: вокруг абстрактного "центра" с заданным "радиусом". Указанные центр и радиус разные у разных людей. Именно в этих двух параметрах и проявляются, главным образом, индивидуальные особенности речи, а в их сочетаниях и взаимосвязях отражаются все основные особенности каждого языка. Анализируя указанные взаимосвязи в каждом конкретном случае, можно многое сказать, причем в строгом, теоретическом, смысле, как о качестве данной речи, так и о способах ее коррекции. Именно в этом актуальнейшем направлении исследований и создается предложенная информационная теория обучения. Ее первый и важнейший элемент – теоретико-информационная модель процесса формирования галереи речевых образов (1), (2). В рамках представленной статьи данная модель достаточно подробно раскрыта в адаптивном варианте реализации (4)–(7) с целью ее дальнейшего применения в практике обучения речи и языку.

К числу приоритетных направлений развития информационной теории относятся прежде всего проблемы обучения иностранным языкам. В частности, при учете строгого, теоретико-информационного, определения эталона (1) и его геометрической интерпретации на рис. 1 легко может быть доказано утверждение: при обучении иностранному языку одного учителя недостаточно. (Напрашивается пример обычной средней школы.) Недостаточно и двух разных учителей. Три учителя на каждого ученика (или учебную группу) – это минимум, гарантирующий приемлемое усвоение разговорного языка, особенно на начальном этапе обучения. В общем случае: чем больше учителей, тем лучше усваивается язык в условиях любого ограниченного срока обучения. (Второй очевидный пример в подтверждение сказанному – общеизвестная роль практики общения обучаемого с носителями языка в естественных условиях.) Не менее интересен вопрос и по количественному (и качественному) составу учебных групп. Здесь также имеется оптимум, причем совсем не тривиальный: один учащийся в группе – далеко не лучший вариант.

Таким образом, благодаря проведенному исследованию предложен новый, теоретико-информационный, подход к задаче обучения речи, реализованный в форме нового адаптивного алгоритма обработки речевого сигнала (2)–(7) и обладающий по сравнению с известными аналогами рядом существенных преимуществ. Среди них прежде всего преодоление сразу нескольких ключевых проблем по теории и практике обучения языку: вариативности устной речи, малых выборок, а также многокритериальности качества речи. Особое значение при этом имеют направленные свойства [1] решающей статистики МИР (2), (6), благодаря которым гарантируется [8] практическая достижимость эталонного произношения за конечное число попыток-шагов. Кроме этого, следует отметить высокую чувствительность и избирательность по частоте речевого сигнала статистики МИР согласно выражению (3). Этим фактом при учете ее направленных свойств обеспечивается сходимость итераций (см. рис. 2) не просто в область допустимых решений (отмеченную заливкой), но максимально близко к ее "центру массы" x_r^* на рис. 1, т. е. к истинному эталону произношения [10].

Список литературы

1. Савченко В. В. Информационная теория восприятия речи // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2007. Вып. 6. С. 3–9.
2. Савченко В. В., Савченко А. В. Принцип минимального информационного рассогласования в задаче распознавания дискретных объектов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2005. Вып. 3. С. 10–18.
3. Савченко В. В. Автоматическая обработка речи по критерию минимума информационного рассогласования на основе метода обеляющего фильтра // Радиотехника и электроника. 2005. Т. 50, № 3. С. 309–314.
4. Кульбак С. Теория информации и статистика. М.: Наука, 1967. 408 с.
5. Савченко В. В. Различение случайных сигналов в частотной области // Радиотехника и электроника. 1997. Т. 42, № 4. С. 426–431.
6. Савченко В. В., Акатьев Д. Ю., Карпов Н. В. Автоматическое распознавание элементарных речевых единиц методом обеляющего фильтра // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2007. Вып. 4. С. 11–19.
7. Марпл С. Л.-мл. Цифровой спектральный анализ и его приложения. М.: Мир, 1990. 584 с.
8. Савченко А. В. Метод направленного перебора словаря в задаче автоматического распознавания речи на основе информационной теории восприятия // Сист. упр. и инф. технол. 2009. № 1. С. 44–54.
9. Акатьев Д. Ю., Губочкин И. В., Савченко В. В. Автоматическое распознавание изолированных слов методом обеляющего фильтра с сегментированием и амплитудным ограничением сигналов переспросом // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2007. Вып. 5. С. 11–18.

10. Савченко В. В. Решение проблемы малых выборок на основе информационной теории восприятия речи // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2008. Вып. 5. С. 33–44.

V. V. Savchenko
Nizhny Novgorod state linguistic university

Information theory of speech training

Base elements of the information theory of speech training are stated. The concept of the information standard of a pronunciation is entered as "weight centre" sets of the same speech units on the information Kullback–Leibler metric. The "area of allowable decisions" is defined as a set of hypothetical speech unit samples with the limited information mismatch with the model. Thus the threshold of an allowable mismatch ρ_0 is defined depending on average information mismatch of the model on set of speech unit samples with finite size $J < \infty$.

Speech, speech signal, speech recognition, speech training, the information approach

Статья поступила в редакцию 15 мая 2009 г.



УДК:621.376

В. С. Плаксиенко, П. А. Бондарь

Таганрогский технологический институт
Южного федерального университета

Балансные дискриминаторы с управляемой характеристикой

Рассмотрен один из методов увеличения помехоустойчивости балансных частотных и фазовых дискриминаторов. Суть метода заключается в использовании обратных связей. Применение метода позволяет повысить отношение "сигнал/шум" на выходе системы.

Дискриминатор, балансный дискриминатор, обратные связи, помехоустойчивость, дискриминатор с управляемой характеристикой, дискриминационная характеристика

Известно [1], [2], что частотные и фазовые балансные дискриминаторы обладают рядом преимуществ с точки зрения линейности операции демодуляции, чистоты спектра формируемого на выходе сигнала и помехоустойчивости. Частотные и фазовые дискриминаторы могут быть построены по схеме, в которой после преобразователя "частота–амплитуда" или "фаза–амплитуда" следуют два амплитудных детектора и вычитающее устройство, являющееся выходом дискриминатора. В работах [1], [3] показано, что построение балансных дискриминаторов по схеме с обратными связями позволяет повысить отношение "сигнал/шум" на выходе и реализовать регулировку крутизны среднего участка дискриминационной характеристики.

В настоящей статье приведены результаты моделирования и исследования статических и статистических характеристик дискриминаторов с обратными связями (ДОС). На рис. 1 представлена функциональная схема частотного дискриминатора с обратными связями, где обозначены: $\Phi 1, \Phi 2$ – фильтры; ВУ1–ВУ3 – вычитающие устройства; Огр. 1–Огр. 2 – ограничители минимума; РУ1–РУ3 – регулируемые усилители; ФНЧ1–ФНЧ2 – фильтры нижних

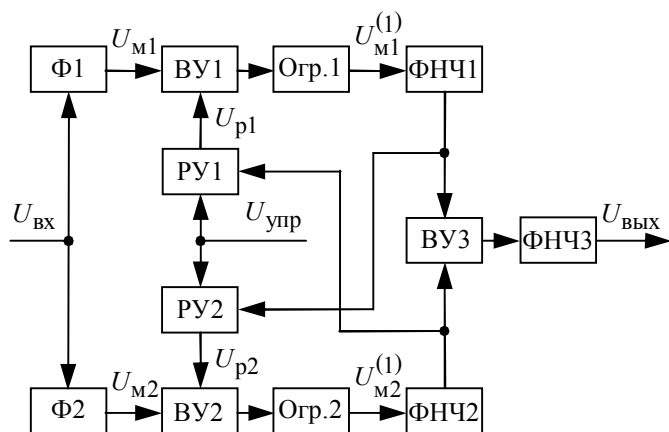


Рис. 1

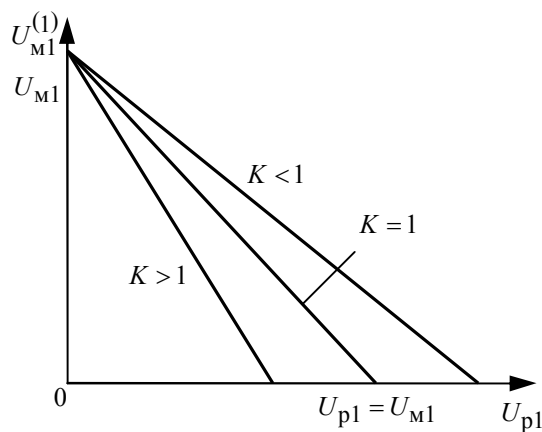


Рис. 2

частот; $U_{\text{упр}}$ – напряжение, устанавливающее величину коэффициента передачи РУ K .

Вычитающие устройства и ограничители совместно реализуют передаточную функцию, представленную на рис. 2.

Модули между Ф1, Ф2 и ВУ3 в соответствии с принятыми на рис. 1 и 2 обозначениями реализуют алгоритм вида [1]

$$U_{M1}^{(1)} = \begin{cases} U_{M1} - K_1 U_{M2}^{(1)}; & U_{M1} - K_1 U_{M2} \geq 0; \\ 0; & U_{M1} - K_1 U_{M2} < 0; \end{cases}$$

$$U_{M2}^{(1)} = \begin{cases} U_{M2} - K_2 U_{M1}^{(1)}; & U_{M2} - K_2 U_{M1} \geq 0; \\ 0; & U_{M2} - K_2 U_{M1} < 0, \end{cases}$$

где $K_1 = K_2 = K$ – коэффициенты передачи регулируемых усилителей РУ1 и РУ2 (коэффициенты взаимных обратных связей).

Крутизна среднего участка дискриминационной характеристики определяется как

$$S^{(1)} = \left| dU_{\text{ВЫХ}}^{(1)}(x)/dx \right| = [1/(1-K)] \left| dU_1(x)/dx - dU_2(x)/dx \right| = S/(1-K),$$

где K – коэффициент взаимных обратных связей типовой схемы балансного дискриминатора; S – его крутизна. При $K \leq 1$ крутизна среднего участка увеличивается относительно S [1], [3], а при $K = 1$ – становится релейной.

При достаточно обстоятельном анализе статических характеристик в литературе мало информации об особенностях технической реализации ДОС и об их статистических характеристиках.

Авторами статьи разработаны методики математического моделирования и исследования дискриминационных характеристик частотных и фазовых балансных дискриминаторов, в том числе при воздействии помех, в среде моделирования Мисгосар. При исследовании частотных дискриминаторов с помощью временного анализа значениям времени на оси абсцисс сопоставляются значения частот в соответствии с задаваемой на входе девиацией частоты сформированного линейно-частотно-модулированного (ЛЧМ) сигнала. При исследовании фазовых дискриминаторов нулевому временному отсчету сопоставлена нулевая фаза, середине графика – фаза 180° , переходам через нулевой уровень – фазы 90 и 270° , конечному временному отсчету – фаза 360° .

На рис. 3 приведены дискриминационные характеристики частотного ДОС $U = U(f)$ (U – мгновенное значение напряжения на выходе дискриминатора): статические, полученные при воздействии только сигнала (монотонные зависимости), и статистические, полученные при воздействии смеси сигнала и шума на входе дискриминатора (зависимости с флуктуационной составляющей, обусловленной шумами). Средняя частота сигнала 465 кГц, девиация частоты 15 кГц.

Характеристики иллюстрируют основные свойства ДОС: влияние увеличения коэффициента обратных связей K от 0 до 0.5 на повышение крутизны и увеличение максимумов дискриминационных характеристик, а также снижение этих параметров при воздействии шумов.

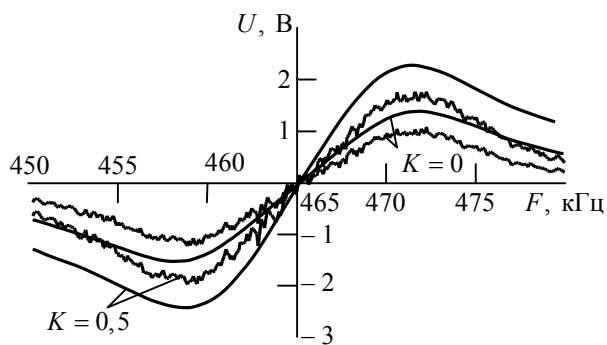


Рис. 3

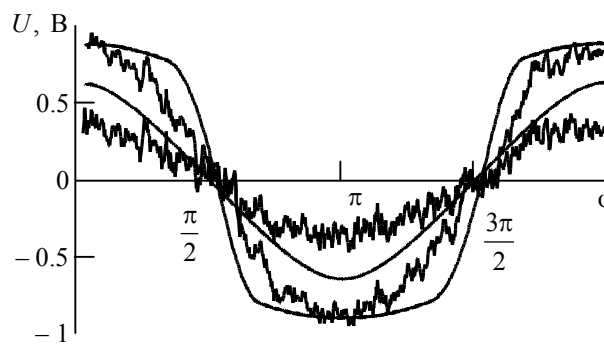


Рис. 4

Функциональная схема фазового ДОС отличается от схемы частотного ДОС, представленной на рис. 1, заменой фильтров $\Phi 1$ и $\Phi 2$ сумматорами $C1$ и $C2$ соответственно. В схеме векторомерного фазового ДОС сигнал подается на первые входы сумматоров $C1$ и $C2$, а на их вторые входы подаются опорные колебания с фазами 0 и 180° соответственно. С выходов сумматоров сигналы подаются на ВУ1 и ВУ2.

На рис. 4 приведены статические и статистические характеристики фазового ДОС, полученные математическим моделированием в среде Мисросар на средней частоте сигнала 465 кГц для обычного фазового дискриминатора ($K = 0$) и фазового ДОС ($K = 1$). Анализ рис. 4 показывает, что применение взаимных обратных связей позволяет повысить крутизну и увеличить максимумы дискриминационных характеристик.

Полученные результаты моделирования качественно подтверждают возможности улучшения статистических характеристик ДОС при изменении K , т. е. повышение соотношения "сигнал/шум", однако выполнить точные метрологические исследования в среде Мисросар весьма затруднительно.

В дальнейшем следует исследовать влияние степени взаимной корреляции процессов в каналах ДОС на форму статистических характеристик дискриминаторов.

Список литературы

1. Плаксиенко В. С. Уровневая статистическая обработка дискретных сигналов. М.: УМИЦ "Учеб. лит-ра", 2006. 274 с.
2. Цифровые радиоприемные устройства: справ. / под ред. М. И. Жодзишского. М.: Радио и связь, 1990. 208 с.
3. Радиоприемные устройства. 2-е изд. / Н. Н. Буга, В. С. Плаксиенко, Н. Н. Фомин и др.; под ред. Н. Н. Фомина. М.: Радио и связь, 2003. 520 с.

V. S. Plaksienko, P. A. Bondar
Taganrog technological institute of south federal university

Balancing discriminators with the controlled characteristic

One way of a noise stability increase of balancing frequency and phase discriminators is considered. The essence of a method consists at feedback using. Application of a method allows to increase a "signal/noise" ratio on an system output.

Discriminator, balancing discriminator, feedback, noise stability, discriminator with the controlling characteristic, discrimination characteristic

Статья поступила в редакцию 31 марта 2009 г.

УДК 621.391

Г. С. Нахмансон

Военный авиационный инженерный университет (Воронеж)

Г. А. Бакаева

Воронежский институт государственной противопожарной службы

МЧС России

Оценка времени задержки фазоманипулированного широкополосного сигнала, принимаемого на фоне шумов, квадратурным приемником с входным полосовым фильтром

Рассмотрен прием фазоманипулированного широкополосного сигнала на фоне помех в квадратурном корреляционном приемнике с входным полосовым фильтром. Проанализирована оценка времени задержки принимаемого сигнала, формируемая по методу максимального правдоподобия. Получены выражения для статистических характеристик оценки времени задержки. Показано, что искомая оценка является смещенной. Проанализированы зависимости ее смещения и дисперсии от ширины полосы пропускания входного фильтра.

Фазоманипулированный широкополосный сигнал, псевдослучайная последовательность, входной полосовой фильтр, среднее значение, дисперсия, время задержки принимаемого сигнала, точность оценивания времени задержки

Одной из основных операций, осуществляемых в асинхронно-адресных системах связи с используемыми в них фазоманипулированными широкополосными сигналами (ФМШПС), является определение времени задержки начала модулирующей псевдослучайной последовательности (ПСП). Рассмотрению указанных вопросов посвящено значительное количество работ ([1] и др.), однако в них не учитываются искажения принимаемого сигнала входным полосовым фильтром приемника. В [2] показано, что наличие такого фильтра приводит к достижению максимума отклика на выходе приемника при опережении принимаемым сигналом опорного, а также к уменьшению его максимальных значений. Учитывая, что эффективность приема ФМШПС существенным образом зависит от временного положения модулирующей ПСП, практический интерес представляет рассмотрение влияния входного полосового фильтра приемника на точность оценивания времени задержки принимаемого ФМШПС.

Пусть на вход полосового фильтра приемника поступает аддитивная смесь $x(t) = a_0 s(t - \varepsilon_0) + n(t)$, где a_0 – амплитуда принимаемого сигнала; $s(\cdot)$ – ФМШПС с бинарной модуляцией фазы ПСП и единичной амплитудой; ε_0 – время задержки принимаемого сигнала относительно выбранного начала отсчета; $n(t)$ – шумы аппаратуры.

ФМШПС описывается выражением

$$s(t) = \sum_{v=1}^N p_v \operatorname{rect} \left[\frac{t - (v-1)\tau_{\text{и}}}{\tau_{\text{и}}} \right] \cos(\omega_0 t + \varphi_0),$$

где N – длина (количество импульсов ПСП); $p_v, v \in \overline{1, N}$ – элементы кода ПСП, принимающие значения +1 или -1, причем $p_v = p_{v \pm N}$;

$$\text{rect}\left[\frac{t-(v-1)\tau_{\text{и}}}{\tau_{\text{и}}}\right] = \begin{cases} 1, & (v-1)\tau_{\text{и}} \leq t \leq v\tau_{\text{и}}; \\ 0, & t < (v-1)\tau_{\text{и}}, t > v\tau_{\text{и}} \end{cases}$$

– огибающая элементарного импульса ФМШПС, имеющего прямоугольную форму с длительностью $\tau_{\text{и}}$; $\omega_0 = 2\pi f_0$ (f_0 – несущая частота); φ_0 – случайная начальная фаза, подчиняющаяся равномерному распределению на интервале $[-\pi, \pi]$.

Шумы аппаратуры $n(t)$ аппроксимируются гауссовским стационарным шумом с нулевым средним значением и функцией корреляции $\langle n(t_1)n(t_2) \rangle = (N_0/2)\delta(t_1-t_2)$, где N_0 – спектральная плотность шума; $\langle \cdot \rangle$ – усреднение по ансамблю.

В настоящей статье предполагается, что амплитудно-частотная характеристика полосового фильтра имеет прямоугольную форму с полосой пропускания $\Delta\omega$ и центральной частотой ω_0 , т. е. импульсная характеристика фильтра определяется соотношением

$$h(t) = k_0 (\Delta\omega/\pi) \text{sinc}[(\Delta\omega/2)t] \cos(\omega_0 t),$$

где k_0 – нормирующий коэффициент; $\text{sinc } x = \sin x/x$. В этом случае сигнальную составляющую на выходе полосового фильтра можно представить как

$$s_{\text{пр}}(t) = a_0 \hat{s}_{\text{пр}}(t),$$

где

$$\hat{s}_{\text{пр}}(t) = \begin{cases} p_1 \int_0^t \cos(\omega_0 \tau + \varphi_0) h(t-\tau) d\tau, & 0 < t < \tau_{\text{и}}; \\ p_v \int_{(v-1)\tau_{\text{и}}}^t \cos(\omega_0 \tau + \varphi_0) h(t-\tau) d\tau + \sum_{k=1}^{v-1} p_k \int_{(k-1)\tau_{\text{и}}}^{k\tau_{\text{и}}} \cos(\omega_0 \tau + \varphi_0) h(t-\tau) d\tau, & (v-1)\tau_{\text{и}} < t < v\tau_{\text{и}}, \quad 2 \leq v \leq N, \end{cases} \quad (1)$$

а помеховую составляющую – как

$$n_{\text{пр}}(t) = k_0 \frac{\Delta\omega}{\pi} \int_0^t n(\tau) \text{sinc} \frac{\Delta\omega}{2}(t-\tau) \cos \omega_0(t-\tau) d\tau. \quad (2)$$

При этом помеховая составляющая имеет нулевое среднее значение и дисперсию [2]

$$\sigma_n^2 = \frac{k_0^2 N N_0 \tau_{\text{и}}}{4\pi^2} \frac{1}{b} \left\{ bh^2 - \left(2h_1 + \frac{h_2}{3} + \frac{h_3}{3} + \frac{3h_4}{5} + \frac{3h_5}{5} \right) + \left(\frac{7h}{3} + \frac{h_1}{3} + \frac{8h_2}{5} + \frac{8h_3}{5} \right) \cos b + \right. \\ \left. + \left(-\frac{2}{3} \int_0^b \frac{\sin^2 x}{x} dx + \frac{4}{5} \int_b^{2b} \frac{\sin^2 x}{x} dx \right) \sin b - \frac{8}{15} h_1 \cos 2b - \frac{4}{5} h_2 \cos 3b \right\},$$

где $b = \Delta\omega\tau_{\text{и}}/2 = \pi\Delta f/\Delta f_a$ – параметр, характеризующий полосу пропускания входного фильтра Δf , нормированную к активной ширине спектра элементарного импульса Δf_a ;

$$h_v = \int_{vb}^{(v+1)b} \text{sinc}(x) dx, \quad v = \overline{0, 5}.$$

При приеме сигналов со случайной начальной фазой приемник с квадратурными каналами формирует выходной эффект, пропорциональный

$$M(\varepsilon) = \left[\int_{\varepsilon_{оп}}^{T+\varepsilon_{оп}} \hat{x}(t) s_c(t-\varepsilon_{оп}) dt \right]^2 + \left[\int_{\varepsilon_{оп}}^{T+\varepsilon_{оп}} \hat{x}(t) s_s(t-\varepsilon_{оп}) dt \right]^2, \quad (3)$$

где $\varepsilon = \varepsilon_0 - \varepsilon_{оп}$ – время задержки принимаемого сигнала относительно начала модулирующей ПСП опорного сигнала; $T = N\tau_{и}$ – интервал интегрирования, определяемый длительностью сигнала; $\hat{x}(t) = s_{пр}(t - \varepsilon_0) + n_{пр}(t)$;

$$\left. \begin{matrix} s_c(t) \\ s_s(t) \end{matrix} \right\} = \sum_{v=1}^N p_v \operatorname{rect} \left[\frac{t - (k-1)\tau_{и}}{\tau_{и}} \right] \left\{ \begin{matrix} \cos(\omega_0 t) \\ \sin(\omega_0 t) \end{matrix} \right\}$$

– опорные сигналы квадратурных каналов, сдвинутые по фазе друг относительно друга на $\pi/2$; $\varepsilon_{оп}$ – время задержки опорного сигнала.

Как следует из (3), входная смесь сигнала и помехи после прохождения полосового фильтра квадратурных каналов перемножается с опорными сигналами, интегрируется, возводится в квадрат и суммируется, образуя выходной отклик, пропорциональный квадрату модуля огибающей взаимно корреляционной функции (ВКФ) принимаемой смеси и опорного сигнала. Учитывая, что выходное отношение "сигнал/шум" должно быть достаточно большим (условие существования надежного оценивания), выражение (3) с использованием (1), (2) можно представить по аналогии с [3] в первом приближении следующим образом: $M(\varepsilon) = a_0^2 G^2(\varepsilon) + 2a_0 G(\varepsilon) N_1$, где

$$G(\varepsilon) = \frac{k_0 N \tau_{и}}{2\pi} \begin{cases} (1-\gamma) \int_0^{b(1-\gamma)} \operatorname{sinc} x dx + \frac{\cos b(1-\gamma) - 1}{b}, & 0 < \gamma < 1, (0 < \varepsilon < \tau_{и}); \\ (1-\gamma) \int_0^{b(1-\gamma)} \operatorname{sinc} x dx - 2\gamma \int_0^{b\gamma} \operatorname{sinc} x dx + \frac{1 - 2\cos b\gamma + \cos b(1-\gamma)}{b}, & -1 < \gamma < 0, (-\tau_{и} < \varepsilon < 0) \end{cases}, \quad (4)$$

– сигнальная составляющая на выходе квадратурного приемника [2] ($\gamma = (\varepsilon_0 - \varepsilon_{оп})/\tau_{и}$ – задержка принимаемого сигнала относительно начала ПСП опорного сигнала $\varepsilon_{оп}$, нормированная к длительности элементарного импульса);

$$N_1(\varepsilon_{оп}) = \frac{k_0 \Delta\omega}{2\pi} \sum_{k=1}^N p_k \int_{(k-1)\tau_{и}}^{k\tau_{и}} dt \int_0^{t+\varepsilon_{оп}} n(\tau) \operatorname{sinc} \left[\frac{\Delta\omega}{2}(t + \varepsilon_{оп} - \tau) \right] \cos(\omega_0 \varepsilon_0 - \omega_0 \tau - \varphi_0) d\tau \quad (5)$$

– нормальная случайная величина, имеющая нулевое среднее значение и функцию корреляции, которая при замене порядка интегрирования и в пренебрежении членами порядка $0(1/N)$ примет вид

$$\langle N_1(\varepsilon_{оп1}) N_1(\varepsilon_{оп2}) \rangle = \left(\frac{k_0 \Delta\omega}{2\pi} \right)^2 \sum_{k=1}^N \sum_{v=1}^N p_k p_v \left[\langle I_k(\varepsilon_{оп1}) I_v(\varepsilon_{оп2}) \rangle + \langle I_k(\varepsilon_{оп1}) Y_v(\varepsilon_{оп2}) \rangle + \right.$$

$$+ \langle I_v(\varepsilon_{оп1}) Y_k(\varepsilon_{оп2}) \rangle + \langle Y_k(\varepsilon_{оп1}) Y_v(\varepsilon_{оп2}) \rangle, \quad (6)$$

где

$$I_k(\varepsilon) = \int_0^{(k-1)\tau_n + \varepsilon} n(\tau) \cos[\omega_0(\varepsilon_0 - \tau) - \varphi_0] d\tau \int_{(k-1)\tau_n}^{k\tau_n} \text{sinc}[(\Delta\omega/2)(t + \varepsilon - \tau)] dt;$$

$$Y_k(\varepsilon) = \int_{(k-1)\tau_n + \varepsilon}^{k\tau_n + \varepsilon} n(\tau) \cos[\omega_0(\varepsilon_0 - \tau) - \varphi_0] d\tau \int_{\tau - \varepsilon}^{k\tau_n} \text{sinc}[(\Delta\omega/2)(t + \varepsilon - \tau)] dt.$$

При оценивании времени задержки по методу максимального правдоподобия в качестве искомой оценки выбирается значение ε_{\max} , при котором выходной отклик (3) достигнет максимального значения. Это значение является корнем уравнения

$$\left[dM(\varepsilon)/d\varepsilon_{оп} \right]_{\varepsilon_{оп} = \varepsilon_{\max}} = 0. \quad (7)$$

Предполагая выполнение условия большой величины отношения "сигнал/шум" на выходе приемника, необходимого для получения надежной оценки, решение (7) в первом приближении найдем в виде, аналогичном [3]

$$\varepsilon_{\max} = \tilde{\varepsilon}_0 + \varepsilon_1, \quad (8)$$

где $\tilde{\varepsilon}_0$ – время задержки, являющееся решением уравнения

$$\frac{dG(\varepsilon)}{d\varepsilon_{оп}} = 2 \int_0^{b(\varepsilon/\tau_n)} \text{sinc } x dx + \int_0^{b(1-\varepsilon/\tau_n)} \text{sinc } x dx = 0,$$

при котором сигнальная составляющая выходного отклика приемника достигнет максимального значения, а ε_1 определяется после подстановки (4) в (7) с учетом (8) как

$$\varepsilon_1 = - \left. \frac{dN_1/d\varepsilon_{оп}}{d^2G/d\varepsilon_{оп}^2} \right|_{\varepsilon_{оп} = \tilde{\varepsilon}_0}. \quad (9)$$

Из (5) видно, что $\langle N_1(\varepsilon_{оп}) \rangle = 0$ и $\langle \varepsilon_1 \rangle = 0$. Следовательно, дисперсия оценки времени задержки ε по методу максимального правдоподобия при больших величинах отношения "сигнал/шум" определяется как

$$\sigma_{\varepsilon_1}^2 = \langle (\varepsilon_{\max} - \tilde{\varepsilon}_0)^2 \rangle = \langle \varepsilon_1^2 \rangle = \left\{ \frac{\frac{\partial^2}{\partial \varepsilon_{оп1} \partial \varepsilon_{оп2}} \langle N_1(\varepsilon_{оп1}) N_1(\varepsilon_{оп2}) \rangle}{\left[d^2G(\varepsilon_{оп})/d\varepsilon_{оп}^2 \right]^2} \right\}_{\varepsilon_{оп1} = \varepsilon_{оп2} = \varepsilon_{оп} = \tilde{\varepsilon}_0}. \quad (10)$$

Проведя вычисления в (6), учитывая $\langle n(t_1) n(t_2) \rangle = (N_0/2) \delta(t_1 - t_2)$ и пренебрегая членами порядка $(N)^{-1}$, получим:

$$\left. \frac{\partial^2}{\partial \varepsilon_{оп1} \partial \varepsilon_{оп2}} \langle N_1(\varepsilon_{оп1}) N_1(\varepsilon_{оп2}) \rangle \right|_{\varepsilon_{оп1} = \varepsilon_{оп2} = \tilde{\varepsilon}_0} =$$

$$= \frac{k_0^2 NN_0}{4\pi^2 \tau_{\text{и}}} b \left\{ \int_0^b \text{sinc}^2 x dx + \int_0^{b(3-\tilde{\epsilon}_0/\tau_{\text{и}})} [\text{sinc}(x+b) - \text{sinc} x]^2 dx \right\}. \quad (11)$$

С учетом соотношений (4)–(11) выражение для дисперсии оценки времени задержки можно представить следующим образом:

$$\sigma_{\epsilon_1}^2 = \frac{\tau_{\text{и}}^2}{Q_0} \frac{1}{b} \frac{\int_0^b \text{sinc}^2 x dx + \int_0^{b(3-\tilde{\epsilon}_0/\tau_{\text{и}})} [\text{sinc}(x+b) - \text{sinc} x]^2 dx}{[\text{sinc} b(1-\tilde{\epsilon}_0/\tau_{\text{и}}) - 2 \text{sinc}(\tilde{\epsilon}_0/\tau_{\text{и}})]^2},$$

где $Q_0 = (a_0^2 \tau_{\text{и}} / N_0) N$ – отношение "сигнал/шум" на выходе линейной части приемника при отсутствии полосового фильтра.

В таблице представлены результаты расчетов разницы времен задержек принимаемых ФМШПС относительно опорных, нормированных к длительности элементарного импульса $\tilde{\epsilon}_0/\tau_{\text{и}}$, при которых достигаются максимальные значения выходного отклика приемника, отношений "сигнал/шум" на выходе линейной части приемника $G^2(\tilde{\epsilon}_0)/(Q_0 \sigma_n^2)$, нормированных к Q_0 , и нормированных значений дисперсий оценок времен задержек $Q_0 \sigma_{\epsilon_1}^2 / \tau_{\text{и}}^2$ как функций от параметра $b/\pi = \Delta\omega \tau_{\text{и}} / (2\pi) = \Delta f / \Delta f_a$ – полосы входного фильтра, нормированной к активной ширине спектра элементарного импульса.

Из таблицы следует, что при уменьшении полосы пропускания фильтра задержка (опережение) принимаемого сигнала относительно опорного, при которой достигается максимум сигнальной составляющей выходного отклика, возрастает. При этом максимальное выходное отношение "сигнал/шум" достигается при $\Delta f / \Delta f_a = 0.8$. Причем нормированные величины выходного отношения "сигнал/шум" и дисперсии оценки времени задержки, определяемые в точке достижения максимума выходного эффекта $\tilde{\epsilon}_0/\tau_{\text{и}}$, изменяются незначительно: при полосе пропускания входного фильтра $\Delta f / \Delta f_a = 0.7$ выходное отношение "сигнал/шум" составляет 1.04, а дисперсия оценки времени задержки – 0.469; при $\Delta f / \Delta f_a = 1.0$ эти значения составляют 0.893 и 0.32 соответственно.

Параметр	Значение				
	0.7	0.8	0.9	1.0	1.1
$\tilde{\epsilon}_0/\tau_{\text{и}}$	-0.4438	-0.3844	-0.334	-0.2912	-0.2552
$G_{\text{max}}^2(\tilde{\epsilon}_0)/(Q_0 \sigma_n^2)$	1.04	1.055	0.959	0.893	0.898
$Q_0 \sigma_{\epsilon_1}^2 / \tau_{\text{и}}^2$	0.469	0.413	0.363	0.32	0.286

Таким образом, наличие в приемнике входного полосового фильтра приводит к смещению оценки времени задержки принимаемого ФМШПС относительно опорного, причем смещение оценки увеличивается с уменьшением полосы пропускания фильтра. Отношение "сигнал/шум" и дисперсия оценки времени задержки в пределах рассматриваемого изменения полосы входного фильтра меняются незначительно.

Список литературы

1. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
2. Нахмансон Г. С., Бакаева Г. А. Обнаружение фазоманипулированного широкополосного сигнала, принимаемого на фоне шумов квадратурным приемником с входным полосовым фильтром // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2008. Т. 51, № 9. С. 20–29.
3. Нахмансон Г. С. О точности оценки параметра сигнала при неоптимальном приеме на фоне шума // Радиотехника и электроника. 1971. Т. 16, № 8. С. 1495–1498.

G. S. Nakhmanson
Military aviation engineering university (Voronezh)
G. A. Bakayeva
State fire service military institute

Time delay estimation of the phase manipulated wideband signal, assumed in noise by the quadrature receiver with input band-pass filter

The reception of the phase manipulated wideband signal in noise by the quadrature receiver with the input band-pass filter is considered. The maximum likelihood time delay estimation is analyzed. It is found the expressions for the statistical characteristics. It is shown, that the time delay estimation is removed. The displacement and dispersion dependence are analyzed as functions of a wide band.

Phase manipulated wideband signal, pseudorandom sequence, input band-pass filter, mean value, dispersion, time delay, time delay estimation accuracy

Статья поступила в редакцию 23 марта 2009 г.

УДК 621.375.147.3

А. В. Белов, Т. В. Сергеев
Институт экспериментальной медицины РАМН
Д. Г. Пуликов
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ"

Аналоговый выделитель R-зубца электрокардосигнала

Рассмотрена структура аппаратной части аналогового выделителя R-зубцов электрокардосигнала (ЭКС) в режиме реального времени, разработанного на основе анализа патентованных отечественных и зарубежных схем известных технических решений обнаружения временного положения R-зубцов ЭКС. Приведены результаты компьютерного моделирования предложенных вариантов структур аппаратной части в программе MicroCap 8 на модели реального ЭКС.

RR-интервалометрия, выделитель R-зубца

Выделители R-зубца электрокардосигнала (ЭКС) с формированием импульса в момент его появления (английское название R-wave trigger), являющиеся основным элементом электрокардиоритмографических систем, находят широкое применение в кардиомониторной технике, устройствах для анализа variability ритма сердца (BPC), системах биологической обратной связи (БОС), кардиосинхронизаторах дефибрилляторов и водителях ритма. В последнее время наметилась тенденция к использованию для обнаружения

R-зубца ЭКС только цифровых методов. Однако им, несмотря на универсальность и высокую эффективность, присущ ряд недостатков:

1. Точность обнаружения временного положения R-зубца ЭКС ограничена периодом дискретизации сигнала. Например, для стандартных ЭКГ-систем с частотой дискретизации ЭКС 250 Гц погрешность выделения R-зубца ЭКС составляет ± 2 мс. Однако последние медицинские исследования в области ВРС показали повышение требований к точности определения длительности RR-интервалов [1]. Решение данной проблемы цифровыми методами требует увеличения частоты дискретизации ЭКС (в общем или локально в районе R-зубца), что значительно усложняет систему.

2. При использовании R-зубца ЭКС в качестве основного элемента синхронизации или управления, например в дефибрилляторах и системах поударного измерения давления крови, требуется режим реального времени, нарушаемый при проведении цифровой обработки в процессе выделения R-зубца.

3. Сложные и точные алгоритмические методы цифрового выделения R-зубца ЭКС, включающие в себя цифровую фильтрацию, требуют значительной вычислительной мощности при низком энергопотреблении (порядка единиц и десятков милливатт), что затрудняет их использование в переносных устройствах с автономным питанием.

4. Использование методов цифровой фильтрации, особенно фильтров с конечной импульсной характеристикой высоких порядков, вносит значительную задержку (равную половине произведения порядка фильтра на период дискретизации) в формирование значений RR-интервалов. Кроме того, цифровые алгоритмы, применяемые для определения временного положения R-зубца, обычно используют временные окна с протяженностью, сопоставимой с длительностью QRS-комплекса ЭКС. Подобные задержки затрудняют работу в режиме реального времени, особенно важного в системах БОС, где недопустимы задержки в фазовых характеристиках кардиореспираторного взаимодействия даже в диапазоне единиц миллисекунд.

Аналоговые методы обнаружения временного положения R-зубца ЭКС лишены указанных недостатков. Существует множество незаслуженно забытых технических решений выделения R-зубца, реализованных на основе аналоговой схемотехники в 70–90-е гг. XX в. и наиболее полно освещенных в отечественных и зарубежных патентах.

Целью настоящей статьи является рассмотрение аппаратной части аппаратно-программного комплекса БОС по сердечному ритму, а также надежного и точного в условиях помех аналогового выделителя R-зубцов ЭКС, созданных на основе обобщения материалов патентов и опыта разработки устройств обнаружения временного положения R-зубцов ЭКС. При анализе структурных и разработке принципиальных схем аппаратной части электрокардиоритмометрической системы использовалась программа схемотехнического моделирования MicroCap 8 и записи реального ЭКС человека в виде дискретных отсчетов.

Структурная схема разработанного устройства представлена на рис. 1. Основное ее отличие от схемы одноканального электрокардиографа состоит в наличии выделителя R-зубцов ЭКС, в параметрах частотных фильтров и в наличии устройства сопряжения с компьютером, не требующего АЦП.

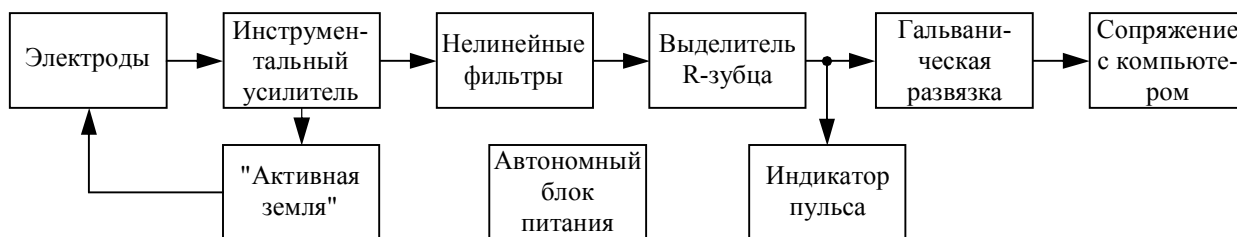


Рис. 1

Параметры частотных фильтров электрокардиоритмометрической системы имеют отличие от стандартных фильтров электрокардиографов по полосе пропускания. Поскольку для выделения R-зубца ЭКС не требуется полная полоса ЭКГ 0.05...150 Гц, а достаточно полоса всего 5...40 Гц, то требуемое усиление (около 60 дБ) обеспечивается последовательным включением фильтров нижних частот (ФНЧ) и фильтров верхних частот (ФВЧ) первого или второго порядков. Из опыта проектирования и эксплуатации электрокардиоритмометрических систем следует необходимость использования узкополосного режекторного фильтра (РФ) на частоту питающей сети с добротностью 1...3 при подавлении напряжения частоты сети 30...40 дБ. АЧХ системы фильтров предлагаемой системы приведена на рис. 2. В качестве РФ использовано устройство, описанное в [2].

Кроме того, обычно применяют линейный полосовой фильтр (ПФ) R-зубца с частотой резонанса 16 Гц при добротности 2...5 [3]. Однако высокая добротность фильтра при воздействии R-зубцов ЭКС вызывает длительный колебательный процесс на выходе фильтра, затрудняющий работу выделителя. Имеется противоречие: для частотного выделения R-зубца ЭКС требуется высокая селективность (добротность), приводящая к появлению слабозатухающих колебаний с резонансной частотой фильтра. Это противоречие разрешалось различными способами: включением в фильтр дополнительной реактивности [4] либо отключением питания активного усилительного элемента фильтра в соответствующий момент времени [5].

В рассматриваемой системе это противоречие разрешается применением нелинейного по полярности напряжения в цепи положительной обратной связи (ПОС) ПФ. Предложен новый способ изменения селективных свойств ПФ в зависимости от полярности напряжения в цепи ПОС.

Нелинейный ПФ реализован на основе схемы линейного ПФ (рис. 3) с помощью подключения к частотно-независимой цепи ПОС нелинейного элемента. При подаче на цепь ПОС нелинейного ПФ напряжения полярности, при которой нелинейный элемент (например, "идеальный" диод) находится в непроводящем состоянии, добротность фильтра

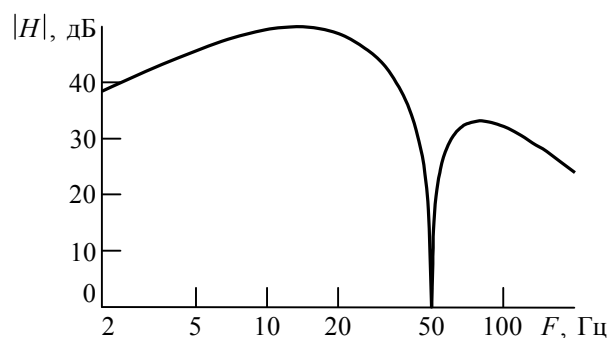


Рис. 2

и коэффициент передачи на резонансной частоте максимальны (рис. 4, кривая 1) и соответствуют параметрам исходного линейного ПФ. При перемене полярности "идеальный" диод переходит в проводящее состояние, а добротность и коэффициент передачи на резонансной частоте снижаются (рис. 4, кривая 2). Так, например, при

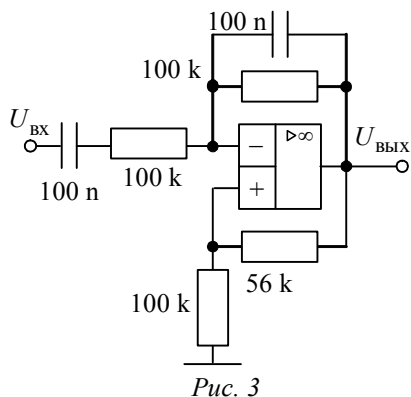


Рис. 3

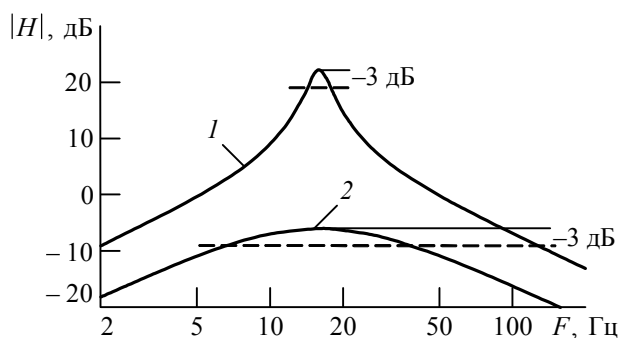


Рис. 4

смене полярности напряжения в цепи ПОС коэффициент передачи на резонансной частоте изменяется на 28 дБ (рис. 4).

Таким образом достигается сохранение амплитуды первой отрицательной информационной полуволны выходного напряжения и значительное снижение амплитуды последующей положительной полуволны. Практически это приводит к полному отсутствию слабозатухающих колебаний на выходе фильтра после прекращения действия входного импульса.

Результат моделирования схем линейного и нелинейного ПФ представлен на рис. 5. Треугольный импульс (рис. 5, а, кривая 1) имитирует R-зубец ЭКС длительностью 30 мс. Реакция высокодобротного линейного ПФ-прототипа ($Q = 4.5$, коэффициент передачи на резонансной частоте $H(F_{рез}) = 22$ дБ) (рис. 5, а, кривая 2) характеризуется слабозатухающим колебательным процессом. Напротив, реакция низкодобротного фильтра-прототипа ($Q = 0.5$, $H_{рез} = -6$ дБ) (рис. 5, а, кривая 3) практически свободна от колебаний. Нелинейный ПФ в пределах первой полуволны реакции при отрицательном напряжении в цепи ПОС эквивалентен высокодобротному фильтру-прототипу, а в следующую полуволну (при положительном напряжении в цепи ПОС) – низкодобротному. Результирующая реакция нелинейного ПФ на входной импульс треугольной формы (рис. 5, б, кривая 1) представляет собой сигнал (рис. 5, б, кривая 2), удовлетворительно имитирует R-зубец ЭКС, но свободна от длительного слабозатухающего переходного процесса, затрудняющего ее точное выделение. Таким образом, нелинейный ПФ сочетает в себе свойства двух линейных ПФ с различными значениями добротности и коэффициента передачи на резонансной частоте, зависящими от полярности напряжения в цепи ПОС.

Сигнал с нелинейного ПФ является входным для выделителя R-зубца ЭКС, структурная схема которого приведена на рис. 6. Выходной сигнал нелинейного

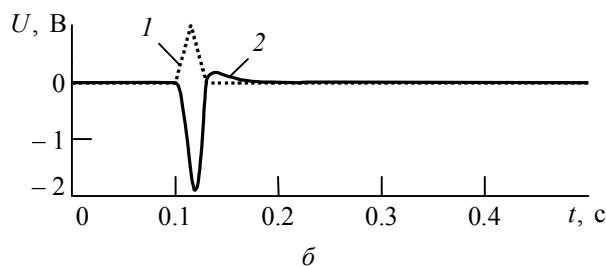
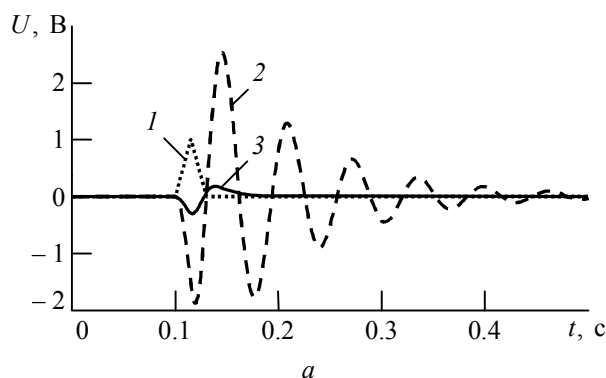


Рис. 5

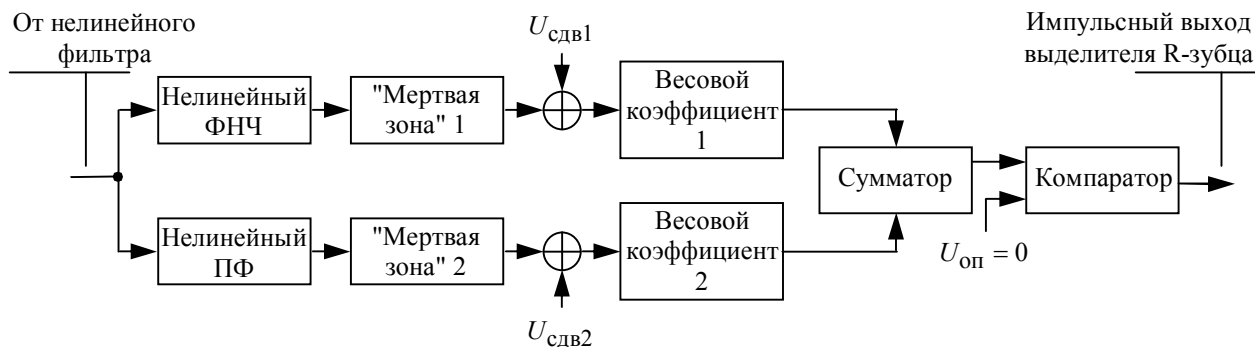


Рис. 6

фильтра подается на входы нелинейных ФНЧ и ПФ, дополнительно фильтрующих сигнал в заданном частотном диапазоне. АЧХ линейных ФНЧ и ПФ, являющихся основой для упомянутых нелинейных фильтров, представлены на рис. 7 (кривые "ФНЧ1" и "ПФ1" соответственно). Они совпадают с АЧХ нелинейных ФНЧ и ПФ при отрицательном напряжении в цепи отрицательной обратной связи (ООС). Следует отметить высокие добротность ПФ ($Q = 3.2$) и значения их коэффициентов передачи на резонансной частоте, равные 7 и 9 дБ для ФНЧ и ПФ соответственно. Кривые "ФНЧ2" и "ПФ2" (рис. 7) демонстрируют АЧХ нелинейных ФНЧ и ПФ при положительном напряжении в цепи ООС. Их коэффициенты передачи на резонансной частоте составляют -14 дБ (ФНЧ) и -12 дБ (ПФ). Таким образом, при смене полярности напряжения в цепи ООС коэффициент передачи на резонансной частоте изменяется на 21 дБ.

Повышению надежности работы выделителя R-зубца ЭКС служат звенья "мертвая зона" ("dead zone") 1 и "мертвая зона" 2 (МЗ1 и МЗ2 соответственно), куда поступают выходные сигналы фильтров. Назначение звена "мертвая зона" 1 состоит в пропуске после инвертирующего нелинейного ФНЧ только составляющих с напряжением, меньшим заданного порога $U_{МЗ1}$, а звена "мертвая зона" 2 – в пропуске после неинвертирующего нелинейного ПФ только составляющих с напряжением, превосходящим заданный порог $U_{МЗ2}$:

$$U_{\text{ВЫХ МЗ1}} = \begin{cases} 0, & U_{\text{ВХ МЗ1}} > U_{\text{МЗ1}}; \\ U_{\text{ВЫХ МЗ1}} - U_{\text{МЗ1}}, & U_{\text{ВХ МЗ1}} \leq U_{\text{МЗ1}}; \end{cases}$$

$$U_{\text{ВЫХ МЗ2}} = \begin{cases} 0, & U_{\text{ВХ МЗ2}} < U_{\text{МЗ2}}; \\ U_{\text{ВЫХ МЗ2}} - U_{\text{МЗ2}}, & U_{\text{ВХ МЗ2}} \geq U_{\text{МЗ2}}; \end{cases}$$

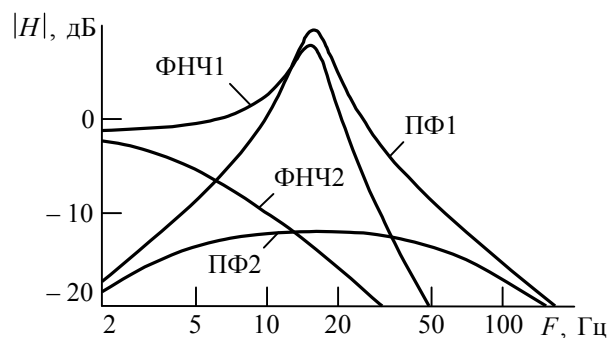


Рис. 7

где $U_{\text{ВХ МЗ}i}$, $U_{\text{ВЫХ МЗ}i}$ – напряжения на входе и на выходе звеньев "мертвая зона" соответственно; $i = 1, 2$.

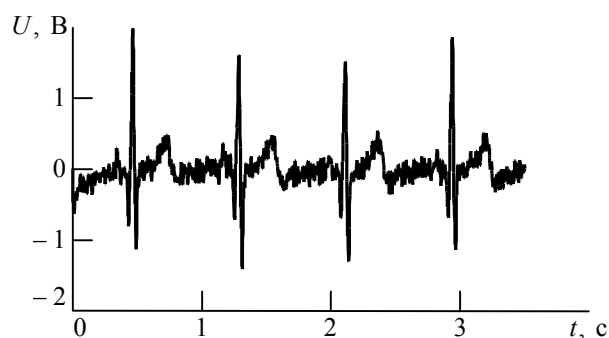
Звенья "мертвая зона" отсекают составляющие сигнала с малым размахом. Затем сигналы складываются с напряжениями сдвига $U_{\text{сдв1}}$ и $U_{\text{сдв2}}$, обеспечивающими взаимное смещение выходных сигналов нелиней-

ных ФНЧ и ПФ по напряжению (рис. 8, в). Между ними образуется зона нечувствительности для упомянутых составляющих сигнала, что повышает надежность срабатывания компаратора.

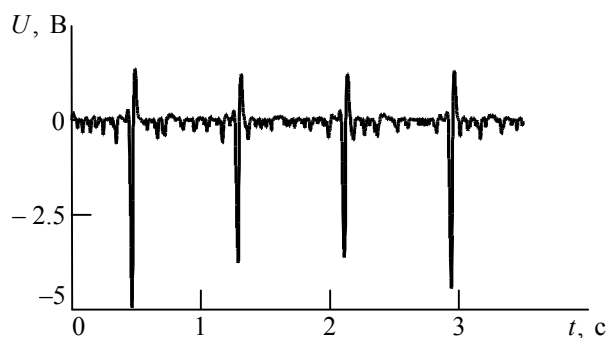
После сложения с напряжениями сдвига сигналы с требуемыми весовыми коэффициентами суммируются, создавая сигнал сравнения с нулем для компаратора. Компаратор на выходе формирует импульсный сигнал с заданным смещением переднего фронта, соответствующим временному положению области максимума R-зубца ЭКС. Изменения весовых коэффициентов при сложении позволяют регулировать временное положение выходного фронта срабатывания компаратора относительно вершины R-зубца ЭКС.

Полученные в результате моделирования совместно с моделью реального ЭКС временные диаграммы работы предварительного нелинейного ПФ и выделителя (рис. 6) приведены на рис. 8.

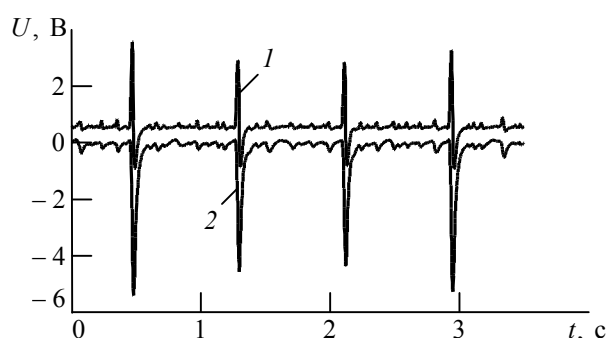
На вход предварительного нелинейного ПФ подавался входной ЭКС с аддитивной помехой (рис. 8, а), являвшейся суммой напряжений, имитирующих остаточные сетевую и электромиографическую помехи. Выходное напряжение фильтра представлено на рис. 8, б. Видно, что осуществляется эффективное подавление P-, Q-, S- и T-зубцов ЭКС, а также аддитивных помех. Выходные напряжения нелинейных ПФ и ФНЧ представлены на рис. 8, в (кривые 1 и 2 соответственно). Импульсный сигнал выделителя R-зубца на выходе компаратора приведен на рис. 8, г. На рис. 9 представлены временные диаграммы обработки исходного сигнала (рис. 9, кривая 3) в укрупненном масштабе. Передний фронт отрицательного импульса на выходе выделителя (компаратора) соответствует области максимума R-зубца (рис. 9, кривая 2) и является моментом равенства амплитуд напряжений с выходов нелинейных ФНЧ и ПФ (рис. 9, кривые 1 и 4 соответственно) с учетом напряжений сдвига. Изменение весовых коэффициентов позволяет регулировать временное положение выходного фронта срабатывания компаратора относительно вершины R-зубца ЭКС.



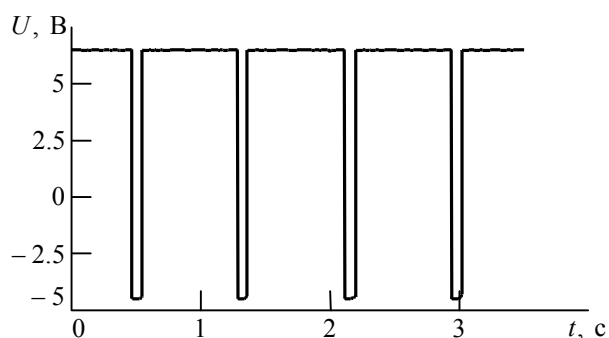
а



б



в



г

Рис. 8

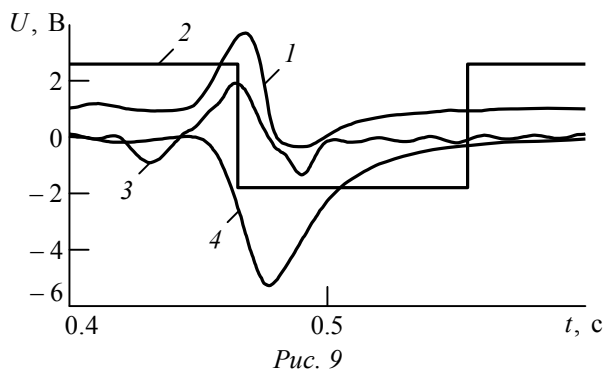


Рис. 9

Результаты. Разработанный выдελитель R-зубца ЭКС позволяет:

1. Точно определять временное положение R-зубца за счет возможности регулировки момента срабатывания выходного компаратора в области максимума R-зубца.
2. Стабильно работать в условиях значительных помех благодаря использованию узкоселективной частотной нелиней-

ной фильтрации.

3. Надежно выделять R-зубцы ЭКС с различной амплитудой с помощью изменения напряжений звеньев "мертвой зоны", сдвига и весовых коэффициентов сумматора.

Представленная разработка внедрена в отделе экологической физиологии Института экспериментальной медицины РАМН, а аппаратно-программный комплекс на ее основе планируется к использованию в области решения исследовательских и терапевтических задач БОС.

Перспективы дальнейших работ. В следующих модификациях аппаратной части электрокардиоритмометрической системы планируется отказаться от низкодобротных ПФ, использовав для частотной селекции только один нелинейный ПФ, а необходимую величину усиления набирать масштабным частотно-независимым усилителем. Это должно повысить точность выделения временного положения R-зубца и помехоустойчивость. Кроме того, планируется ввести элементы адаптивного автоматического управления пороговыми напряжениями звеньев "мертвых зон", напряжениями сдвигов и весовыми коэффициентами сумматора для повышения адаптивности системы к условиям съема и особенностям ЭКС испытуемого человека.

Список литературы

1. Ruha A., Sallinen S., Nissilä S. A real-time microprocessor QRS detector system with a 1-ms timing accuracy for the measurement of ambulatory HRV // IEEE Trans biomed eng. 1997. Vol. 44, № 3. P. 159–167.
2. Пат. РФ на полезную модель № 59911. МПК: H03H7/12. Регулируемый активный режекторный фильтр / А. В. Белов, Д. Г. Пуликов, Т. В. Сергеев. (РФ). Опубл. 27.12.2006. Бюл. 36.
3. Томпкинс У., Уэбстер Дж. Микрокомпьютерные медицинские системы: Проектирование и применение. М.: Мир, 1983. 544 с.
4. А. с. СССР 879432. МКИ² А61В5/02. Устройство для выделения R-зубца электрокардиосигнала / М. М. Ратнер, Б. Ф. Шкапин (РФ). Опубл. 25.06.74. Бюл. 23.
5. US Pat. 3927377. МКИ⁴, H03D13/00. Nonlinear filter for detecting electrocardiogram R-waves and other physiological signals / I. Tatsumo (USA). Pb. 1975/12/16.

A. V. Belov, T. V. Sergeev
Institute of experimental medicine RAMS
D. G. Pulikov
Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"

Analogue R-wave trigger of electrocardiosignal

The structure of the hardware of an R-waves analogue extractor ECG real time, developed on the basis of the analysis patents domestic and foreign circuits of known designs of detection

of a time standing of R-waves ECG is surveyed. Results of computer simulation in program MicroCap 8 offered alternatives of the hardware structures on model actual ECG are given.

Measurement of RR-intervals, R-wave detector

Статья поступила в редакцию 24 февраля 2009 г.

УДК 615.47:621.375.134

К. В. Зайченко, Т. В. Сергеев

*Санкт-Петербургский государственный университет
аэрокосмического приборостроения*

Аналоговая обработка биоэлектрических сигналов со сверхвысоким разрешением²

Рассмотрена аналоговая обработка электрокардосигналов с выделением низкоамплитудных высокочастотных составляющих для электрокардиографии сверхвысокого разрешения. Сформулированы основные проблемы, возникающие при ее технической реализации, определены пути их решения. Предложена обобщенная структурная схема блока двухканальной регистрации ЭКС с одного стандартного отведения. Рассмотрен способ нелинейной полосовой фильтрации, обеспечивающий выделение высокочастотных информационных компонентов ЭКС.

ЭКГ, сверхвысокое разрешение, нелинейная полосовая фильтрация

При электрофизиологических исследованиях клеток, тканей, органов и систем живых организмов регистрируемые биоэлектрические сигналы на большей части своей протяженности низкоамплитудны и шумоподобны, однако содержат полезные компоненты, несущие важную информацию о протекающих в исследуемых тканях нормальных физиологических процессах, а также о развитии патологических явлений. Поскольку наибольшее число тяжелых болезней для людей активного рабочего возраста приходится на заболевания сердечно-сосудистой системы, особенно актуальной является возможность регистрации и анализа сигналов биоэлектрической активности сердца.

В кардиологии все большее значение приобретают диагностические методики предупреждения кардиозаболеваний на ранних стадиях их развития, использующие средства электрокардиографии высокого разрешения (ЭКГ ВР)³. Регистрация электрокардосигнала (ЭКС) с высоким разрешением достигается за счет его обработки в расширенном, по сравнению с классической электрокардиографией, частотном диапазоне (до 250 Гц), что позволяет выявлять признаки кардиопатологий, не обнаруживаемые при анализе обычной электрокардиограммы [1], [2]. Следует выделить метод так называемой дополнительно усиленной ЭКГ, расширяющий амплитудный диапазон регистрации и анализа кардиосиг-

² Исследование поддержано грантом Фонда содействия развитию малых форм предприятий в научно-технической сфере по программе У.М.Н.И.К.

³ Иванов Г. Г. Электрокардиография высокого разрешения // URL: <http://www.ecg.ru/books/hrm/igg/kniga01/index.html>

нала, а также позволяющий выявлять дополнительные признаки кардиопатологий по сравнению с анализом обычной электрокардиограммы [3].

Указанное расширение амплитудно-частотного диапазона обработки сигналов электрофизиологической активности сердца позволило увеличить диагностическую информативность регистрируемого ЭКС. В работе [4] сформулированы теоретические предпосылки дальнейшего увеличения амплитудно-частотного разрешения при регистрации и анализе ЭКС для выявления новых признаков кардиопатологий. Для данного направления ЭКГ, работающего с электрокардиосигналами в частотном диапазоне с верхней граничной частотой выше 250 Гц и амплитудном диапазоне с минимальным значением менее 1 мкВ, авторами [5] предложен термин "электрокардиография сверхвысокого разрешения" (ЭКГ СВР).

Следует отметить, что аппаратная и алгоритмическая реализация ЭКГ СВР связана с решением ряда научно-технических проблем. Основными из них являются следующие:

1. Реализация более высокого, порядка $10^3 \dots 10^4$, коэффициента усиления при ограниченности динамического диапазона канала обработки и, в частности, пропускной способности АЦП.

2. Расширение частотного диапазона регистрации ЭКС до 2 кГц и более при значительном уровне внутренних помех, связанных с биоэлектрической активностью органов и тканей человека, в частности, миопомех – сигналов электрической активности мышц, частотный спектр которых перекрывает указанный частотный диапазон полезного сигнала.

3. Осуществление регистрации ЭКС со сверхвысоким разрешением в условиях большой внешней зашумленности (сетевая помеха, радиопомехи и т. д.) и изменчивости информационной составляющей сигнала от пациента к пациенту.

4. Значительное искажение кардиосигнала при использовании аналоговой высокоселективной частотной фильтрации из-за возникновения свободных слабозатухающих колебаний – так называемый звон фильтра. Чем уже полоса пропускания или режекции фильтра, тем больше помех в виде собственной реакции ("звона") он будет вносить в сигнал, заирудняя определение временного положения выделенного частотного компонента.

5. Выбор длительности окна, т. е. выборки конечной длительности, при использовании цифровой фильтрации требует компромисса между точностью локализации искомого низкоамплитудного сигнала (что требует сужения окна) и сохранением спектрального разрешения – различения двух соседних частот, для чего необходим анализ протяженных сегментов. Следует также упомянуть ухудшение точности измерений, связанное с применением для анализа выборок, а не непрерывного сигнала⁴. Величина частоты дискретизации сигнала также накладывает ограничения на точность измерений.

6. Использование методов синхронного накопления для выявления низкоамплитудных информационных составляющих осложнено квазипериодичностью ЭКС [4], [5].

Целью настоящей статьи является рассмотрение путей решения указанных проблем при реализации аппаратной аналоговой части устройства ЭКГ СВР на основе специально разрабо-

⁴ Иванов Г. Г. Электрокардиография высокого разрешения // URL: <http://www.ecg.ru/books/hrm/igg/kniga01/index.html>

танного способа регистрации ЭКС и методов нелинейной полосовой фильтрации, адаптированных к обработке низкоамплитудных высокочастотных составляющих (микропотенциалов).

При разработке структурных и принципиальных схем, реализующих предлагаемый способ регистрации и обработки ЭКС в расширенных амплитудном и частотном диапазонах, проводилось математическое моделирование с использованием программы структурного и схмотехнического моделирования MicroCAP. Оценка эффективности работы спроектированных схем проводилась на записях электрокардиосигналов из базы данных MIT-BIH и на модели на основе оцифрованных ЭКС, полученных с помощью разработанного макета устройства их широкополосной регистрации.

Экспериментальный макет реализован в виде блока двухканальной обработки и записи ЭКС для первого стандартного отведения. При его создании использована современная элементная база, в частности, высокоточные малошумящие операционные усилители. Для обработки данных, полученных с экспериментального макета, использовалось программное обеспечение, реализующее специально разработанные алгоритмы сверхточной синхронизации [5], [6], а также стандартные математические и статистические средства, в частности, спектрального и корреляционного анализа, на основе программ MathCAD и Derive.

Поскольку в кардиографе СВР узел аналоговой обработки кардиосигнала, с одной стороны, должен максимально усилить низкоамплитудные высокочастотные составляющие ЭКС, а с другой стороны, обеспечивать усиление его низкочастотных составляющих, имеющих амплитуду на порядки выше высокочастотных, обеспечивая при этом неискаженное прохождение R-зубца как источника информации для синхронизации, применена отдельная обработка низкочастотных и высокочастотных составляющих ЭКС. Структурная схема двухканального блока аппаратной части ЭКГ СВР представлена на рис. 1 и включает в себя: ОРФ – отключаемый режекторный фильтр; МУУ – масштабирующий управляемый усилитель; ФВЧ – фильтр верхних частот; ФНЧ – фильтр нижних частот; БНПФ – блок нелинейных полосовых фильтров.

После предварительного дифференциального частотно-независимого усиления, обеспечивающего согласование по сопротивлению и значительное подавление синфазных помех, и высокочастотной режекторной фильтрации, служащей для подавления наиболее высокоамплитудной помехи, возникающей от силовой сети, кардиосигнал поступает в два параллельных канала аналогового частотно-избирательного управляемого усиления. Первый канал –

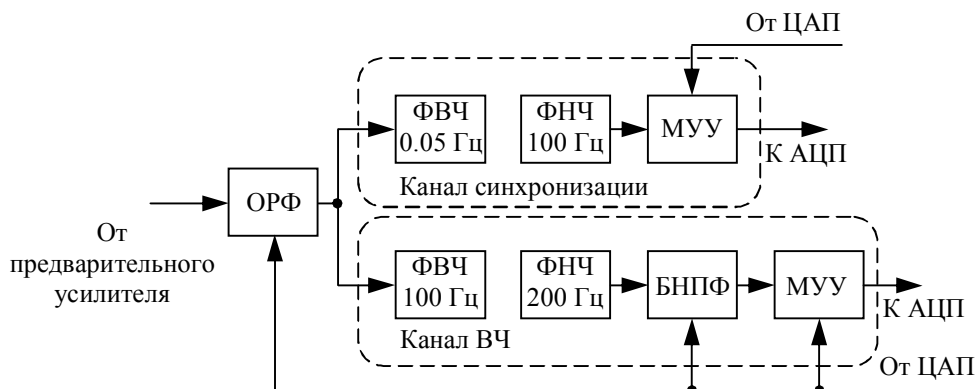


Рис. 1

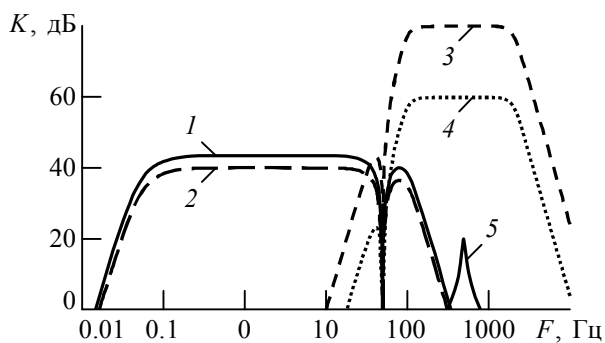


Рис. 2

канал синхронизации – обеспечивает обработку ЭКС в классическом для электрокардиографии амплитудно-частотном диапазоне: усиление в 100...150 раз (40...44 дБ) в полосе частот 0.05...100 Гц. Для этого используются ФВЧ и ФНЧ четвертого порядка с частотами среза 0.05 и 100 Гц соответственно, а также масштабный программно-управляемый усилитель. Второй канал –

высокочастотный – обеспечивает обработку ЭКС как в высоком, так и в сверхвысоком амплитудно-частотном разрешении: коэффициент усиления для высокочастотных (ВЧ) компонентов 1000...10 000 (60...80 дБ); общая полоса частот 100...2000 Гц; специальные полосы частот с возможностью изменения их границ, эффективной ширины и положения. Для этого используются ФВЧ и ФНЧ четвертого порядка с частотами среза 100 и 2000 Гц соответственно, а также применяется масштабирующий программно-управляемый усилитель. Для обработки в специальных узких частотных полосах применяется нелинейная полосовая фильтрация.

Таким образом, для преодоления рассмотренных ранее проблем обработки кардиосигнала при обеспечении регистрации его низкоамплитудных высокочастотных составляющих (микропотенциалов) разработан способ двухканальной регистрации ЭКС с одного отведения, позволяющий проводить его расширенную обработку в широком амплитудно-частотном диапазоне за счет наличия синхронизирующего канала, являющегося источником информации для дополнительной вторичной обработки данных в высокочастотном канале. Предложенный способ может быть использован и в оборудовании для других стандартных отведений ЭКГ.

На рис. 2 представлены полученные в результате моделирования амплитудно-частотные характеристики разработанного блока аналоговой обработки ЭКС.

Кривые 1 и 2 показывают предельные (максимальные и минимальные соответственно) амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) канала синхронизации для усиления в 150 и 100 раз соответственно. Кривые 3 и 4 – предельные АЧХ канала ВЧ для усиления в 1000 и 10 000 раз соответственно. Управление величиной усиления в каналах в данных пределах возможно благодаря наличию масштабирующих управляемых усилителей (МУУ), имеющих изменяемый коэффициент усиления от 1 до 10. Необходимо отметить наличие резкого провала АЧХ в области 50 Гц, создаваемого работой отключаемого режекторного фильтра (ОРФ), обеспечивающего подавление сетевой частоты. В рассматриваемом устройстве предусмотрена возможность его отключения для проведения регистрации ЭКС в экранированных помещениях или при использовании цифровой режекторной фильтрации. Кривая 5 демонстрирует один из возможных вариантов АЧХ линейного полосового фильтра (ПФ) второго порядка, используемого для выделения микропотенциалов. В представленном случае ПФ имеет резонансную частоту 500 Гц и добротность, равную 10.

На рис. 3 представлены записи реального кардиосигнала, иллюстрирующие работу блока аналоговой двухканальной обработки ЭКС, снятые при регистрации ЭКС, проводившейся в условиях минимальных помех в специально экранированном помещении.

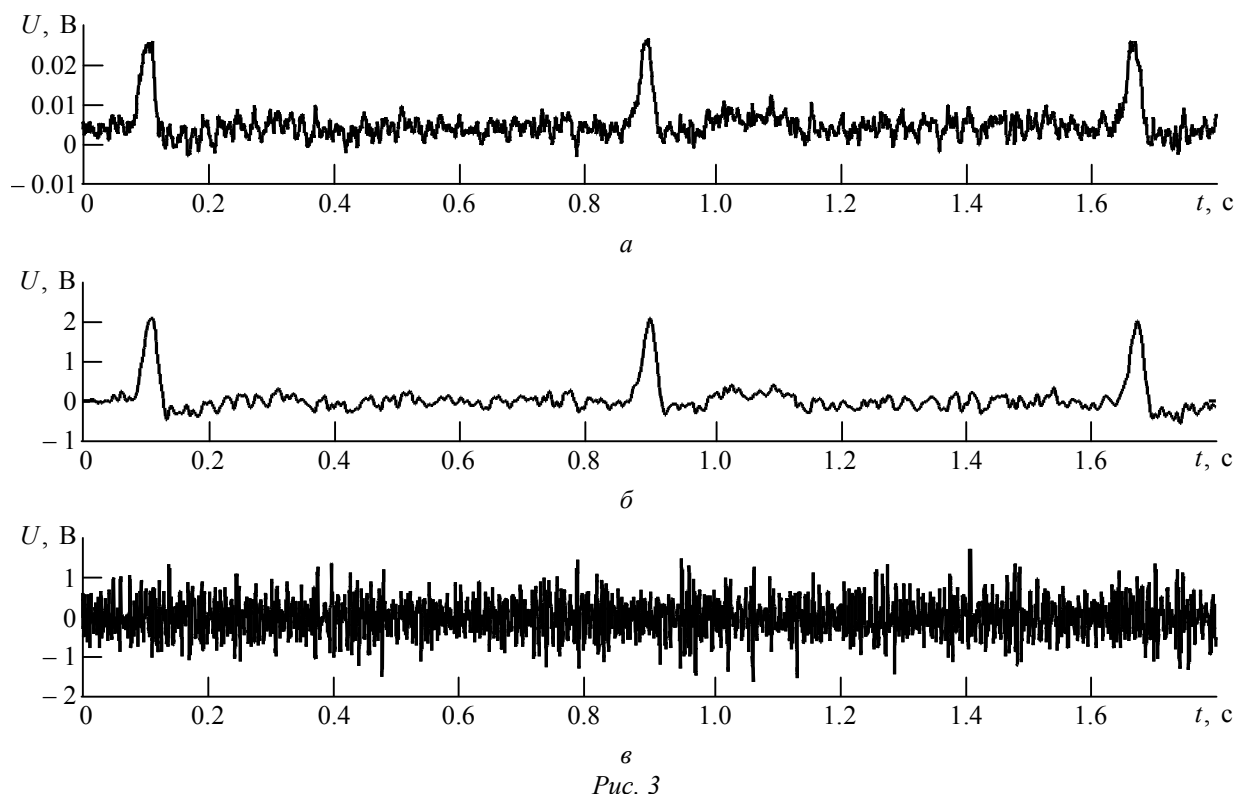


Рис. 3

На рис 3, *а* показан кардиосигнал, записанный с выхода предварительного дифференциального инструментального усилителя, не осуществляющего амплитудно-частотной коррекции в диапазоне от 0 до 10 кГц, т. е. сигнал записан в расширенном амплитудно-частотном диапазоне. На рис. 3, *б* и *в* показаны результаты обработки исходного сигнала в канале синхронизации и канале ВЧ соответственно. Следует отметить соотношение напряжений в каналах при заданных параметрах усиления и кажущийся хаотичный характер сигнала на выходе канала ВЧ. Однако при сравнении выходного напряжения этого канала (рис. 4, кривая 1) и исходного ЭКС (рис. 4, кривая 2) в большем масштабе при взаимной нормализации амплитуд оказывается, что сигналы имеют сходную форму, а коэффициент их взаимной корреляции для коротких (до 100 мс) участков лежит в диапазоне от 0.7 до 0.85.

Дальнейшая обработка сигналов канала ВЧ в разрабатываемом ЭКГ СВР должна дать ответы на следующие вопросы:

- существуют или нет в области высоких частот информационно-значимые компоненты ЭКС;
- существует ли временная локализация таких компонентов относительно R-зубцов и каково их относительное временное положение;
- каковы абсолютные и относительные величины амплитуд и частот существующих информационно-значимых высокочастотных компонентов ЭКС?

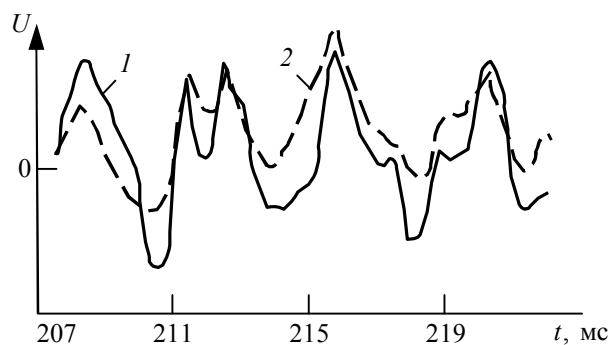


Рис. 4

Определено, что для осуществления адекватной поставленным задачам обработки ЭКС требуется высокоселективная полосовая фильтрация с добротностью 3...10, однако возможность ее использования ограничена величиной вносимых ею же искажений в обрабатываемый сигнал. Для преодоления данного противоречия использована нелинейная по полярности сигнала полосовая фильтрация цепью положительной обратной связи (ПОС). Нелинейный ПФ разработан на основе высокоселективного линейного ПФ, имеющего частотно-зависимую цепь отрицательной обратной связи (ООС) и частотно-независимую цепь положительной обратной связи, служащую для задания величины добротности фильтра.

Используемый нелинейный ПФ имеет следующую передаточную функцию:

$$H(p) = \begin{cases} \frac{p \omega_0}{p^2 + p \omega_0 / Q_1 + \omega_0^2}, & U_{\text{ПОС}} > 0; \\ \frac{p \omega_0}{p^2 + p \omega_0 / Q_2 + \omega_0^2}, & U_{\text{ПОС}} < 0, \end{cases}$$

где p – оператор Лапласа; ω_0 – циклическая резонансная частота; Q_1 и Q_2 – коэффициенты добротности ПФ при положительном и отрицательном напряжении в цепи ПОС соответственно; $U_{\text{ПОС}}$ – напряжение в цепи ПОС.

В результате достигается сохранение амплитуды первой информационной полуволны выходного напряжения и значительное снижение амплитуд последующих полуволн. Это приводит к полному отсутствию слабозатухающих колебаний на выходе нелинейного ПФ после прекращения действия входного импульса. Нелинейный ПФ сочетает в себе свойства двух линейных ПФ с различными значениями добротности и коэффициента передачи на резонансной частоте, зависящими от полярности напряжения в цепи ПОС.

Результаты моделирования нелинейного фильтра представлены на рис. 5. При моделировании использовалась модель ЭКС, полученная из записей кардиосигналов, произведе-

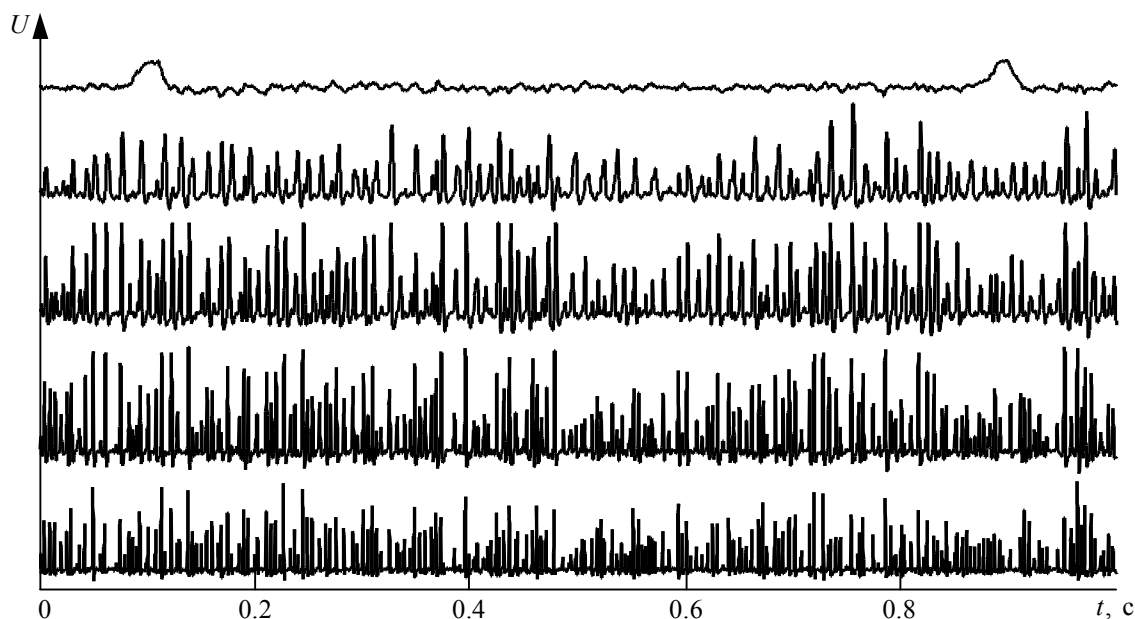


Рис. 5

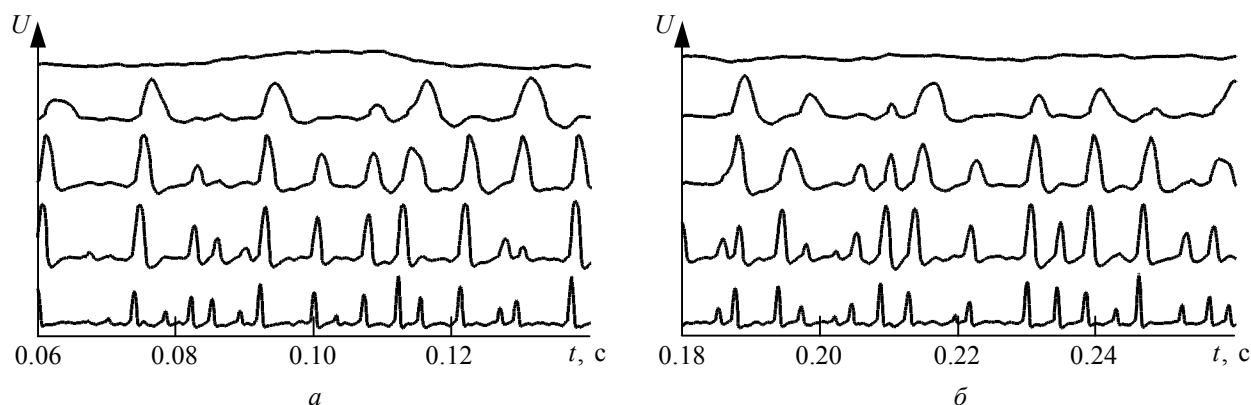


Рис. 6

денных с помощью разработанного макета ЭКГ СВР. На верхнем эюре напряжений на рис. 5 приведен входной сигнал нелинейного ПФ. Далее сверху вниз показаны реакции нелинейных ПФ, имеющих резонансные частоты 80, 160, 320, и 640 Гц соответственно, т. е. отличающиеся на октаву. Следует отметить неравномерность распределения выделенных фильтром частотных компонентов. На рис. 6 представлены напряжения на выходе нелинейных ПФ в укрупненном временном масштабе. Показаны участки, соответствующие первому R-зубцу (рис. 6, а) и ST (рис. 6, б).

Предложенная схема двухканальной обработки ЭКС с одного отведения позволяет решить сформулированные ранее проблемы реализации аппаратной аналоговой части кардиографа СВР. В частности, обеспечивается высокий коэффициент усиления порядка $10^3 \dots 10^4$ в расширенном частотном диапазоне 100 Гц...2 кГц, при возможном значительном уровне внутренних и внешних помех, в том числе и с частотным спектром, перекрывающимся со спектром полезного сигнала.

На основе методов нелинейной полосовой фильтрации, адаптированных для обработки низкоамплитудных высокочастотных составляющих кардиосигнала (микрорепотенциалов), решена задача их временной селекции при обеспечении отсутствия значительных искажений ЭКС и сохранении высокой селективности обработки.

Использование двухканального способа регистрации кардиосигнала в каждом отведении ЭКГ СВР позволяет в высокочастотном канале сохранять для дальнейшего исследования информационные высокочастотные низкоамплитудные составляющие ЭКС в условиях его обработки на фоне значительных помех. Это достигается благодаря извлечению информации для синхронизации кардиоциклов из низкочастотного канала (канала синхронизации), обеспечивающей возможность на следующих за аналоговой этапах цифровой обработки сигнала разделять его полезные и помеховые составляющие. Таким образом, примененный способ временной и частотной селекций микрорепотенциалов кардиосигнала за счет анализа тонкой структуры ЭКС совместно с классическими методами его обработки дает возможность получать данные о наличии, амплитуде и временном положении компонентов электрокардиосигнала различного частотного состава.

Для дальнейшего совершенствования аналоговой обработки планируется использовать управляемую нелинейную фильтрацию с возможностью регулирования значений резонансной частоты и добротности фильтров. На основе разработанного блока в ходе даль-

нейших работ планируется определить оптимальные полосы пропускания для нелинейных ПФ, где критерием оптимальности может служить выявление наличия диагностических признаков кардиопатологий.

Полученные в ходе исследований результаты позволяют сделать вывод о возможности практической реализации анализа ЭКС в расширенном амплитудно-частотном диапазоне для его регистрации со сверхвысоким разрешением. Реализация двухканального способа обработки кардиосигнала с одного отведения для анализа его тонкой структуры в настоящее время осуществляется в составе аппаратно-программного комплекса ЭКГ СВР, создаваемого для выявления новых диагностических признаков кардиопатологий на ранних стадиях их развития. В данном комплексе будут также реализованы аналого-цифровое преобразование с высоким разрешением (19 бит, 4 кГц), алгоритмы сверхточной синхронизации и накопления, а также методы вторичной обработки кардиосигналов на основе генетических алгоритмов. Принципы обработки сигналов, заложенные в данной системе, могут быть использованы для регистрации и анализа других видов биоэлектрических сигналов.

Список литературы

1. Новые методы электрокардиографии / под ред. С. В. Грачева, Г. Г. Иванова, А. Л. Сыркина. М.: Техносфера. 2007. 552 с. (Мир биологии и медицины).
2. Lee G. J. ECG techniques and technologies // Emerg. med. clin. N. Am. 2006. № 24. P. 209–225.
3. Янушкевичус З. И., Чирейкин Л. В., Пранявичус А. А. Дополнительно усиленная кардиограмма. Л.: Медицина, 1990. 192 с.
4. Съём и обработка биоэлектрических сигналов: Учеб. пособие / под ред. К. В. Зайченко; СПбГУАП. СПб., 2001. 140 с.
5. Зайченко К. В., Зяблицкий А. В. Реализация высокоточной синхронизации электрокардиосигналов // Вест. аритмологии / НИИ кардиологии им. В. А. Алмазова. СПб., 2008. С. 155.
6. Зяблицкий А. В. Реализация высокоточной синхронизации двухканальных электрокардиосигналов высокого разрешения // Сб. докл. междунар. конф. по мягким вычислениям и измерениям (SCM'2008). Т. 2. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2008. С. 218–223.

K. V. Zaychenko, T. V. Sergeev
Saint-Petersburg state university of aerospace instrumentation

Bioelectric signals analog processing with the ultrahigh resolution

Electric cardio signals (ECS) analogue processing with allocation of low amplitude high frequency components for электрокардиографии the ultrahigh permission is considered. The basic problems arising at its technical realization are formulated, ways of their decision are defined. The generalized block diagram of the block of two-channel ECS registration from one standard lead is offered. The way of a nonlinear strip filtration providing allocation of ECS high frequency information components ЭКС is considered.

ECS, ultrahigh resolution, nonlinear band filtration

Статья поступила в редакцию 22 мая 2009 г.



Телевидение и обработка изображений

УДК 681.323:621.391.837

И. В. Разин

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ"

К вопросу синтеза двумерных адаптивных фильтров на основе гладких функций

Синтезирован ряд двумерных адаптивных фильтров на основе гладких функций, осуществляющих формирование контурного сигнала объектов на изображении путем дифференцирования исходного сигнала в направлении градиента перепада яркости и накопления его в ортогональном направлении, что позволило компенсировать потерю в отношении "сигнал/шум" контурного сигнала фильтра, неизбежную при выполнении операции дифференцирования. Определены параметры фильтров и аналитические выражения для их весовых функций. Параметрами адаптации анизотропного фильтра служат локальные статистики, получаемые выполнением последовательности операций, состоящей из оценки сглаженных производных изображения по его осям, формирования ковариационной матрицы производных изображения, ее диагонализации и нахождения собственных векторов характеристического уравнения определителя матрицы.

Контурный сигнал изображения, адаптивный фильтр, гладкая функция, весовая функция, оператор производной, ковариационная матрица, собственный вектор, модуль градиента, Лапласиан, производная по направлению, инвариантность

Известно [1]–[3], что основная информация об отображаемых объектах изображения заключена в перепадах его яркости (контурах). Поэтому вполне естественен переход от яркостного описания исходного изображения объекта к контурному, которое используется в дальнейшем при решении широкого круга задач обработки и анализа изображений. В качестве примера можно привести задачу сегментации изображения.

Методы контурного описания. Задача получения контурного описания изображения (далее "контурное изображение") далеко не тривиальна. Анализ выполненных ранее работ позволяет выделить три метода формирования контурного сигнала: пространственного дифференцирования, аппроксимации и высокочастотной фильтрации в спектральной области. Наиболее распространен метод пространственного дифференцирования, в основу которого положен анализ скорости изменения функции яркости. Используемые при этом методы численного программирования дают хорошие результаты при условии, если применяемые операторы сочетают в себе операции сглаживания и дифференцирования функции яркости. Такое сочетание операций реализовано в классических операторах Превитта и Собелла [2], применение которых позволяет оценить частные производные по координатным осям. Следствием фиксации направления оценивания производных является неинвариантность получаемых оценок к повороту системы координат. Аналогичный недостаток имеют операторы, оценивающие производные по направлениям диагоналей координатной сетки и имеющие по этой причине название сторон света, в том числе и оператор Розенфельда [1].

Этот недостаток устранен в инвариантном к преобразованию вращения градиентном операторе $\nabla = \mathbf{i}(\partial/\partial k) + \mathbf{j}(\partial/\partial n)$, где \mathbf{i}, \mathbf{j} – орты координатных осей; k, n – целочисленные аргументы осей. Результатом применения этого оператора к изображению является векторное поле, каждый элемент которого оценивается модулем

$$|\text{grad } \varphi(k, n)| = \sqrt{(\partial\varphi(k, n)/\partial n)^2 + (\partial\varphi(k, n)/\partial k)^2} \quad (1)$$

и направлением градиента

$$\alpha(k, n) = \text{arctg} \left[\frac{\partial\varphi(k, n)/\partial n}{\partial\varphi(k, n)/\partial k} \right], \quad (2)$$

где $\varphi(k, n)$ – функция яркости изображения.

Одинаковый интерес представляют и модуль градиента перепада яркости, оценивающий скорость изменения яркости в каждой точке изображения, и направление, в котором эта скорость максимальна. Однако в основе оценок модуля и направления градиента лежат частные производные, формируемые с помощью упомянутых дифференциальных операторов. Вследствие разрывности весовых функций этих операторов их действие может приводить к появлению на изображении нежелательных артефактов и существенным ошибкам в оценках (1) и (2).

Дальнейшее развитие идея использования инвариантного дифференциального оператора, но более высокого порядка, получила в работе [4]. Марр и Хилдрет предложили сочетание дифференциального оператора Лапласа с двумерной сглаживающей функцией Гаусса. В основу процесса обнаружения перепада яркости положена фиксация точек пересечения выходным сигналом фильтра нулевого уровня. Такое пересечение авторы назвали "нулем" контурного сигнала. Для обнаружения нулей предложено использовать фильтр, реализующий инвариантную двумерную оценку второй производной изображения – так называемый $\nabla^2 h_G$ -фильтр, где $\nabla^2 = \partial^2/\partial k^2 + \partial^2/\partial n^2$ – оператор Лапласа, а $h_G(k, n) = \exp[-(k^2 + n^2)/2\sigma^2]$ – двумерная функция Гаусса. Весовая функция фильтра Марра–Хилдрета $h^{(2)}(k, n)$ есть результат применения оператора Лапласа к двумерной функции Гаусса:

$$h^{(2)}(k, n) = \left[(k^2 + n^2)/\sigma^2 - 2 \right] \exp[-(k^2 + n^2)/2\sigma^2]. \quad (3)$$

Результат свертки функции яркости изображения $\varphi(k, n)$ с весовой функцией $h^{(2)}(k, n)$ эквивалентен результату от свертки функции яркости $\varphi(k, n)$ с функцией Гаусса $h_G(k, n)$ с последующим применением к "размытому" гауссоидой изображению оператора Лапласа. По этой причине фильтр с весовой функцией (3) называют еще лапласианом гауссоиды. Его двумерный график представлен на рис. 1, а.

Использование функции Гаусса позволило устранить недостаток градиентного оператора, связанный с разрывностью весовых функций классических дифференциальных

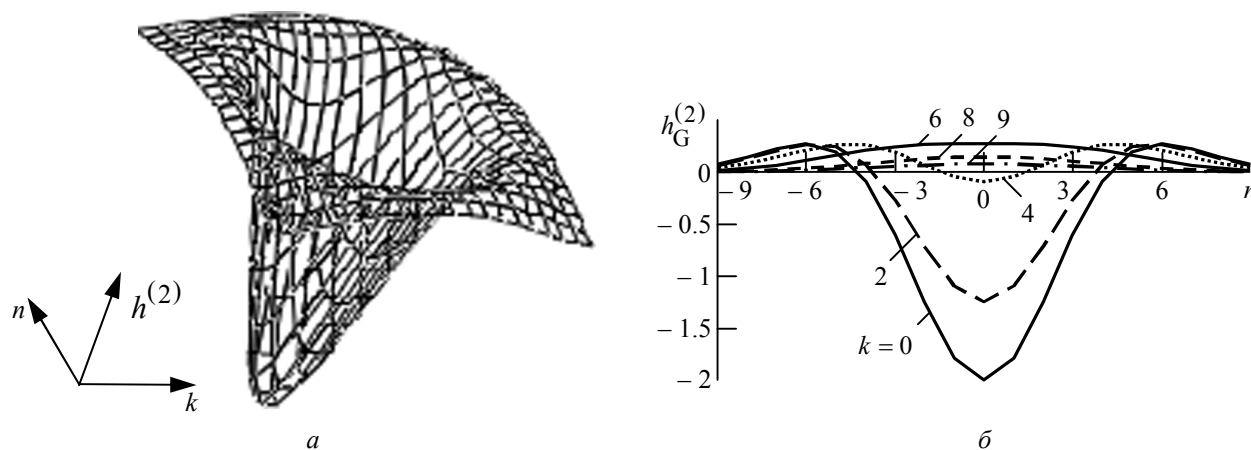


Рис. 1

операторов. Выбор функции Гаусса в качестве "размывающей" объясняется ее гладкостью как в пространственной, так и в частотной областях анализа – она не вносит каких-либо артефактов в процесс формирования контурного сигнала. И, наконец, предварительное "размывание" изображения объясняется желанием сохранения, хотя бы и частичного, отношения "сигнал/шум", неизбежное снижение которого связано с последующим применением к размытому изображению двумерного дифференциального оператора второго порядка. Заметим, что задача помехозащищенности контурного описания объектов изображения продолжает оставаться весьма актуальной. Например, чем меньше задаваемое в (3) значение σ , тем более высокочастотную структуру изображения можно потенциально сохранить, но и тем большими потерями отношения "сигнал/шум" приходится "платить" за использование дифференциального оператора второго порядка [4].

В несомненно положительном свойстве инвариантности фильтра Марра–Хилдрета заключен и свой минус – для любого фиксированного направления инвариантный оператор дает весьма грубую оценку второй производной именно в этом направлении. Это видно из графиков сечений фильтра. На рис.1, б приведены сечения фильтра по оси n при нескольких значениях второго его аргумента $k = 0, 2, 4, 6, 8, 9$ и $\sigma = 3$. Видно, как они далеки от должной формы дифференциального оператора второго порядка. Это также следует из того, что суммы весовых коэффициентов в указанных сечениях (см. таблицу) отличны от нуля (что является необходимым условием для фильтра, выделяющего производную яркости), и с увеличением σ это отличие возрастает.

n	$\sum_{k=-3\sigma}^{3\sigma} h_G^{(2)}(k, n)$
0	-7.631
2	-3.438
4	2.351
6	3.032
8	1.307
9	0.293

Как следует из рис. 1, б, сечения, удаленные от центра, не выполняют функцию дифференцирования, поскольку все их весовые коэффициенты положительны. Это следствие изотропной природы фильтра. Отлична от нуля и двойная сумма весовых коэффициентов,

составляющая для рассмотренного примера величину $\sum_{k=-3\sigma}^{3\sigma} \sum_{n=-3\sigma}^{3\sigma} h_G^2(k, n) = -1.835$, что

объясняется урезанием "хвостов" фильтра вследствие ограничения пространственных размеров апертуры до величины $\pm 3\sigma$.

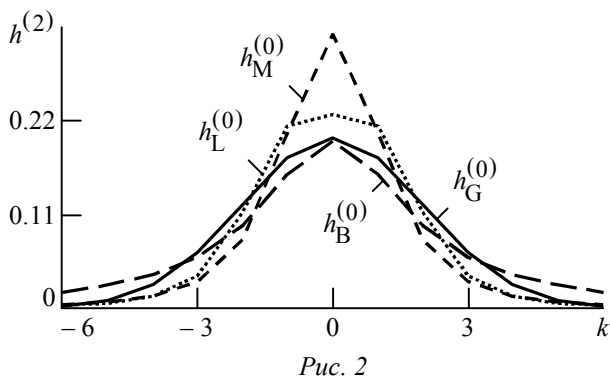


Рис. 2

Явное предпочтение, отдаваемое инвариантным операторам, объясняется отсутствием априорной информации о возможной ориентации локальных перепадов яркости объектов изображения и желанием адекватного реагирования на перепад независимо от его ориентации. Это приводит к необходимости выполнения дифференцирования в двух ортогональных направлениях,

что обязательно для классических инвариантных фильтров на основе операторов градиента и лапласиана и, как следствие, уменьшает их помехозащищенность. Обладание информацией об ориентации перепадов позволило бы решить задачу синтеза анизотропных дифференциальных фильтров первого и второго порядков, отказавшись при этом от операции дифференцирования в одном из направлений. Такой подход, естественно, усложняет задачу: она становится двухэтапной – это плата за возможность синтеза фильтра с лучшими характеристиками. Успешность такого синтеза зависит от точности оценивания направления градиента на первом этапе, что вполне достижимо при использовании для оценки частных производных изображения в выражениях (1), (2) гладких функций взамен традиционно используемых дифференциальных операторов.

Целью работы, результаты которой представлены настоящей статьей, является повышение помехоустойчивости процедуры формирования контурного изображения.

Модель разделимого анизотропного фильтра на основе гладких функций. В качестве исходных базовых функций для синтезируемых дифференциальных фильтров будем использовать следующие "гладкие" функции:

- Гаусса: $h_G^{(0)}(k) = \exp(-k^2/2\sigma_{0G}^2)$;
- Лоренца: $h_L^{(0)}(k) = \frac{1}{1+(k^2/\sigma_{0L}^2)^b}$;
- Моффата: $h_M^{(0)}(k) = \frac{1}{(1+k^2/\sigma_{0M}^2)^b}$;
- Баттерворта: $h_B^{(0)}(k) = \frac{1}{1+(k/\sigma_{0B})^b}$.

Ограничимся их рассмотрением для случая $b = 2$ при равных значениях параметров $\sigma_{0G} = \sigma_{0L} = \sigma_{0M} = \sigma_{0B} = 2$. На рис. 2 показаны графики нормированных функций при выбранных значениях параметров.

Приведем выражения и графики для производных первого порядка этих функций (рис. 3):

$$h_G^{(1)}(k) = (-k/\sigma_{1G}^2) \exp(-k^2/2\sigma_{1G}^2); \quad h_L^{(1)}(k) = \frac{-4k^3}{\sigma_{1L}^4 (1+k^4/\sigma_{1L}^4)^2};$$

$$h_M^{(1)}(k) = \frac{-4k}{\sigma_{1M}^2 (1+k^2/\sigma_{1M}^2)^3}; \quad h_B^{(1)}(k) = \frac{-2k}{\sigma_{1B}^2 (1+k^2/\sigma_{1B}^2)^2}.$$

Нормировка функций произведена на сумму положительных весовых коэффициентов производных.

Определим зависящее от значений $\sigma_{1G}, \sigma_{1L}, \sigma_{1M}, \sigma_{1B}$ значение аргумента k , при котором производные на рис. 3 принимают экстремальные значения. Для этого запишем производные второго порядка:

$$h_G^{(2)}(k) = [(k^2 - \sigma_{2G}^2)/\sigma_{2G}^4] \exp(-k^2/2\sigma_{2G}^2); \quad h_L^{(2)}(k) = \frac{32k^6 - 12k^2\sigma_{2L}^4 (1+k^4/\sigma_{2L}^4)}{\sigma_{2L}^8 (1+k^4/\sigma_{2L}^4)^3};$$

$$h_M^{(2)}(k) = \frac{24k^2 - 4\sigma_{2M}^2 (1+k^2/\sigma_{2M}^2)}{\sigma_{2M}^4 (1+k^2/\sigma_{2M}^2)^4}; \quad h_B^{(2)}(k) = \frac{8k^2 - 2\sigma_{2B}^2 (1+k^2/\sigma_{2B}^2)}{\sigma_{2B}^4 (1+k^2/\sigma_{2B}^2)^3},$$

нули которых определяют положения экстремумов производных первого порядка:

$$k_{1G} = \sigma_{1G}; \quad k_{1L} = \sigma_{1L} \sqrt[4]{3/5}; \quad k_{1M} = \sigma_{1M}/\sqrt{5}; \quad k_{1B} = \sigma_{1B}/\sqrt{3}. \quad (4)$$

Потребуем, чтобы экстремумы производных первого порядка у всех фильтров приходились на целочисленное значение аргумента $|k_{1G}| = |k_{1L}| = |k_{1M}| = |k_{1B}| = 1$, т. е. отстояли от центрального (нулевого) элемента на один дискрет разложения. Это позволит обеспечить наибольший отклик (чувствительность дифференциального оператора) на перепад яркости малоразмерного объекта на изображении. Выполнение данного требования с учетом (4) позволяет определить значения параметров для производных первого порядка:

$$\sigma_{1G} = 1; \quad \sigma_{1L} = \sqrt[4]{5/3} = 1.136; \quad \sigma_{1M} = \sqrt{5} = 2.236; \quad \sigma_{1B} = \sqrt{3} = 1.732. \quad (5)$$

Графики производных базовых функций при указанных в (5) значениях параметров приведены на рис. 4. Все производные имеют выраженные экстремумы (хотя и в разной степени) при значениях аргумента, равных ± 1 , асимптотическое стремление к нулевому уровню при увеличении модуля целочисленного значения аргумента, а суммы положительных и модулей отрицательных весовых коэффициентов равны единице.

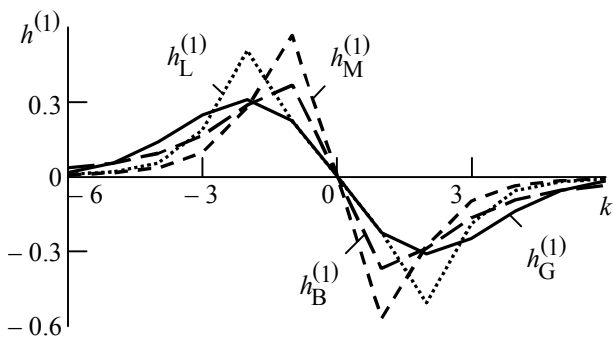


Рис. 3

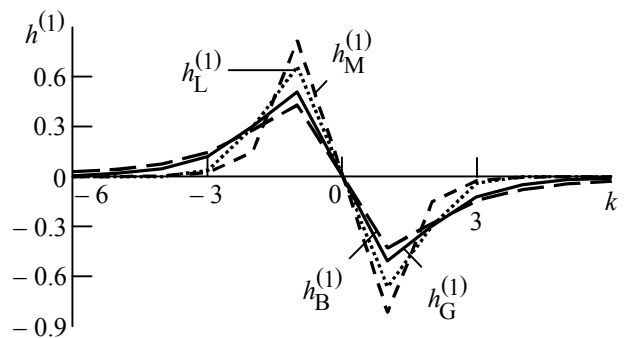


Рис. 4

Рассмотрим вопрос синтеза двумерного фильтра, осуществляющего численное дифференцирование изображения по направлению одной из координатных осей. Весовую функцию указанного фильтра представим в виде произведения одномерных функций:

$$h^{(1+0)}(k, n) = h^{(1)}(k)h^{(0)}(n), \tag{6}$$

$$h^{(0+1)}(k, n) = h^{(0)}(k)h^{(1)}(n). \tag{7}$$

На основе полученных выражений можно синтезировать ряд дифференциальных операторов, комбинируя в правой части (6), (7) различные базовые функции и производные от них. Рассмотрим два примера синтеза весовой функции дифференциального фильтра первого порядка.

Весовая функция первого фильтра синтезирована на основе функции Лоренца при $\sigma_{0L} = 2$ и производной от функции Моффата при $\sigma_{1M} = \sqrt{5}$:

$$h_{ML}^{(1+0)}(k, n) = h_M^{(1)}(k)h_L^{(0)}(n). \tag{8}$$

Сечения весовой функции фильтра Моффата–Лоренца (8) по оси k при $n = 0, 1, 2, 3, 4$ приведены на рис. 5, а, а по оси n при $k = \pm 1, \pm 2, \pm 3$ – на рис. 5, б.

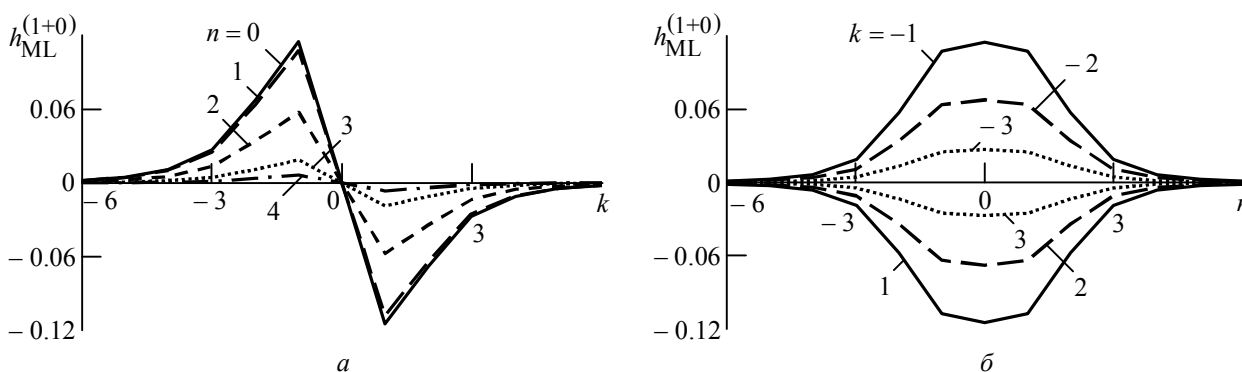


Рис. 5

Синтез весовой функции второго дифференциального фильтра выполнен на основе функции Гаусса при $\sigma_{0G} = 2$ и производной от функции Баттерворта при $\sigma_{1B} = \sqrt{3}$:

$$h_{GB}^{(0+1)}(k, n) = h_G^{(0)}(k)h_B^{(1)}(n). \tag{9}$$

Сечения весовой функции (9) фильтра Гаусса–Баттерворта по оси k при $n = \pm 1, \pm 2, \pm 3$ приведены на рис. 6, а, а по оси n при $k = 0, 1, 2, 3, 4$ – на рис. 6, б. На рис. 7, а приведена двумерная весовая функция фильтра Моффата–Лоренца (8), а на рис. 7, б – аналогичная функция фильтра Гаусса–Баттерворта (9).

Аналогичным образом возможно формирование фильтров на основе комбинаций других указанных ранее гладких функций.

Для оценки частных производных функции яркости изображения $\phi_{ij}^{(1+0)}(i, j)$ и $\phi_{ij}^{(0+1)}(i, j)$ по координатным осям i и j , соответственно, используем пространственно-инвариантные операторы на основе гладких функций и их производных вида (6), (7). Оператор h называется пространственно-инвариантным, если для любой функции яркости

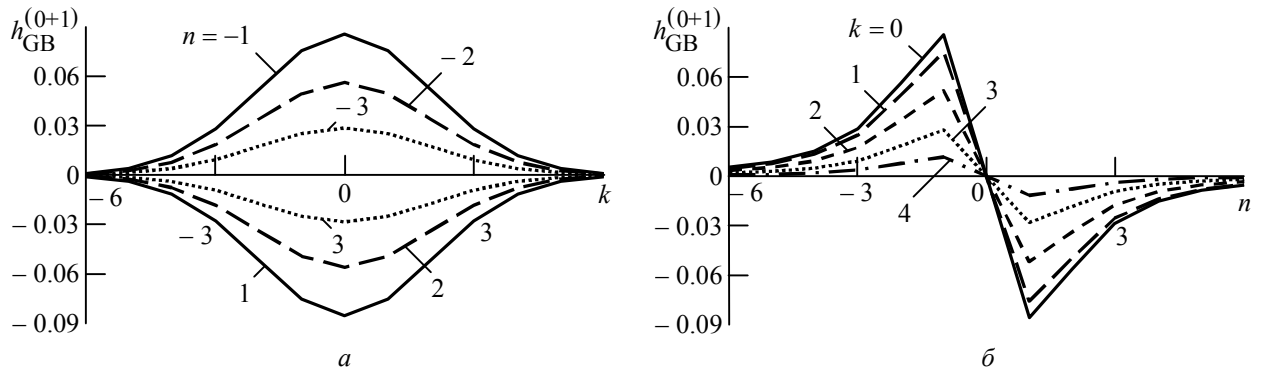


Рис. 6

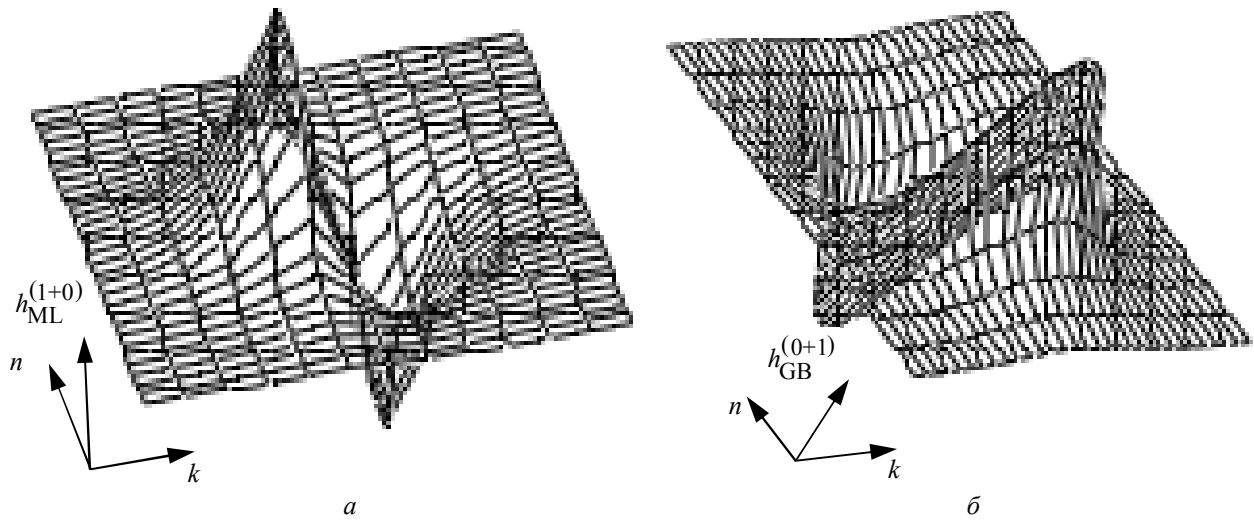


Рис. 7

изображения $\varphi(i, j)$ и для любых целых k и n выполняется равенство $g(i-k, j-n) = h\{\varphi[(i-k), (j-n)]\}$, где $g(\cdot)$ – результат преобразования. В соответствии с данным определением действие операторов (6), (7) в точке не зависит от положения ее в пространстве, и результат такого действия можно записать с помощью операции дискретной свертки: $g(i, j) = \sum_k \sum_n \varphi(k, n) h(i-k, j-n)$.

Операторы, синтезированные в соответствии с (6), (7), обладают свойством разделимости. Учитывая данное свойство $h^{(1+0)}(k, n)$, сглаженную оценку первой производной изображения по оси i можно получить, вначале численно дифференцируя функцию яркости по этой оси, а затем суммируя продифференцированный сигнал по оси j :

$$\varphi_{ij}^{(1+0)}(i, j) = \sum_k \sum_n \varphi(k, n) h^{(1)}(i-k) h^{(0)}(j-n) = \sum_n h^{(0)}(j-n) \sum_k \varphi(k, n) h^{(1)}(i-k). \quad (10)$$

График двумерного оператора, используемого в (10), приведен на рис. 7, а.

Аналогичным образом определяют сглаженную оценку производной изображения по оси j (график оператора представлен на рис. 7, б):

$$\varphi_{ij}^{(0+1)}(i, j) = \sum_k \sum_n \varphi(k, n) h^{(0)}(i-k) h^{(1)}(j-n) = \sum_n h^{(0)}(j-n) \sum_k \varphi(k, n) h^{(1)}(i-k). \quad (11)$$

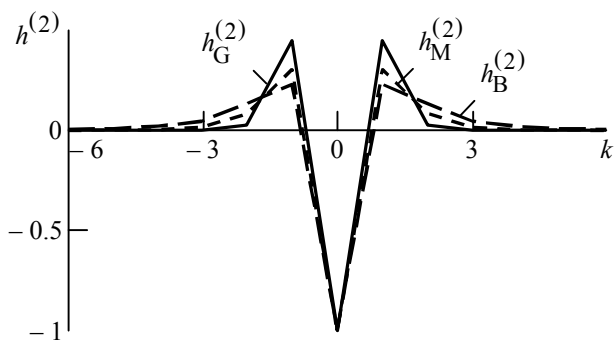


Рис. 8

Комбинации используемых в (10) и (11) функций $h^{(0)}$ и $h^{(1)}$ должны быть заранее определены и одинаковы.

Рассмотренная методика применима и для синтеза дифференциальных фильтров второго порядка. Не приводя громоздкие выражения производных третьего порядка, укажем значения параметров, для которых экстремумы производных второго порядка (нули производных третьего порядка) соответствуют значениям аргументов $|k_{2G}| = |k_{2M}| = |k_{2B}| = 1^5$:

$$\sigma_{2G} = 1/\sqrt{3} = 0.577; \sigma_{2M} = \sqrt{5/3} = 1.291; \sigma_{2B} = \sqrt{7/5} = 1.183. \quad (12)$$

На рис. 8 приведены графики нормированных вторых производных базовых функций при указанных значениях параметров.

По аналогии с (6), (7) можно синтезировать двумерную весовую функцию дифференцирующего по оси k и, соответственно, по оси n фильтра второго порядка:

$$h^{(2+0)}(k, n) = h^{(2)}(k)h^{(0)}(n); h^{(0+2)}(k, n) = h^{(0)}(k)h^{(2)}(n).$$

Для фильтра Моффата–Лоренца

$$h_{ML}^{(2+0)}(k, n) = h_M^{(2)}(k)h_L^{(0)}(n) \quad (13)$$

при $\sigma_{0L} = 3$ и $\sigma_{2M} = \sqrt{5/3}$ на рис. 9, а приведены сечения весовой функции по оси k при $n = 0, 1, 2, 3, 4$, а на рис. 9, б – сечения оси n при $k = 0, 1, 2, 3, 4$.

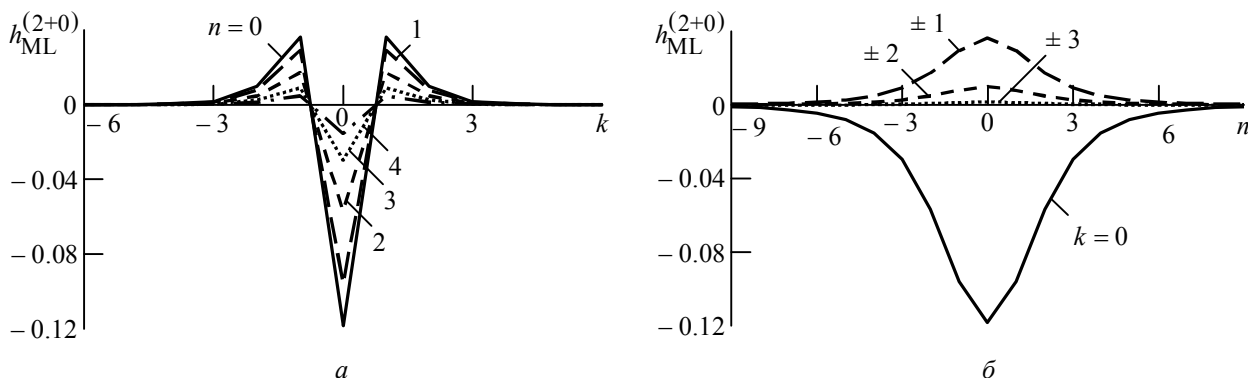


Рис. 9

Аналогичные построения выполнены для фильтра Моффата–Баттерворта

$$h_{MB}^{(0+2)}(k, n) = h_M^{(0)}(k)h_B^{(2)}(n) \quad (14)$$

при $\sigma_{0M} = 3$ и $\sigma_{2B} = \sqrt{7/5}$ на рис. 10.

Весовые функции фильтров второго порядка (13) и (14) в аксонометрическом представлении показаны на рис. 11, а, б соответственно.

⁵ Получить аналитические выражения для нулей третьей производной функции Лоренца невозможно.

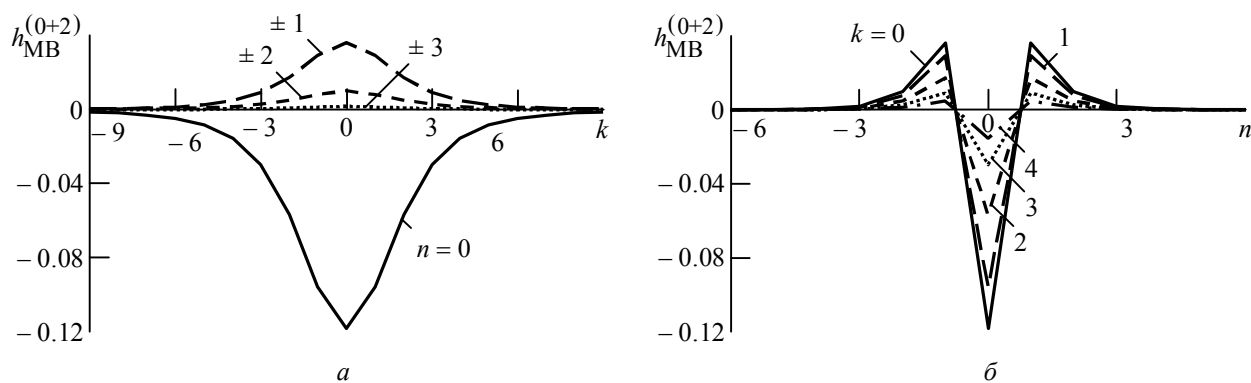


Рис. 10

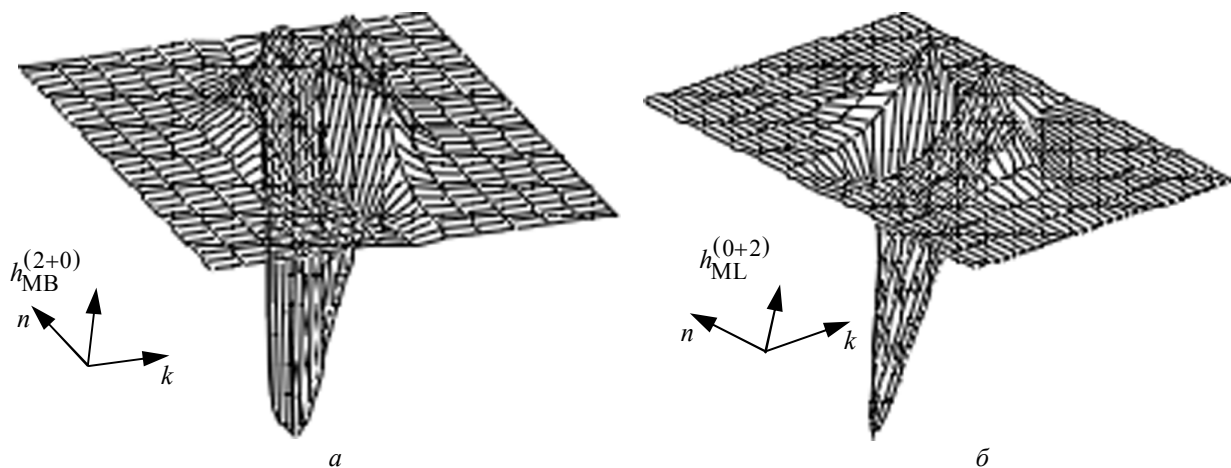


Рис. 11

Для фильтров второго порядка аналогично (10), (11) получим сглаженные оценки производной второго порядка по осям k и n соответственно:

$$\varphi_{ij}^{(2+0)}(i, j) = \sum_k \sum_n \varphi(k, n) h^{(2)}(i-k) h^{(0)}(j-n) = \sum_n h^{(0)}(j-n) \sum_k \varphi(k, n) h^{(2)}(i-k); \quad (15)$$

$$\varphi_{ij}^{(0+2)}(i, j) = \sum_k \sum_n \varphi(k, n) h^{(0)}(i-k) h^{(2)}(j-n) = \sum_k h^{(0)}(i-k) \sum_n \varphi(k, n) h^{(2)}(j-n). \quad (16)$$

Априори заданные направления дифференцирования в (10), (11), (15) и (16) позволяют усилить эффект сглаживания оценок производных заданием величины σ для сглаживающего компонента, большей аналогичной величины σ для дифференцирующих компонентов, определяемой выражениями (5) и (12).

Модель фильтрации, основанная на собственных векторах корреляционной матрицы производных изображения по координатным осям. Очевидно, что определяемые выражениями (10), (11), (15) и (16) оценки производных не инвариантны к преобразованию вращения. Переходя к задаче синтеза дифференциального фильтра, позволяющего получить инвариантную оценку производной, учтем, что в любой точке изображения производная функции яркости по направлению градиента принимает наибольшее по сравнению с другими направлениями значение, равное модулю градиента. Использование этого факта позволяет предложить альтернативный подход к формированию контурного описания, результатом которого являются оценки, эквивалентные выражениям (1) и (2). Их можно получить из решения уравнения для средней энергии производной функции яркости по направлению [5]:

$$\overline{E(i, j, \alpha)} = \overline{[\mathbf{u}, \nabla\varphi(i, j)]^2} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [\mathbf{u}, \nabla\varphi(i, j)]^2 W[\varphi_{ij}^{(1+0)}, \varphi_{ij}^{(0+1)}] d\varphi_{ij}^{(1+0)} d\varphi_{ij}^{(0+1)}, \quad (17)$$

где $[\mathbf{u}, \nabla\varphi(i, j)] = \varphi_{ij}^{(1+0)}(i, j) \cos \alpha + \varphi_{ij}^{(0+1)}(i, j) \sin \alpha$ – производная изображения по направлению единичного вектора $\mathbf{u} = \mathbf{i} \cos \alpha + \mathbf{j} \sin \alpha$; $W[\varphi_{ij}^{(1+0)}, \varphi_{ij}^{(0+1)}]$ – совместная плотность распределения производных изображения $\varphi_{ij}^{(1+0)}$ и $\varphi_{ij}^{(0+1)}$ по направлениям ортов \mathbf{i} и \mathbf{j} соответственно; черта сверху обозначает усреднение.

Представив квадратичную форму под знаком интеграла (17) в матричном виде, найдем корни характеристического уравнения корреляционной матрицы, определяющие для каждого элемента изображения экстремальные значения средней энергии производной⁶:

$$\overline{E_{\max}^{\min}(i, j)} = \frac{1}{2} \left(\overline{[\varphi_{ij}^{(1+0)}]^2} + \overline{[\varphi_{ij}^{(0+1)}]^2} \pm \sqrt{\left\{ \overline{[\varphi_{ij}^{(1+0)}]^2} - \overline{[\varphi_{ij}^{(0+1)}]^2} \right\}^2 + 4 \overline{[\varphi_{ij}^{(1+0)} \varphi_{ij}^{(0+1)}]^2}} \right). \quad (18)$$

Средняя энергия приобретает экстремальные значения $\overline{E_{\max}^{\min}(i, j)}$, если производная

определяется по направлению ортогональных собственных векторов матрицы, оцениваемых их углами поворота относительно оси \mathbf{i} :

$$\alpha_{1,2}(i, j) = \arctg \frac{\overline{[\varphi_{ij}^{(0+1)}]^2} - \overline{[\varphi_{ij}^{(1+0)}]^2} \pm \sqrt{\left\{ \overline{[\varphi_{ij}^{(1+0)}]^2} - \overline{[\varphi_{ij}^{(0+1)}]^2} \right\}^2 + 4 \overline{[\varphi_{ij}^{(1+0)} \varphi_{ij}^{(0+1)}]^2}}{2 \overline{[\varphi_{ij}^{(1+0)} \varphi_{ij}^{(0+1)}]}}. \quad (19)$$

Таким образом, результатом решения уравнения (17) является поле, каждому элементу которого ставится в соответствие два ортогональных собственных вектора матрицы преобразования. Величины векторов, определяемые (18), инвариантны к повороту в силу инвариантности характеристического уравнения к любым преобразованиям системы координат [6]. Важно отметить, что в (18), (19) используются сглаженные оценки производных, определяемые выражениями (10), (11).

Величина $\sqrt{\overline{E_{\max}(i, j)}}$ по определению представляет собой максимальную оценку производной изображения по направлению в среднеквадратичном смысле [7]. Такая оценка является оценкой модуля градиента в точке с координатами (i, j) [8]. Таким образом, функция $\sqrt{\overline{E_{\max}(i, j)}}$ представляет собой изображение модуля градиента, а $\alpha_1(i, j)$ – функцию оценки его направления, т. е. направления максимальной скорости изменения яркости изображения. Результаты экспериментальных исследований, приведенные в [9], показали высокую точность оценки направлений собственных векторов матрицы: макси-

⁶ Аргументы (i, j) производных в правой части выражений (18), (19) опущены.

мальное среднеквадратическое отклонение $\alpha_1(i, j)$ от задаваемого с шагом 5° направления пространственной синусоидальной волны не превысило 0.09° .

Локализация и усреднение оценок энергий производных $\left[\overline{\varphi_{xy}^{(1+0)}}\right]^2$, $\left[\overline{\varphi_{xy}^{(0+1)}}\right]^2$ и их взаимной энергии $\left[\overline{\varphi_{xy}^{(1+0)}\varphi_{xy}^{(0+1)}}\right]$ в (18), (19) также обеспечивается с помощью операции свертки выражения под знаком усреднения с оператором вида

$$h^{(0)}(k, n) = h^{(0)}(k)h^{(0)}(n). \quad (20)$$

Примеры такого рода сглаживающих операторов $h_{ML}^{(0)}(k, n)$ и $h_{BG}^{(0)}(k, n)$ при значениях параметров $\sigma_{0M} = \sqrt{5}$, $\sigma_{0L} = 2$, $\sigma_{0B} = 3$, $\sigma_{0G} = 1$ приведены на рис. 12, а, б соответственно. Таким образом, за счет дополнительного усреднения энергий выражения (18), (19) определяют некоторую взвешенную по окрестности каждого элемента оценку градиента, что делает ее в сравнении с (1), (2) более помехозащищенной. Эффект сглаживания энергии в (18), (19) можно, как и раньше, усилить выбором в (20) большего значения параметра σ для функции, осуществляющей сглаживание в направлении, ортогональном направлению производной.

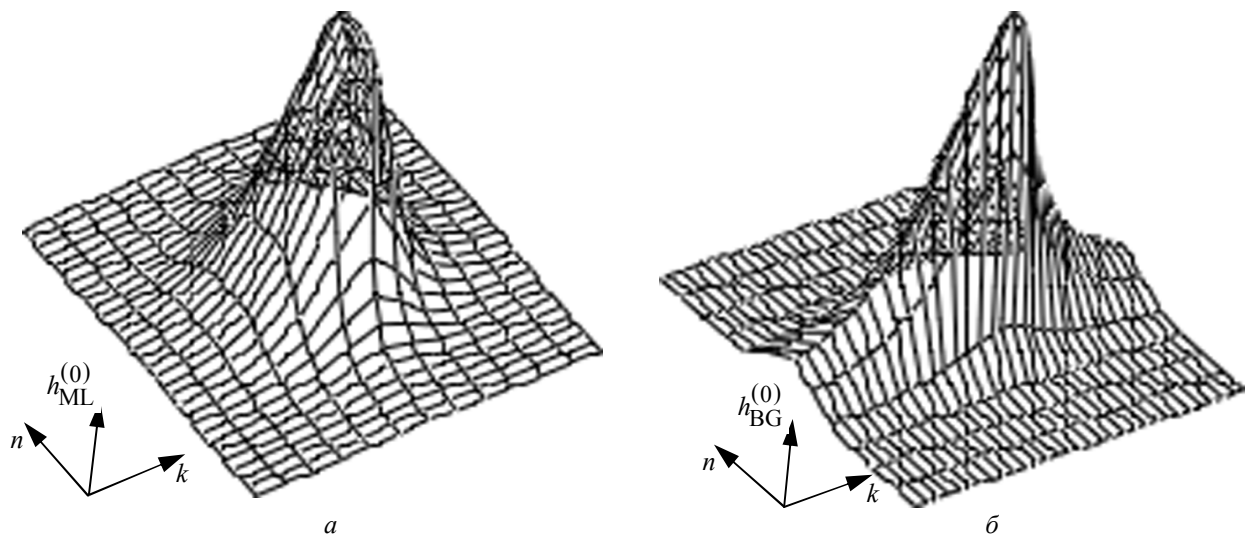


Рис. 12

Модель адаптивной фильтрации, основанная на априорном знании ориентации перепада яркости. Основываясь на свойстве производной принимать максимальное значение в направлении градиента [8], можно предположить, что в ортогональном градиенту направлении скорость изменения яркости будет существенно меньше величины градиента. При таком предположении, что действительно характерно для перепада яркости, потребуем, чтобы синтезируемый фильтр выполнял дифференцирование сигнала только в направлении градиента функции яркости, а в ортогональном направлении сохранял бы сглаживающее действие исходной базовой функции. Таким образом, взамен необходимой при оценке градиента и лапласиана операции дифференцирования в ортогональном градиенту направлении предлагается обратная по своему качеству операция – накопления сиг-

нала. Тем самым за счет накопления сигнала в ортогональном градиенту направлении повышается помехозащищенность фильтра. Заметим, что при низком отношении "сигнал/шум" предпочтение следует отдать дифференциальному оператору, синтезированному на основе функции Баттерворта, имеющему вследствие меньшего по величине экстремума более плавное стремление к нулевому уровню.

Рассмотрим еще один подход к формированию контурного изображения. В основе его лежит задача синтеза дифференциального фильтра, весовая функция которого была бы адаптирована сообразно полученной оценке локальной ориентации перепада яркости $\alpha_1(i, j)$. При такой постановке задачи весовая функция дифференциального фильтра должна быть пространственно-зависимой, адаптированной в каждой точке изображения к направлению градиента яркости в этой точке.

Для случая пространственно-зависимой весовой функции математическая модель фильтрации в аналоговой форме представима интегралом Фредгольма первого рода [1]:

$$g(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \varphi(\zeta, \vartheta) h(x, y, \zeta, \vartheta) d\zeta d\vartheta. \quad (21)$$

Процедура адаптации означает, что для каждой точки изображения с координатами (i, j) необходимо осуществить поворот весовой функции (6) дифференциального фильтра относительно начала координат на угол $\alpha_1(i, j)$. Используя известные соотношения, связывающие координаты исходной и повернутой на этот угол системы координат, весовые функции дифференциальных фильтров первого и второго порядков будут выражаться следующим образом:

$$h^{(1)}(k, n, i, j) = h^{(1)}[k \cos \alpha_1(i, j) + n \sin \alpha_1(i, j)] h^{(0)}[-k \sin \alpha_1(i, j) + n \cos \alpha_1(i, j)]; \quad (22)$$

$$h^{(2)}(k, n, i, j) = h^{(2)}[k \cos \alpha_1(i, j) + n \sin \alpha_1(i, j)] h^{(0)}[-k \sin \alpha_1(i, j) + n \cos \alpha_1(i, j)]. \quad (23)$$

Выражения (22), (23) можно выразить по-другому:

$$h^{(1)}(k, n, i, j) = h^{(1)}[k \cos \alpha_1(i, j) + n \sin \alpha_1(i, j)] h^{(0)}[k \cos \alpha_2(i, j) + n \sin \alpha_2(i, j)]; \quad (24)$$

$$h^{(2)}(k, n, i, j) = h^{(2)}[k \cos \alpha_1(i, j) + n \sin \alpha_1(i, j)] h^{(0)}[k \cos \alpha_2(i, j) + n \sin \alpha_2(i, j)]. \quad (25)$$

Примеры повернутых на угол $\alpha_1(i, j) = 20^\circ$ дифференциальных операторов первого (22) и второго (23) порядков приведены на рис. 13, а, б соответственно.

В дискретной форме выходной сигнал адаптивного дифференциального фильтра первого порядка с учетом (21), (24) выражается следующим образом:

$$\begin{aligned} & |\nabla \varphi(i, j)| = \\ & = \left| \sum_k \sum_n \varphi(i-k, j-n) h^{(1)}[k \cos \alpha_1(i, j) + n \sin \alpha_1(i, j)] h^{(0)}[k \cos \alpha_2(i, j) + n \sin \alpha_2(i, j)] \right|. \quad (26) \end{aligned}$$

Выходной сигнал адаптивного дифференциального фильтра второго порядка с учетом (21), (25) определяется выражением

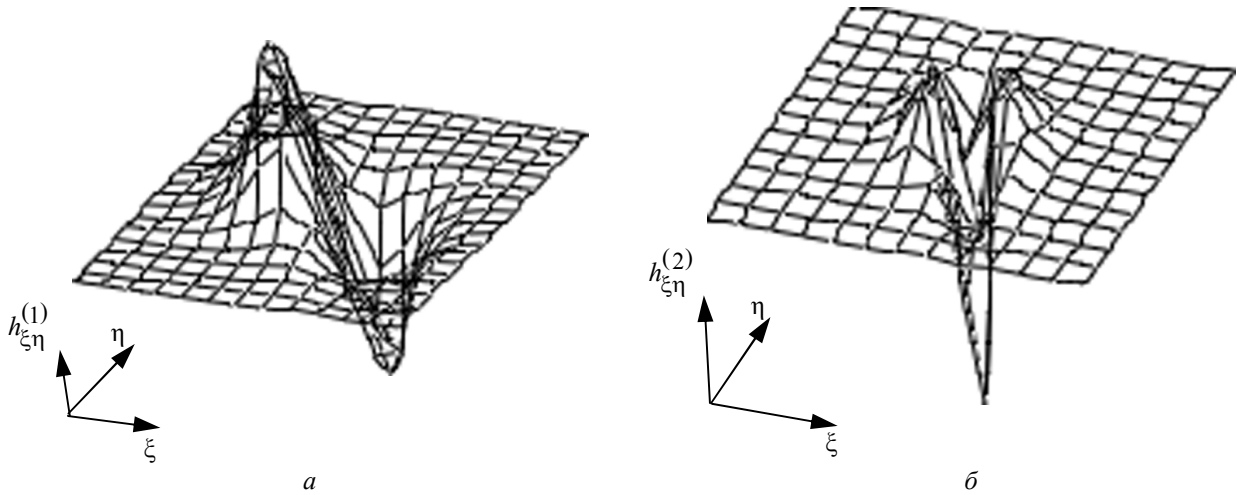


Рис. 13

$$\nabla^2\varphi(i, j) = \sum_k \sum_n \varphi(i-k, j-n) h^{(2)} [k \cos \alpha_1(i, j) + n \sin \alpha_1(i, j)] h^{(0)} [k \cos \alpha_2(i, j) + n \sin \alpha_2(i, j)]. \quad (27)$$

Выражения (26) и (27) в общем виде определяют математическую модель адаптивной фильтрации и позволяют получить инвариантные к повороту оценку модуля производной изображения первого порядка и оценку производной второго порядка соответственно, остается лишь выбрать гладкие функции $h^{(0)}$, $h^{(1)}$ и $h^{(2)}$, произведя в них необходимое доопределение переменных.

Модель адаптивной фильтрации, основанная на априорном знании статистик второго порядка. Полученные априори оценки (18), (19) собственных векторов матрицы преобразования системы координат дают возможность адаптировать пространственные размеры весовой функции фильтра к частотным свойствам функции яркости. Известно, что корень из отношения средней энергии производной сигнала к средней энергии собственно сигнала позволяет получить оценку его среднеквадратической частоты [7], [10]. Тогда выражение $\sqrt{E_{\max}(i, j)/E_{\min}(i, j)}$ определяет максимальное отношение локальных среднеквадратических частот и дает оценку степени анизотропии перепада яркости. Чем больше величина этой оценки, тем более вытянутую форму имеет перепад яркости, и тем большую величину параметра сглаживания $\sigma_{0\xi}$ можно задать, определив ее выражением $\sigma_0(i, j) = \sigma_1 \sqrt{E_{\max}(i, j)/E_{\min}(i, j)}$. Тем самым, изменяя пространственные размеры апертуры фильтра, можно дополнительно адаптировать его весовую функцию к протяженности перепада яркости.

Анализ результатов проведенных исследований показал, что адаптивный фильтр обеспечивает по сравнению с фильтром Марра–Хилдрета меньшую вероятность пропуска контурного сигнала после его порогового ограничения при равных оценках вероятностей появления ложного сигнала [9]. Адаптивный фильтр при отношении "сигнал/шум", близ-

ком к единице, лучше разрешает близко расположенные контуры, что важно в задачах распознавания малоразмерных объектов.

Список литературы

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений / пер. с англ.; под ред. П. А. Чочиа. М.: Техносфера, 2005. 1070 с.
2. Прэйт У. Цифровая обработка изображений / пер. с англ.; под ред. Д. С. Лебедева. М.: Мир, 1982. Кн. 2. 790 с.
3. Розенфельд А. Распознавание и обработка изображений с помощью вычислительных машин / Пер. с англ.; под ред. Д. С. Лебедева. М.: Мир, 1972. 230 с.
4. Марр Д. Зрение. Информационный подход к изучению представления и обработки зрительных образов / пер. с англ.; под ред. И. Б. Гуревича. М.: Радио и связь, 1987. 399 с.
5. Разин И. В., Эмдин В. С. О системе инвариантов энергетического спектра градиентных изображений произвольного порядка применительно к анализу текстуры // Автометрия. 2003. Т. 39, № 4. С. 93–108.
6. Анго А. Математика для электро-и радиоинженеров. М.: Наука, 1967. 778 с.
7. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. радио, 1974. Кн. 1. 549 с.
8. Кожевников Н. И., Краснощекова Т. И., Шишкин Н. Е. Ряды и интеграл Фурье. Теория поля. Аналитические и специальные функции. Преобразование Лапласа. М.: Наука, 1964. 183 с.
9. Разин И. В., Попечителей Е. П. Математическая модель адаптивного фильтра для формирования контурного сигнала изображения // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2007. Вып. 1. С. 24–36.
10. Разин И. В. Оценка спектральных характеристик изображений через статистики перепадов яркости // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2001. Вып. 1. С. 73–80.

I. V. Razin

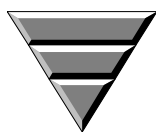
Saunt-Petersburg state electrotechnical university "LETI"

To a question of synthesis of two-dimensional adaptive filters on the basis of smooth functions

A number of two-dimensional adaptive filters based on continuously differentiable functions shaping contour signal of image objects by means of original signal differentiation in the direction of light gradient intensity and its further accumulation in orthogonal direction has been constructed. It enables to compensate losses in signal-to-noise ratio of image contour signal which are unavoidable for differentiation. Filters parameters and analytic expressions for their weight functions have been defined. Local statistics generated in operation sequences such as estimation of image smoothed derivatives in the direction of its axes, image covariance derivative matrix formation, its diagonalization and eigenvectors of secular equation of matrix determinant finding.

Image contour signal, adaptive filter, continuously differentiable function, weight function, derivative operator, covariance matrix, eigenvector, modulus of gradient, laplacian, directional derivative, invariance

Статья поступила в редакцию 17 мая 2009 г.



Определение координат целей в трехкоординатных просветных радиолокационных системах с подвижными позициями

Приведен итерационный алгоритм определения координат целей на основе метода максимального правдоподобия применительно к трехкоординатным двухпозиционным радиолокационным системам, работающим "на просвет", с подвижными приемником и передатчиком. Представлены результаты вычислений потенциальной точности измерения координат и результаты математического моделирования работы системы.

Радиолокация "на просвет", метод максимального правдоподобия, итерационный алгоритм Гаусса–Ньютона, измерение координат, построение траектории

В многопозиционных РЛС режим обнаружения "на просвет" позволяет существенно улучшить характеристики обнаружения малоразмерных объектов. Это становится возможным благодаря резкому увеличению эффективной площади рассеивания (ЭПР) в области базовых линий, соединяющих приемные и передающие позиции. Основы теории просветных радиолокационных систем изложены в работах [1], [2]. Работы [3]–[6] посвящены в основном методам определения координат в просветных радиолокационных системах с непрерывным (гармоническим) зондирующим сигналом со стационарными позициями. В работе [7] рассмотрен алгоритм определения координат в двухкоординатной системе с подвижными позициями. Такие системы могут использоваться для обнаружения низколетящих объектов при размещении приемной (или передающей) позиции, например на борту вертолета.

В настоящей статье рассмотрены трехкоординатные просветные радиолокационные системы с подвижными позициями. В качестве таких систем могут рассматриваться многопозиционные системы, включающие приемные и передающие позиции на самолетах или на искусственных спутниках Земли при любой высоте полета.

Теоретический анализ системы. В качестве моделей движения цели, приемника и передатчика принято прямолинейное движение с постоянной скоростью. Структура двухпозиционной трехкоординатной системы с подвижными позициями изображена на рис. 1, где обозначены: Пд – передающая позиция; Пр – приемная позиция; Ц – цель; точки А, В и С – проекции приемника, цели и передатчика, соответственно, на плоскость xOy , d_i – длина линии базы в момент времени t_i ; α_i и β_i – азимут и угол места, измеренные относительно приемной позиции в тот же момент времени t_i ; $\mathbf{v}_{пр}$, $\mathbf{v}_{пд}$, \mathbf{v} – век-

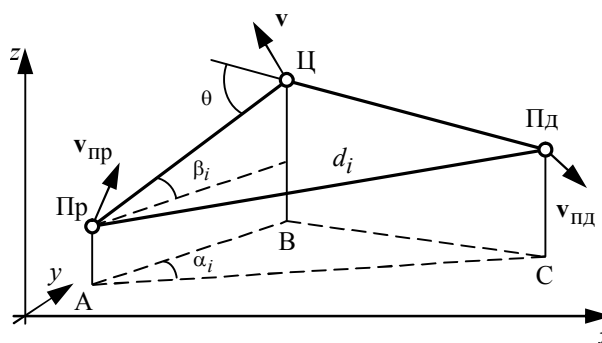


Рис. 1

торы скорости приемника, передатчика и цели соответственно; θ – угол дифракции.

Траектории приемника, передатчика и цели заданы начальными точками $S_{\text{пр } 0}$

$\{x_{\text{пр } 0}, y_{\text{пр } 0}, z_{\text{пр } 0}\}$, $S_{\text{пд } 0} \{x_{\text{пд } 0}, y_{\text{пд } 0}, z_{\text{пд } 0}\}$ и $S_0 \{x_0, y_0, z_0\}$ соответственно, а также векторами скорости $\mathbf{v}_{\text{пр}} \{v_{\text{пр } x}, v_{\text{пр } y}, v_{\text{пр } z}\}$, $\mathbf{v}_{\text{пд}} \{v_{\text{пд } x}, v_{\text{пд } y}, v_{\text{пд } z}\}$ и $\mathbf{v} \{v_x, v_y, v_z\}$.

В просветных трехкоординатных системах с непрерывным квазигармоническим зондирующим сигналом измеряемым параметром наряду с азимутом цели α и углом места цели β является частота Доплера f . Нелинейная система уравнений, связывающая первичные измеряемые параметры с параметрами траекторий приемника, передатчика и цели в момент времени t_i , имеет следующий вид:

$$\left\{ \begin{aligned} f_i(\mathbf{x}_n) &= -\frac{1}{\lambda} \left[(\Delta x_{\text{пр } i} \Delta v_{\text{пр } x} + \Delta y_{\text{пр } i} \Delta v_{\text{пр } y} + \Delta z_{\text{пр } i} \Delta v_{\text{пр } z}) / \sqrt{\Delta x_{\text{пр } i}^2 + \Delta y_{\text{пр } i}^2 + \Delta z_{\text{пр } i}^2} + \right. \\ &\quad \left. + (\Delta x_{\text{пд } i} \Delta v_{\text{пд } x} + \Delta y_{\text{пд } i} \Delta v_{\text{пд } y} + \Delta z_{\text{пд } i} \Delta v_{\text{пд } z}) / \sqrt{\Delta x_{\text{пд } i}^2 + \Delta y_{\text{пд } i}^2 + \Delta z_{\text{пд } i}^2} \right]; \\ \alpha_i(\mathbf{x}_n) &= \text{arctg}(\Delta y_{\text{пр } i} / \Delta x_{\text{пр } i}); \\ \beta_i(\mathbf{x}_n) &= \text{arctg}(\Delta z_{\text{пр } i} / \sqrt{\Delta x_{\text{пр } i}^2 + \Delta y_{\text{пр } i}^2}), \end{aligned} \right. \quad (1)$$

где $\mathbf{x}_n = [x_n, y_n, z_n, v_x, v_y, v_z]^T$ – вектор траекторных параметров цели в момент времени t_n ($x_n, y_n, z_n, v_x, v_y, v_z$ – декартовы координаты цели и проекции ее скорости на координатные оси; "T" – символ транспонирования); $\Delta \xi_{\text{пд } i} = \xi_{\text{пд } i} - \xi_i$ ($\xi: x, y, z$) – разность координат передатчика и цели в момент времени t_i ; $\Delta \xi_{\text{пр } i} = \xi_i - \xi_{\text{пр } i}$ – разность координат цели и приемника в момент времени t_i ; $\Delta v_{\text{пд } \xi} = v_{\text{пд } \xi} - v_{\xi}$ – разность проекций скоростей передатчика и цели на ось ξ ; $\Delta v_{\text{пр } \xi} = v_{\xi} - v_{\text{пр } \xi}$ – разность проекций скоростей цели и приемника на ось ξ .

При линейных траекториях движения приемника, передатчика и цели с постоянной скоростью значение координаты $\xi: x, y, z$ в момент времени $t_i = t_n - (n-i)T$ (T – интервал измерения первичных параметров), может быть найдено как $\xi_{\text{пр(пд)}i} = \xi_{\text{пр(пд)}n} - v_{\text{пр(пд)}\xi} (n-i)T$ для приемника (передатчика) или как $\xi_i = \xi_n - v_{\xi} (n-i)T$ – для цели.

Определим вектор, содержащий результаты n измерений параметров, в виде

$\mathbf{z}_n = [\hat{f}_1, \hat{\alpha}_1, \hat{\beta}_1, \hat{f}_2, \hat{\alpha}_2, \hat{\beta}_2, \dots, \hat{f}_n, \hat{\alpha}_n, \hat{\beta}_n]^T$. Примем, что ошибки первичных измерений для каждого момента времени независимы и распределены по нормальному закону с известными дисперсиями $\sigma_f^2, \sigma_{\alpha}^2, \sigma_{\beta}^2$.

Оценка $\hat{\mathbf{x}}_n$ вектора траекторных параметров \mathbf{x}_n методом максимального правдоподобия формируется из условия максимума условной плотности вероятности вектора первичных измерений $p(\mathbf{z}_n | \mathbf{x}_n)$. При нормальном законе распределения ошибок первичных измерений оптимальная оценка вектора траекторных параметров определится как

$$\hat{\mathbf{x}}_n = \arg \min [\varphi_n(\mathbf{x}_n)],$$

где $\varphi_n(\mathbf{x}_n) = [\mathbf{z}_n - \mathbf{h}(\mathbf{x}_n)]^T G_n [\mathbf{z}_n - \mathbf{h}(\mathbf{x}_n)]$; $\mathbf{h}(\mathbf{x}_n) = [f_1(\mathbf{x}_n), \alpha_1(\mathbf{x}_n), \beta(\mathbf{x}_n), f_2(\mathbf{x}_n), \alpha_2(\mathbf{x}_n), \beta_2(\mathbf{x}_n), \dots, f_n(\mathbf{x}_n), \alpha_n(\mathbf{x}_n), \beta_n(\mathbf{x}_n)]^T$ – нелинейная векторная функция, определяемая выражениями (1); $G_n = [M\{\Delta \mathbf{z}_n \Delta \mathbf{z}_n^T\}]^{-1}$ – матрица, обратная корреляционной матрице ошибок первичных измерений ($M\{\cdot\}$ – символ статистического усреднения; $\Delta \mathbf{z}_n = [\Delta f_1, \Delta \alpha_1, \Delta \beta_1, \Delta f_2, \Delta \alpha_2, \Delta \beta_2, \dots, \Delta f_n, \Delta \alpha_n, \Delta \beta_n]^T$ – вектор ошибок измерений).

При использовании метода максимального правдоподобия потенциальная точность измерения координат определяется информационной матрицей Фишера [4]. Элементы матрицы Фишера в рассматриваемой системе определяются следующим образом [4], [5]:

$$J_{lk}(\mathbf{x}_n) = -M \left\{ \frac{\partial^2 \ln p(\mathbf{z}_n | \mathbf{x}_n)}{\partial x_l \partial x_k} \right\} = \frac{1}{\sigma_f^2} \sum_{i=1}^n \frac{\partial f_i(\mathbf{x}_n)}{\partial x_l} \frac{\partial f_i(\mathbf{x}_n)}{\partial x_k} + \frac{1}{\sigma_\alpha^2} \sum_{i=1}^n \frac{\partial \alpha_i(\mathbf{x}_n)}{\partial x_l} \frac{\partial \alpha_i(\mathbf{x}_n)}{\partial x_k} + \frac{1}{\sigma_\beta^2} \sum_{i=1}^n \frac{\partial \beta_i(\mathbf{x}_n)}{\partial x_l} \frac{\partial \beta_i(\mathbf{x}_n)}{\partial x_k},$$

где $x_l, x_k, l, k = 1, 2, \dots, 6$ – элементы вектора координат цели ($x_1 = x_n, x_2 = y_n, x_3 = z_n, x_4 = v_x, x_5 = v_y, x_6 = v_z$). Дисперсии $\sigma_x^2, \sigma_y^2, \sigma_z^2, \sigma_{vx}^2, \sigma_{vy}^2, \sigma_{vz}^2$ ошибок определения координат могут быть вычислены как диагональные элементы матрицы, обратной матрице Фишера. Результаты расчета потенциальной точности для различных траекторий движения цели, приемника и передатчика представлены на рис. 2 сплошными линиями. При расчете среднеквадратические отклонения (СКО) измерения первичных параметров принимались $\sigma_f = 0.5$ Гц, $\sigma_\alpha = 0.6^\circ$ и $\sigma_\beta = 0.6^\circ$, длина волны $\lambda = 1$ м, интервал первичных измерений $T = 1$ с. Длины траекторий приемника, передатчика и цели определялись зоной действия просветного эффекта, ограниченной значениями угла дифракции $|\theta| < 30^\circ$.

Кривая 1 отвечает значениям параметров $S_{\text{пр}0} \{0, 0, 0\}$, $S_{\text{пд}0} \{40\,000, 0, 0\}$, $S_0 \{15\,000, -6000, 1000\}$, $\mathbf{v}_{\text{пр}} \{-20, 30, 0\}$, $\mathbf{v}_{\text{пд}} \{20, 20, 0\}$, $\mathbf{v} \{60, 100, 0\}$ ⁷. Эти параметры соответствуют движению приемника и передатчика в плоскости xOy при пролете цели над этой плоскостью на высоте 1000 м. Кривая аналогична построенной для систем с неподвижными позициями, рассматриваемым в [6]. В окрестности точки $\Delta y_{\text{пр}} = 0$ наблюдается подъем кривой потенциальной точности, что обусловлено ослаблением в окрестности этой точки зависимости координаты x от частоты Доплера.

Кривая 2 соответствует траектории це-

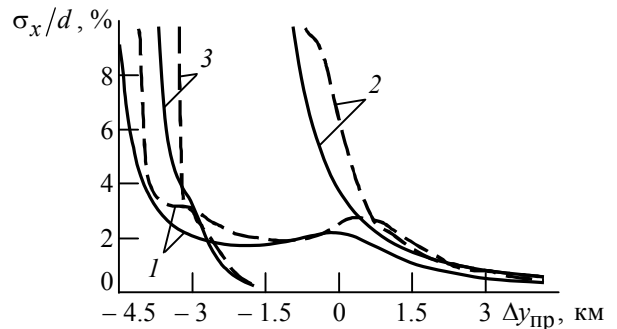


Рис. 2

⁷ Величины координат указаны в метрах, величины проекций скоростей – в метрах в секунду.

ли, проходящей под углом около 12° к плоскости, в которой движутся приемник и передатчик. В данном случае параметры имеют значения $S_{\text{пр}0} \{0, 0, 0\}$, $S_{\text{пд}0} \{40\ 000, 0, 0\}$, $S_0 \{20\ 000, -6000, 5000\}$, $\mathbf{v}_{\text{пр}} \{-20, 30, 0\}$, $\mathbf{v}_{\text{пд}} \{20, 20, 0\}$, $\mathbf{v} \{20, 100, -20\}$. Снижение точности по сравнению с первым случаем возникло из-за того, что время нахождения цели в зоне действия просветного эффекта в данном случае меньше, чем в первом.

Особенностью кривой 3 является то, что траектория цели не пересекает линию базы в плоскости xOy . Параметры данной кривой составляют $S_{\text{пр}0} \{0, 0, 0\}$, $S_{\text{пд}0} \{40\ 000, 0, 0\}$, $S_0 \{10\ 000, -4000, -2000\}$, $\mathbf{v}_{\text{пр}} \{-20, 30, 0\}$, $\mathbf{v}_{\text{пд}} \{20, 20, 0\}$, $\mathbf{v} \{200, 50, 50\}$.

Во всех рассмотренных случаях при принятых значениях СКО первичных измерений ошибка определения координат цели к концу траектории не превосходит 1 % от длины линии базы. Следует отметить, что в трехкоординатной просветной системе с подвижными позициями в отличие от системы со стационарными приемником и передатчиком существует возможность определения координат целей, неподвижных относительно поверхности Земли, но движущихся относительно приемника и (или) передатчика просветной системы.

На практике для получения приближенной оценки используется итерационный алгоритм. Используя алгоритм Гаусса–Ньютона [2], имеем

$$\hat{\mathbf{x}}_n^{j+1} = \hat{\mathbf{x}}_n^j + k \left(H_n^T G H_n \right)^{-1} H_n^T G \left[\mathbf{z}_n - \mathbf{h} \left(\hat{\mathbf{x}}_n^j \right) \right], \quad (2)$$

где $\hat{\mathbf{x}}_n^j$ – оценка вектора траекторных параметров на j -й итерации; $H_n = \partial \mathbf{h}(\mathbf{x}_n) / \partial \mathbf{x}_n |_{\hat{\mathbf{x}} = \hat{\mathbf{x}}_n^j}$ – матрица производных; k – параметр, определяющий скорость сходимости алгоритма.

При использовании итерационного алгоритма (2) ключевой проблемой является выбор начального приближения $\hat{\mathbf{x}}_n^0$. Поскольку минимизируемая функция $\varphi_n(\mathbf{x}_n)$ существенно нелинейна, применение алгоритма Гаусса–Ньютона позволяет определить локальный минимум, который не всегда совпадает с абсолютным минимумом. Правильный выбор начального приближения $\hat{\mathbf{x}}_n^0$ может существенно уменьшить ошибки при вычислении вектора траекторных параметров цели.

Найдем начальное приближение, используя следующий алгоритм. Примем, что базовая линия системы (см. рис. 1) направлена вдоль оси Ox . В таком случае, учитывая узость зоны действия просветного эффекта, будут верны соотношения $|x - x_{\text{пр}}| \gg |y - y_{\text{пр}}|$ и $|x - x_{\text{пр}}| \gg |z - z_{\text{пр}}|$. С учетом этих условий выражения (1) могут быть переписаны в следующем виде:

$$\begin{cases} f_i(\mathbf{x}_n) = -\frac{1}{\lambda} \left(\frac{\Delta y_{\text{пр } i} \Delta v_{\text{пр } y} + \Delta z_{\text{пр } i} \Delta v_{\text{пр } z}}{\Delta x_{\text{пр } i}} + \frac{\Delta y_{\text{пд } i} \Delta v_{\text{пд } y} + \Delta z_{\text{пд } i} \Delta v_{\text{пд } z}}{\Delta x_{\text{пд } i}} + v_{\text{пд } x} - v_{\text{пр } x} \right); \\ \alpha_i(\mathbf{x}_n) = \Delta y_{\text{пр } i} / \Delta x_{\text{пр } i}; \\ \beta_i(\mathbf{x}_n) = \Delta z_{\text{пр } i} / \Delta x_{\text{пр } i}. \end{cases} \quad (3)$$

Имея три набора измерений $(f_1, \alpha_1, \beta_1), (f_2, \alpha_2, \beta_2), (f_n, \alpha_n, \beta_n)$, взятых в моменты времени t_1, t_2 , и t_n соответственно, на основе (3) можно записать систему семи уравнений, связывающих первичные параметры $f_1, \alpha_1, \beta_1, f_2, \alpha_2, \beta_2, f_n, \alpha_n, \beta_n$ и траекторные параметры $x_n, y_n, z_n, v_x, v_y, v_z$:

$$\begin{cases} f_n(\mathbf{x}_n) = -\frac{1}{\lambda} \left(\frac{\Delta y_{\text{пр } n} \Delta v_{\text{пр } y} + \Delta z_{\text{пр } n} \Delta v_{\text{пр } z}}{\Delta x_{\text{пр } n}} + \frac{\Delta y_{\text{пд } n} \Delta v_{\text{пд } y} + \Delta z_{\text{пд } n} \Delta v_{\text{пд } z}}{\Delta x_{\text{пд } n}} + v_{\text{пд } x} - v_{\text{пр } x} \right); \\ \alpha_n(\mathbf{x}_n) = \Delta y_{\text{пр } n} / \Delta x_{\text{пр } n}; \\ \beta_n(\mathbf{x}_n) = \Delta z_{\text{пр } n} / \Delta x_{\text{пр } n}; \\ \alpha_1(\mathbf{x}_n) = \Delta y_{\text{пр } 1} / \Delta x_{\text{пр } 1}; \\ \beta_1(\mathbf{x}_n) = \Delta z_{\text{пр } 1} / \Delta x_{\text{пр } 1}; \\ \alpha_2(\mathbf{x}_n) = \Delta y_{\text{пр } 2} / \Delta x_{\text{пр } 2}; \\ \beta_2(\mathbf{x}_n) = \Delta z_{\text{пр } 2} / \Delta x_{\text{пр } 2}. \end{cases} \quad (4)$$

Система уравнений (4) имеет единственное решение:

$$\begin{cases} x_n = x_{\text{пр } n} + A/B; \\ y_n = y_{\text{пр } n} + \alpha_n(x_n - x_{\text{пр } n}); \\ z_n = z_{\text{пр } n} + \beta_n(x_n - x_{\text{пр } n}); \\ v_x = v_{\text{пр } x} + K_{vx}(x_n - x_{\text{пр } n}); \\ v_y = v_{\text{пр } y} + K_{vy}(x_n - x_{\text{пр } n}); \\ v_z = v_{\text{пр } z} + K_{vz}(x_n - x_{\text{пр } n}), \end{cases} \quad (5)$$

где

$$\begin{aligned} A &= (\lambda f_n + \Delta v_{\text{пд-пр } x}) \Delta x_{\text{пд-пр } n} + \Delta y_{\text{пд-пр } n} \Delta v_{\text{пд-пр } y} + \Delta z_{\text{пд-пр } n} \Delta v_{\text{пд-пр } z}; \\ B &= \lambda f_n + \Delta v_{\text{пд-пр } x} + \alpha_n \Delta v_{\text{пд-пр } y} + \beta_n \Delta v_{\text{пд-пр } z} + \Delta y_{\text{пд-пр } n} K_{vy} + \Delta z_{\text{пд-пр } n} K_{vz} - \\ &\quad - \Delta x_{\text{пд-пр } n} (\alpha_n K_{vy} - \beta_n K_{vz}); \\ \Delta \xi_{\text{пд-пр}} &= \xi_{\text{пд}} - \xi_{\text{пр}}; \Delta v_{\text{пд-пр } \xi} = v_{\text{пд } \xi} - v_{\text{пр } \xi}, \xi: x, y, z; \\ K_{vx} &= \frac{\alpha_n(t_2 - t_1) + \alpha_1 \Delta T_2 - \alpha_2 \Delta T_1}{\Delta T_1 \Delta T_2 (\alpha_1 - \alpha_2)}; K_{vy} = \frac{\alpha_n(\alpha_2 \Delta T_2 - \alpha_1 \Delta T_1) + \alpha_1 \alpha_2 (t_2 - t_1)}{\Delta T_1 \Delta T_2 (\alpha_2 - \alpha_1)}; \\ K_{vz} &= \frac{\beta_n(\beta_2 \Delta T_2 - \beta_1 \Delta T_1) + \beta_1 \beta_2 (t_2 - t_1)}{\Delta T_1 \Delta T_2 (\beta_2 - \beta_1)}; \Delta T_1 = t_n - t_1; \Delta T_2 = t_n - t_2. \end{aligned}$$

Подстановка результатов первичных измерений $f_1, \alpha_1, \beta_1, f_2, \alpha_2, \beta_2, f_n, \alpha_n, \beta_n$ в (5) позволяет получить начальное приближение для вектора траекторных параметров \hat{x}_n^0 .

Лучшие результаты можно получить, если использовать аппроксимацию зависимости доплеровской частоты, азимута и угла места от времени полиномом заданной степени, полученную, например методом наименьших квадратов. Подробное описание указанного алгоритма с линейной аппроксимацией приведено в [7]. Этот метод можно использовать в системах с подвижными позициями точно так же, как и в случае стационарных позиций.

Результаты математического моделирования. Зависимости СКО определения координаты x цели, нормированной к длине базы, от величины $\Delta u_{пр}$, рассчитанные с помощью итерационного алгоритма Ньютона–Гаусса показаны штриховыми линиями на рис. 2. Моделирование проводилось для тех же трех траекторий цели, для которых проводился теоретический расчет потенциальной точности.

Анализ результатов, приведенных на рис. 2, а также результатов, полученных для других траекторий, показывает следующее. Если траектории приемника и передатчика точно известны, потенциальная точность измерения координат в трехкоординатной двухпозиционной просветной РЛС с подвижными позициями близка к точности, достигаемой в системах с неподвижными позициями. Точность измерения координат, полученная в результате моделирования итерационного алгоритма, близка к потенциальной точности, а на конечном участке траектории эти значения практически совпадают. Основным фактором, влияющим на точность измерения координат (кроме СКО первичных измерений), является время нахождения цели в зоне действия просветного эффекта.

На рис. 3 представлен пример построения измеренной траектории цели в трехмерном пространстве. Кривая 1 – траектория приемника; кривая 2 – траектория передатчика; кривая 3 – истинная траектория цели; кривая 4 – измеренная траектория цели; 5 – проекция траектории цели на плоскость, в которой движутся приемник и передатчик.

Результаты теоретического анализа показывают, что в трехкоординатных просветных двухпозиционных системах с подвижными позициями может быть использован тот же алгоритм определения координат, что и в системах с неподвижными позициями, а именно, итерационный алгоритм Гаусса–Ньютона, реализующий метод максимального правдоподобия. Начальное приближение для работы итерационного алгоритма (5) может

быть получено как приближенное решение системы уравнений (4), связывающих измеряемые параметры с параметрами траектории цели.

Если траектории приемника и передатчика точно известны, точность определения координат цели в трехкоординатной системе с подвижными позициями близка к точности определения координат в сис-

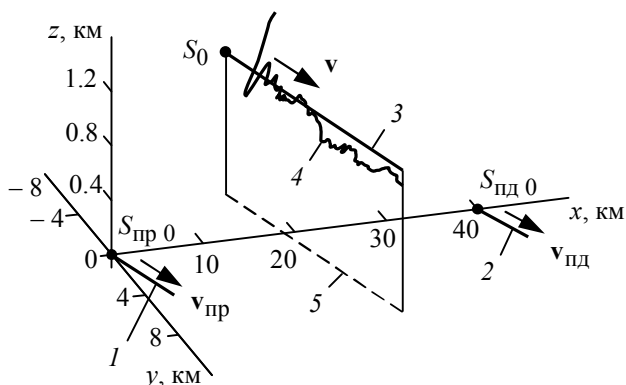


Рис. 3

теме с неподвижными приемником и передатчиком.

Использование подвижных позиций позволяет использовать просветные РЛС для определения траекторий целей, движущихся на очень низких скоростях (например, вертолетов) или даже неподвижных относительно поверхности Земли, но движущихся относительно просветной системы в целом за счет ненулевых скоростей приемника и передатчика.

Использование трехкоординатной модели системы позволяет уменьшить ошибку определения координат цели, вызванную в просветных двухпозиционных системах ненулевой высотой цели над плоскостью, в которой движутся приемник и передатчик.

Применение рассмотренного в настоящей статье алгоритма определения координат целей для трехкоординатных систем позволяет значительно расширить область применения РЛС, работающих на основе просветного эффекта, и использовать такие системы не только вблизи земной поверхности, но и на больших высотах, а также в космосе.

Список литературы

1. Willis N. J. Bistatic radar. Technology Service Corporation: Silver Spring, MD, 1995. 336 p.
2. Bistatic radar: emerging technology / ed. by M. Cherniakov. John Wiley & Sons, Ltd.: Hoboken, NJ, 2008. 406 p.
3. Blyakhman A. B. Forward scattering bistatic radar // PIERS Workshop on advances in radar methods, 20–22 July 1998. Baveno, Italy. P. 107–113.
4. Howland P. E. A Passive metric radar using a transmitter of opportunity // Proc. IEEE int. radar conf., Paris, France; 3–6 May 1994. P. 370–375.
5. Blyakhman A. B., Myakinkov A. V., Ryndyk A. G. Algorithm of target tracking for three-dimensional bistatic forward scattering radar // Proc. IV int. radar symp. "IRS 2004", 19–21 May 2004. Warsaw, Poland. P. 309–324.
6. Точность определения координат методом максимального правдоподобия при локации на просвет / А. Г. Рындык, С. Б. Сидоров, А. Б. Бляхман, Ф. Н. Ковалев // Радиотехника и электроника. 1999. Т. 44, № 12. С. 1436–1440.
7. Определение координат целей в просветных радиолокационных системах с подвижными позициями / А. Б. Бляхман, А. В. Мякинков, А. Г. Огурцов, А. Г. Рындык // Радиотехника и электроника. 2008. Т. 53, № 3. С. 327–332.

A. G. Ogurtsov

Nizhny Novgorod state technical university

Target tracking in a three-dimensional bistatic forward scattering radar with mobile positions

The iterative Gauss – Newton tracking algorithm based on the maximum-likelihood method in the three-dimensional two-position forward scattering radar with mobile positions is described. Estimates of the target coordinates measurements potential accuracy are obtained. Results of Gauss – Newton algorithm mathematical modeling are presented.

Forward-scattering radar, maximum-likelihood method, Gauss-Newton iterative algorithm, coordinates measurements, tracking

Статья поступила в редакцию 22 апреля 2009 г.

УДК 621.396.96

Ю. С. Юрченко, А. А. Шарыпов

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ"

Исследование точности измерения ошибок от действия переотражений в аппаратуре потребителя глобальной навигационной спутниковой системы

Оценена зависимость точности измерения ошибок от многолучевости на основе сопоставления измерений отношений "сигнал/шум", полученных при установке стробов коррелятора на разных участках элементарного символа дальномерного кода. Предложен алгоритм выделения ошибок от действия переотражений, который может использоваться в дифференциальных навигационных системах для оценки точности вычисляемых поправок.

Многолучевое распространение, отношение "сигнал/шум", схема слежения за задержкой с "узким" и с "широким" корреляторами

Многолучевое распространение сигнала приводит к потере точности вычисления дифференциальных поправок и снижению точности дифференциальной навигационной спутниковой системы. Существуют несколько способов выделения ошибки от многолучевости. Один из методов состоит в сопоставлении оценок отношения "сигнал/шум" (ОСШ), вычисленных при установке стробов коррелятора по переднему и заднему фронтам элементарного символа дальномерного кода. Другой способ заключается в выделении среднечастотной составляющей флуктуаций поправок корреляционным методом с использованием измерений ОСШ. Для оценки качества дифференциальных поправок и обеспечения целостности актуальной является задача вычисления точности получаемых оценок ошибок от многолучевости.

В современных приемных устройствах глобальной навигационной спутниковой системы для повышения точности используются так называемые узкие корреляторы, широкополосные приемные тракты [1] и предлагаются различные методы борьбы с многолучевостью, связанные с усложнением формы стробов навигационного приемника [2]. В схеме слежения за задержкой кода с "узким" коррелятором [1] ошибка, создаваемая переотражениями, практически не зависит от задержки отраженного сигнала. Поэтому ошибка оценки ОСШ, вычисленная по переднему фронту одного элементарного символа, будет относительно постоянна по сравнению с оценкой ОСШ, формируемой обычным измерителем с шириной строба, равной длительности элементарного символа кода. Предполагая, что переотражения всегда запаздывают во времени, их мощность меньше "прямого" сигнала и задержка переотражений меньше длины элементарного символа дальномерного кода, ошибку от многолучевости можно получить, сопоставляя оценки ОСШ, вычисленные при установке стробов коррелятора по переднему и заднему фронтам элементарного символа дальномерного кода. При отсутствии переотражений и действии широкополосного шума эти оценки ОСШ будут равны. При условии, что переотражения не попадают в первый строб, можно получить оценки ОСШ для сигнала, не содержащего переотражения, и сигнала, на который влияет многолучевость.

При измерении ОСШ используются квадратурные сигналы, формируемые корреляторами приемного устройства [3]:

$$I_p(k) = [A(k)/2n] \cos \varphi_0 + n_I(k)/2\sqrt{n}; \quad Q_p(k) = [A(k)/2n] \sin \varphi_0 + n_Q(k)/2\sqrt{n}, \quad (1)$$

где $I_p(k)$ и $Q_p(k)$ – квадратурные сигналы, соответствующие первому (раннему) стробу; k – дискретное время, определяемое накоплением на периоде дальномерного кода; $A(k)$ – амплитуда сигнала на входе коррелятора; n – отношение протяженности элементарного символа к ширине строба коррелятора; φ_0 – начальная фаза принимаемого сигнала; $n_I(k)$ и $n_Q(k)$ – взаимно некоррелированные отсчеты дискретного "белого" шума с нулевым средним.

Если сигналы пространственно разнесенных источников переотражений представить в виде векторной суммы, квадратурные сигналы, соответствующие второму (позднему) стробу, представляются аналогично (1) в виде

$$I_{\Pi}(k) = [A_{\Sigma}(k)/2n] \cos \varphi_{\Sigma} + n_I(k)/2\sqrt{n}; \quad Q_{\Pi}(k) = [A_{\Sigma}(k)/2n] \sin \varphi_{\Sigma} + n_Q(k)/2\sqrt{n}, \quad (2)$$

где $A_{\Sigma}(k) = A(k) \sqrt{m^2 + 2m \cos \Delta\varphi + 1}$, $\varphi_{\Sigma} = \varphi_0 - \arctg \{m \sin \Delta\varphi / [1 + m \cos \Delta\varphi]\}$ – суммарные амплитуда и фаза соответственно (m – уровень отраженного сигнала, нормированный к $A(k)$; $\Delta\varphi$ – разность фаз полезного и отраженного сигналов). Выражения (1) и (2) записаны в предположении, что навигационные данные постоянны на интервале накопления и отсчеты шума в каналах измерения $I_p(k)$ и $I_{\Pi}(k)$, а также $Q_p(k)$ и $Q_{\Pi}(k)$ не коррелированы.

Для строба, установленного по переднему фронту элементарного символа кода, вычислим широкополосную сумму:

$$\begin{aligned} WBP_p = \sum_{k=1}^M [I_p^2(k) + Q_p^2(k)] &= M \frac{A^2}{4n^2} + \frac{A}{2n\sqrt{n}} \cos \varphi_0 \sum_{k=1}^M n_I(k) + \\ &+ \frac{A}{2n\sqrt{n}} \sin \varphi_0 \sum_{k=1}^M n_Q(k) + \frac{1}{4n} \sum_{k=1}^M n_I^2(k) + \frac{1}{4n} \sum_{k=1}^M n_Q^2(k) \end{aligned} \quad (3)$$

и узкополосную сумму

$$\begin{aligned} NBP_{\Pi} = \left[\sum_{k=1}^M I_{\Pi}(k) \right]^2 + \left[\sum_{k=1}^M Q_{\Pi}(k) \right]^2 &= M^2 \frac{A^2}{4n^2} + M \frac{A}{2n\sqrt{n}} \cos \varphi_0 \sum_{k=1}^M n_I(k) + \\ &+ M \frac{A}{2n\sqrt{n}} \sin \varphi_0 \sum_{k=1}^M n_Q(k) + \frac{1}{4n} \left[\sum_{k=1}^M n_I(k) \right]^2 + \frac{1}{4n} \left[\sum_{k=1}^M n_Q(k) \right]^2, \end{aligned} \quad (4)$$

где M – число отсчетов в каждой из квадратурных составляющих.

Из (3) и (4) получим:

$$E(WBP_p) = (A^2/4n^2)M + M(N_0B/2n); \quad E(NBP_{\Pi}) = (A^2/4n^2)M^2 + M(N_0B/2n), \quad (5)$$

где N_0 – спектральная плотность шума; B – полоса пропускания приемного тракта; $E(\cdot)$ – оператор усреднения.

Из (5) оценка ОСШ, вычисленная с использованием строба, установленного по переднему фронту элементарного символа кода, определится как

$$\widehat{SNR}_p = \frac{B[E(NBP_p) - E(WBP_p)]}{M E(WBP_p) - E(NBP_p)} = \frac{B(M^2 - M)(A^2/4n^2)}{(M^2 - M)(N_0 B/2n)} = \frac{A^2}{2nN_0}. \quad (6)$$

Выполняя для (2) выкладки, аналогичные (3), (4), получим оценку ОСШ, вычисленную с использованием строба, установленного по заднему фронту элементарного символа кода:

$$\widehat{SNR}_\Pi = \frac{B[E(NBP_\Pi) - E(WBP_\Pi)]}{M E(WBP_\Pi) - E(NBP_\Pi)} = \frac{A_\Sigma^2}{2nN_0}.$$

Оценку относительной амплитуды отраженного сигнала выразим через отношение мощностей суммарного и полезного сигналов:

$$\frac{A_\Sigma}{A} = \sqrt{\frac{E(NBP_\Pi) - E(WBP_\Pi)}{E(NBP_p) - E(WBP_p)}}.$$

Для оценки точности рассмотренного способа измерения амплитуды отраженного сигнала предположим, что числитель подкоренного выражения содержит относительную ошибку Δ_n , а знаменатель – относительную ошибку Δ_d , причем $\Delta_n \ll 1$ и $\Delta_d \ll 1$. Тогда оценка имеет вид

$$\frac{A_\Sigma}{A} = \sqrt{\frac{E(NBP_\Pi) - E(WBP_\Pi)}{E(NBP_p) - E(WBP_p)} \left(\frac{1 + \Delta_n}{1 + \Delta_d} \right)} \approx \sqrt{\frac{E(NBP_\Pi) - E(WBP_\Pi)}{E(NBP_p) - E(WBP_p)} \left(1 + \frac{\Delta_n - \Delta_d}{2} \right)}. \quad (7)$$

Так как раздельно оценить разность фаз и амплитуду невозможно, уровень отраженного сигнала оценим, представив $\Delta\phi$ и m в виде $m' = m \cos(\Delta\phi)$. С учетом $m' = A_\Sigma/A - 1$ выражение (7) преобразуется к виду

$$m' \approx \sqrt{\frac{E(NBP_\Pi) - E(WBP_\Pi)}{E(NBP_p) - E(WBP_p)} \left(1 + \frac{\Delta_n - \Delta_d}{2} \right)} - 1. \quad (8)$$

Поскольку ошибки Δ_n и Δ_d некоррелированы, среднеквадратичная суммарная относительная ошибка измерения m' определится по правилу сложения дисперсий относительных ошибок числителя σ_n^2 и знаменателя σ_d^2 :

$$\sigma = \sqrt{\sigma_n^2 + \sigma_d^2} / 2. \quad (9)$$

Введя с целью сокращения записей обозначения $WBP_\Pi = X$ и $NBP_\Pi = Y$, для мощности полезного сигнала, находящейся в знаменателе в (8), получим

$$\sigma_d^2 = \frac{E\{[Y - X - E(Y - X)]^2\}}{E[(Y - X)]^2}. \quad (10)$$

Найдем величины, входящие в (10):

$$E(Y - X) = (A^2/4n^2)(M^2 - M); \quad (11)$$

$$E\{[Y - X - E(Y - X)]^2\} = E\left\{\left[(M-1)\frac{A}{2n}\cos\varphi_0\sum_{k=1}^M\frac{n_I(k)}{\sqrt{n}} + (M-1)\frac{A}{2n}\sin\varphi_0\sum_{k=1}^M\frac{n_Q(k)}{\sqrt{n}} + \frac{1}{4n}\sum_{k=1}^M\sum_{\substack{m=1 \\ m\neq k}}^M n_I(k)n_I(m) + \frac{1}{4n}\sum_{k=1}^M\sum_{\substack{m=1 \\ m\neq k}}^M n_Q(k)n_Q(m)\right]^2\right\}. \quad (12)$$

Ряд перекрестных произведений, входящих в (12), после возведения в квадрат и усреднения представляют собой моменты некоррелированных случайных величин или смешанные начальные моменты третьего порядка и, следовательно, равны нулю. Оставшиеся произведения дают следующий результат:

$$E\{[Y - X - E(Y - X)]^2\} = M(M-1)^2(A^2/4n^3)N_0B + M(M-1)(N_0B)^2/8n^2. \quad (13)$$

Подставив (13) и (11) в (10), с учетом (6) получим

$$\sigma_d^2 = (2/M)(1/SNR_p) + 1/[2M(M-1)SNR_p^2]. \quad (14)$$

Выполнив преобразования, аналогичные (10)–(13), получим дисперсию ошибки σ_n^2 числителя:

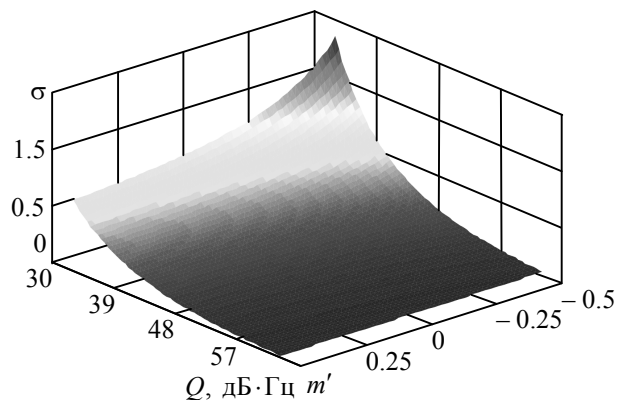
$$\sigma_n^2 = (2/M)(1/SNR_n) + 1/[2M(M-1)SNR_n^2]. \quad (15)$$

С учетом (9), (14) и (15) суммарная относительная ошибка измерения уровня переотражений σ составит

$$\sigma = \sqrt{(1/2M)(1/SNR_n + 1/SNR_p) + 1/[8M(M-1)](1/SNR_n^2 + 1/SNR_p^2)}. \quad (16)$$

На рисунке приведена полученная расчетным путем зависимость относительной ошибки измерения σ от уровня переотражений при $M = 20$, $n = 10$, $m' = -0.5 \dots 0.5$ и коэффициента потерь $x = 2$. Вычисление отношений "сигнал/шум" выполнялось по формуле $SNR = QT/x$ [4], где Q – энергетический потенциал; $T = 1$ мс – время накопления.

Наибольший вклад в относительную ошибку измерения (16) вносит составляющая, соответствующая стробу, установленному по заднему фронту элементарного символа кода. В области $Q > 40$ дБ·Гц уровень ошибки резко снижается и практически не зависит от уровня отраженного сигнала.



Список литературы

1. Dierendonck, van A. J., Fenton P., Ford T. Theory and performance of narrow correlator spacing in a GPS receiver // Navigation. 1992. Vol. 39, № 3. P. 265–283.
2. Veitsel V., Zhdanov A., Zhodzishsky M. The mitigation of multipath errors by strobe correlators in GPS/GLONASS receivers // GPS Solutions. 1998. Vol. 2, № 2. P. 38–45.

3. Feng G., Graas, van F. GPS Receiver Block Processing // Proc. of the ION GPS-1999, Nashville, Tennessee, 14-17 sept. 1999 / Inst. of navigation. Manassas, VA, 1999. P. 307-315.

4. Радиосистемы управления: учебник для вузов / В. А. Вейцель, С. А. Волковский, А. С. Волковский и др.; под ред. В. А. Вейцеля. М.: Дрофа, 2005. 416 с.

Yu. S. Yurchenko, A. A. Sharypov
The Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"

Performance of error measurements affected by multipath over user equipment of global navigation satellite system

Dependence of errors measurement accuracy from multi beam on the basis of comparison of "signal/noise" relations measurements assumed with installation of correlator strobes at different parts of elementary symbol of range finder code is estimated. The algorithm of allocation of errors from action of re-reflections which can be used in differential navigating systems for an estimation of calculated amendments accuracy is offered.

Multipath interference, "signal/noise" ratio, delay lock loop with narrow and wide correlator spacing

Статья поступила в редакцию 23 апреля 2009 г.

УДК 621.391:621.396

В. Г. Валеев

Уральский государственный технический университет – УПИ

Повышение эффективности радиолокационного обнаружения мелких морских целей

Исследуется возможность снижения влияния радиолокационных помех от морской поверхности на обнаружение мелких целей применением нелинейного подавления негауссовских помех.

Морская радиолокация, логонормальные помехи, нелинейная обработка

Радиолокационный отклик от морских целей сопровождается маскирующим действием мешающих отражений от взволнованной морской поверхности. Отражения от моря в большей степени затрудняют обнаружение мелких целей: лодок, маленьких катеров, небольших объектов поиска при проведении розыскных и спасательных операций.

Характеристики морских отражений подробно рассмотрены в [1]. В [2]–[4] показано, что отражения от поверхности моря при определенных условиях радиолокационного наблюдения следует рассматривать как сигналы с негауссовскими статистическими свойствами. Это обстоятельство открывает дополнительные возможности повышения эффективности обнаружения мелких целей оптимизацией обработки сигнала в радиолокационном приемнике с учетом статистических отличий мешающих отражений от гауссовского процесса.

Задачи повышения эффективности обнаружения радиолокационных целей путем учета негауссовости мешающих отражений рассматриваются в [5], [6]. В [5] предлагается процедура компенсации помехи, основанная на корреляционных свойствах ее импульсов. Предлагаемая процедура отличается от известной линейной процедуры модифицированным способом формирования компенсирующего сигнала с применением нелинейной об-

работки, нормализующей негауссовскую статистику помех. В условиях радиолокационного наблюдения, когда межпериодная корреляция импульсов мешающих отражений мала, практическая ценность рекомендаций [5] снижается. Между тем, указанные условия могут возникать при радиолокационном обнаружении морских целей с быстро движущейся воздушной платформы при боковом обзоре [1].

В работе [6] сравниваются характеристики нескольких типовых (неоптимальных) приемников с некогерентным накоплением импульсов для помех с логонормальным распределением огибающей.

В настоящей статье задача повышения эффективности обнаружения мелких морских целей рассматривается с позиций теории асимптотически оптимального обнаружения сигналов на фоне негауссовских помех [7]. Одними из условий эффективного применения результатов этой теории являются малое отношение "сигнал/помеха" и необходимость длительного накопления принимаемого сигнала, что имеет место в поставленной задаче. Асимптотически оптимальный подход позволяет получить новые рекомендации по повышению эффективности обнаружения мелких целей в случае как сильной, так и слабой корреляций импульсов мешающих отражений.

Алгоритм нелинейной обработки, позволяющий повысить эффективность обнаружения мелких морских целей. При импульсном зондировании морской поверхности после когерентной внутрпериодной обработки отраженных сигналов от выделенного участка дальности формируются последовательности квадратурных отсчетов $I_k, Q_k, k=1, 2, \dots, N$, представляющих аддитивную смесь сигналов, отраженных от морской поверхности $(I_{п k}, Q_{п k})$, цели $(I_{с k}, Q_{с k})$, если она присутствует на рассматриваемой дальности, и шума $(I_{ш k}, Q_{ш k})$: $I_k = I_{с k} + I_{п k} + I_{ш k}$; $Q_k = Q_{с k} + Q_{п k} + Q_{ш k}$.

Допустим, что последовательности $I_{п k} + I_{ш k}, Q_{п k} + Q_{ш k}$ являются некоррелированными и статистически независимыми, имеющими нерелеевскую плотность вероятности $W(A)$ огибающей, отсчеты которой определены как $A_{пш k} = \sqrt{(I_{п k} + I_{ш k})^2 + (Q_{п k} + Q_{ш k})^2}$.

Асимптотически оптимальный алгоритм обнаружения полностью известного сигнала $(I_{с k}, Q_{с k})$ предписывает формирование статистики обнаружения [7]

$$z = \sum_{k=1}^N g(A_k) A_{с k} \cos(\varphi_k - \varphi_{с k}), \quad (1)$$

где

$$g(A) = (d/dA) \ln[W(A)/A]; \quad (2)$$

$$A_k = \sqrt{(I_k)^2 + (Q_k)^2}; \quad \varphi_k = \arctg(I_k/Q_k); \quad (3)$$

$$A_{с k} = \sqrt{(I_{с k})^2 + (Q_{с k})^2}; \quad \varphi_{с k} = \arctg(I_{с k}/Q_{с k}).$$

Здесь A – обобщенное представление функции огибающей; A_k – амплитуда импульса, принятого в k -м периоде зондирования, после внутрипериодной обработки; φ_k – фаза этого импульса.

Для обнаружения когерентного сигнала от цели с ожидаемым доплеровским сдвигом частоты Ω_c необходимо формирование статистики:

$$z(\Omega_c) = \sqrt{U^2 + V^2}, \quad (4)$$

где

$$U = \sum_{k=1}^N (\tilde{I}_k \cos \Omega_c kT + \tilde{Q}_k \sin \Omega_c kT); \quad (5)$$

$$V = \sum_{k=1}^N (\tilde{I}_k \sin \Omega_c kT - \tilde{Q}_k \cos \Omega_c kT); \quad (6)$$

$$\tilde{I}_k = g(A_k) \sin \varphi_k; \quad \tilde{Q}_k = g(A_k) \cos \varphi_k; \quad (7)$$

T – период повторения зондирующих импульсов.

Алгоритму (4) соответствует схема обработки сигнала (I_k, Q_k) (рис. 1). Внутрипериодная обработка включает согласованную фильтрацию одного импульса принятого сигнала, когерентную квадратурную демодуляцию и выделение отсчетов (I_k, Q_k) , соответствующих рассматриваемой дальности. Преобразование координат 1 выполняется в соответствии с (3), блок преобразования огибающей $g(A)$ работает по (2), а преобразование координат 2 задано формулой (7). Когерентное межпериодное накопление настроено на выделение сигнала с ожидаемым значением доплеровского сдвига частоты Ω_s и выполняется по зависимостям (4)–(6). Этот блок осуществляет доплеровскую фильтрацию цели.

Вид нелинейного преобразования и эффективность его применения. Вид нелинейного преобразования зависит от вероятностных характеристик огибающей помеховых импульсов и определяется выражением (2). Рассмотрим две модели вероятностного описания отражений от морской поверхности.

Сильная межпериодная корреляция помеховых импульсов. При малых углах облучения морской поверхности когерентным зондирующим сигналом корабельной или береговой РЛС отраженные импульсы имеют, как правило, сильную межпериодную корреляцию [1]. На интервале сильной корреляции амплитуда импульсов меняется незначительно и поэтому плотность вероятности их огибающей A можно представить законом Райса:

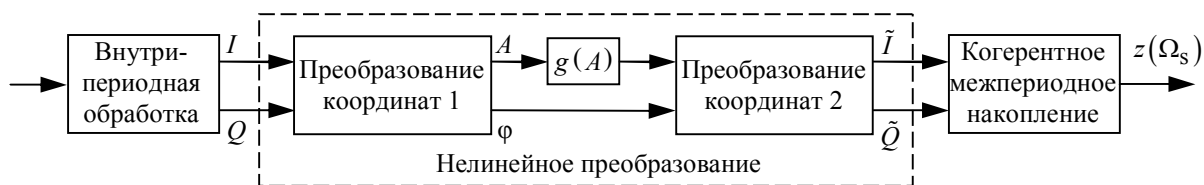


Рис. 1

$$W(A) = \frac{A}{\sigma_{\text{ш}}^2} \exp\left(-\frac{A^2 + A_0^2}{2\sigma_{\text{ш}}^2}\right) I_0\left(\frac{AA_0}{\sigma_{\text{ш}}^2}\right), \quad (8)$$

полагая параметр A_0 известным. Параметр A_0 характеризует среднее значение огибающей помеховых импульсов, а параметр $\sigma_{\text{ш}}$ – разброс огибающей относительно A_0 . Указанный разброс вызывается шумом приемника, а также динамичной капиллярной составляющей отражений. Флуктуации импульсов помехи, вызванные этим разбросом, можно считать статистически независимыми, а их уровень $\sigma_{\text{ш}} \ll A_0$.

Для данной модели условия оптимальности алгоритма (1) не выполняются. Однако в [7] показано, что нелинейная обработка (2) эффективна и при коррелированной выборке помехи. После подстановки (8) в (2) получим

$$g(A) = \left(A/\sigma_{\text{ш}}^2\right) - (d/dA) \left[\ln I_0\left(AA_0/\sigma_{\text{ш}}^2\right) \right]. \quad (9)$$

При $\alpha = A_0^2/2\sigma_{\text{ш}}^2 \gg 1$ наиболее вероятные значения случайной величины A сосредоточены вблизи значения параметра A_0 . При этом аргумент функции I_0 в большинстве своих реализаций удовлетворяет неравенству $AA_0/\sigma_{\text{ш}}^2 \gg 1$. В этих ограничениях можно применить приближенное выражение $\ln I_0\left(AA_0/\sigma_{\text{ш}}^2\right) \approx AA_0/\sigma_{\text{ш}}^2$ и, опустив несущественный множитель $(1/\sigma_{\text{ш}}^2)$, привести формулу (9) к виду

$$g(A) = A - A_0. \quad (10)$$

Так как значение параметра A_0 в пределах принятой пачки не остается постоянным, а медленно изменяется, оно должно измеряться в процессе приема. Ввиду того, что отношение "сигнал/помеха" мало, формирование оценки \hat{A} параметра A_0 можно свести к вычислению среднего значения огибающей по принятым импульсам в предшествующих периодах зондирования. При этом вместо зависимости (10) для преобразования огибающей в i -м периоде зондирования можно применить зависимость

$$g(A_i) = A_i - \hat{A}_i, \quad (11)$$

где $\hat{A}_i = \frac{1}{i-r} \sum_{k=r}^{i-1} A_k$.

Для усреднения используются $(i-r)$ предшествующих импульсов, начиная с импульса с номером r . В условиях сильной корреляции можно в качестве оценки \hat{A}_i использовать и один предшествующий импульс. При этом соотношение (11) описывает некогерентную череспериодную компенсацию помехи $g(A_i) = A_i - A_{i-1}$.

Эффект от применения нелинейной обработки (2) выражается в повышении отношения "сигнал/помеха" после когерентного накопления принятого сигнала в μ_0 раз. Величина μ_0 зависит от вида распределения $W(A)$ и определяется как [7]

$$\mu_0 = \frac{1}{4} \int_0^{\infty} A^2 W(A) dA \int_0^{\infty} \left[\frac{d}{dA} \ln \frac{W(A)}{A} \right]^2 W(A) dA. \quad (12)$$

Если $W(A)$ является распределением Релея и $\alpha \gg 1$, из (12) получим $\mu = \alpha/2$.

Так как параметр A_0 , характеризующий текущий уровень помехи, изменяется в процессе радиолокационного наблюдения, величина μ_0 является случайной. Если условия радиолокационного наблюдения таковы, что можно принять распределение величины A_0 по закону Релея $W(A_0) = (A_0^2/\sigma_{\Pi}^2) \exp(-A_0^2/2\sigma_{\Pi}^2)$, то среднее значение коэффициента μ будет равно

$$E(\mu) = \sigma_{\Pi}^2 / 2\sigma_{\Sigma}^2. \quad (13)$$

При распределении A_0 по логонормальному закону

$$W(A_0) = (\sigma_{\Pi} A_0 \sqrt{2\pi})^{-1} \exp[-\ln^2(A_0/m)/2\sigma_{\Pi}^2] \quad (14)$$

(m – параметр распределения) имеем

$$E(\mu) = (m^2/4\sigma_{\Sigma}^2) \exp(2\sigma_{\Pi}^2). \quad (15)$$

Эффект, определяемый по формулам (13), (15), соответствует применению алгоритма (10), в котором используется точное значение параметра A_0 в принятой пачке. Однако в реальном приемнике вместо (10) используется адаптивный алгоритм (11), в котором оценочное значение \hat{A}_i может не совпадать с истинным A_0 . Поэтому реальный эффект будет меньше теоретического. Эффект, рассчитанный по формулам (12), (13), следует рассматривать как оценочное значение "сверху".

Слабая межпериодная корреляция помеховых импульсов. В данном случае помеху считаем последовательностью независимо флуктуирующих импульсов с распределением амплитуд по логонормальному закону (14).

Для принятой модели нелинейное преобразование (2) примет вид

$$g(A) = \left[\frac{\ln(A/m)}{2\sigma_{\Pi}^2} + 1 \right] \frac{2}{A}. \quad (16)$$

При такой обработке по прежнему достигается повышение отношения "сигнал/помеха" в

μ_0 раз, причем μ_0 определяется по (12). После подстановки в (12) функции (16) и выполнения вычислений с помощью [8], получим:

$$\mu_0 = \exp(4\sigma_{\Pi}^2) / 4\sigma_{\Pi}^2. \quad (17)$$

Результаты вычисления по формуле (17) приведены на рис. 2. Выбранный диапазон значений σ_{Π} от 0.5 до 1.5 соответствует экспериментальным данным, приведенным в [6].

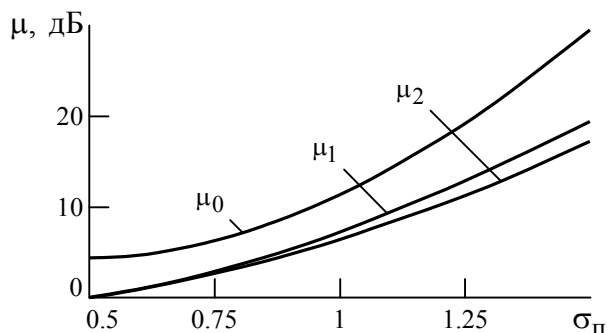


Рис. 2

Для того чтобы выяснить, насколько существенным является участок преобразования (16), примыкающий к точке $A = 0$, был выполнен анализ эффективности упрощенной обработки огибающей принятого сигнала в соответствии с алгоритмом

$$g(U) = \begin{cases} U, & 0 < U < 1; \\ \left[1 + \ln(U)/2\sigma_{\Pi}^2\right](1/U), & U > 1, \end{cases} \quad (18)$$

где $U = A/m$.

Эффект от применения нелинейной обработки указанного вида при действии помехи с распределением огибающей $W(A)$ характеризуется коэффициентом повышения отношения "сигнал/помеха" $\mu_{\text{н}}$, которое достигается после когерентного накопления сигнала. Значение $\mu_{\text{н}}$ для алгоритма (18) вычисляется по формуле [7]

$$\mu_{\text{н}} = \frac{\int_0^{\infty} A^2 W(A) dA \left(\int_0^{\infty} \left\{ \frac{g(A)}{A} + \frac{d[g(A)]}{dA} \right\} W(A) dA \right)^2}{4 \int_0^{\infty} g^2(A) W(A) dA}. \quad (19)$$

Подставив в (19) функцию $g(A)$ из (18), а $W(A)$ из (14) и выполнив вычисления, используя [8], при $m = 1$ получим

$$\mu_1 = \frac{1}{4} \frac{\left[1 + (4\sigma_{\Pi}^2)^{-1} \exp(2\sigma_{\Pi}^2) \operatorname{erfc}(\sigma_{\Pi} \sqrt{2})\right]^2}{(2\sigma_{\Pi} \sqrt{2\pi})^{-1} \exp(-2\sigma_{\Pi}^2) + (1/2 + 1/8\sigma_{\Pi}^2) \operatorname{erfc}(\sigma_{\Pi} \sqrt{2})}, \quad (20)$$

где $\operatorname{erfc}(\cdot)$ – интеграл вероятности.

Еще более простым является преобразование огибающей в соответствии с алгоритмом

$$g(U) = \begin{cases} U, & 0 < U < 1; \\ 1, & U > 1. \end{cases} \quad (21)$$

Эффект от применения такой обработки характеризуется коэффициентом

$$\mu_2 = \frac{1}{2} \frac{\left[1 + 0.5 \exp(\sigma_{\Pi}^2/2) \operatorname{erfc}(\sigma_{\Pi} \sqrt{2}/2)\right]^2}{\exp(-2\sigma_{\Pi}^2) + \operatorname{erfc}(\sigma_{\Pi} \sqrt{2})}. \quad (22)$$

Результаты вычислений по формулам (20) и (22) также приведены на рис. 2.

Сравнив графики на рис. 2, можно сделать следующие выводы. Оптимальная обработка огибающей позволяет получить повышение отношения "сигнал/помеха" до 30 дБ. Упрощение оптимальной обработки существенно снижает этот эффект. При обработке по (21) максимальное снижение эффекта имеет место при $\sigma_{\Pi} = 1.5$ и составляет 12 дБ.

Сравнение полученных результатов с приведенными в [6] дает следующее. В [6] оптимальная нелинейная обработка огибающей не рассматривается. В качестве оптимальной характеристики обнаружения приводится граница Чернова. Максимально достижимый эффект от введения нелинейной обработки огибающей определяется по отношению к гра-

нице Чернова и составляет 4 дБ при $\sigma_{\Pi} = 0.7$ (при вероятности ложной тревоги $P_{\text{лт}} = 10^{-6}$, вероятности правильного обнаружения $P_{\text{по}} = 0.9$ и накоплении 30 некоррелированных импульсов). В рассмотренном в настоящей статье случае максимальный эффект при $\sigma_{\Pi} = 0.7$ составляет 5.5 дБ. Эта величина характеризует энергетический выигрыш в характеристиках обнаружения только при полной нормализации результата накопления. При длительном накоплении сигнала, необходимом для обнаружения мелких целей, условия для такой нормализации имеются. Однако при ограниченной пачке накапливаемых импульсов (например, при $n = 30$) реальный энергетический выигрыш в характеристиках обнаружения может быть меньше. Таким образом, можно считать, что полученные в статье результаты не противоречат известным и дополняют их.

При некоррелированных импульсах помехи нелинейную обработку целесообразно перенести на вход приемника и проводить ее на несущей или промежуточной частоте до согласованной фильтрации. При этом необходимая характеристика $f(x)$ нелинейного преобразования принимаемого сигнала $x(t)$ находится из уравнения [7]

$$f(x) = \int_0^x \frac{d[Ag(A)]/dA}{\sqrt{x^2 - A^2}} dA; \quad x \geq 0; \quad f(-x) = -f(x), \quad (23)$$

где $g(A)$ определяется выражением (16). После подстановки $g(A)$ в (23) получим

$$f(x) = \int_0^x \frac{1}{A\sqrt{x^2 - A^2}} dA.$$

Вычислив интеграл, находим

$$f(x) = (1/x) \ln(2x/0); \quad x \geq 0. \quad (24)$$

Полученная характеристика практически нереализуема. Это является следствием особенности логонормального распределения, не учитывающего шума приемника. При малых значениях огибающей смеси логонормальной помехи и гауссовского шума преобладающей компонентой является шум приемника. Так как для гауссовского шума преобразование $f(x)$ должно быть линейным, характеристику (24) следует скорректировать, например, следующим образом:

$$f(x) = \begin{cases} (\ln 2/\sigma)x, & 0 \leq x \leq \sigma; \\ (\sigma/x) \ln(2x/\sigma), & x \geq \sigma. \end{cases} \quad (25)$$

Диапазон линейного преобразования σ можно принять равным среднеквадратическому значению шума $\sigma_{\text{ш}}$. В этом случае при отношении "помеха/шум" более 30 дБ диапазон линейного преобразования составит менее одного процента от всего динамического диапазона принимаемого сигнала. Такая коррекция существенно не повлияет на снижение эффекта, определенного на рис. 2 кривой μ_0 . График функции (25) показан на рис. 3. Данное преобразование осуществляет сжатие динамического диапазона принимаемого сигнала, обеспечивая повышение отношения "сигнал/помеха".

В настоящей статье рассмотрена задача снижения влияния пассивных помех на обнаружение мелких морских целей в когерентно-импульсной РЛС путем применения метода нелинейного подавления негауссовских помех. Полученные рекомендации относятся к случаям сильной и слабой корреляций помеховых импульсов, отраженных морской поверхностью.

При сильной корреляции для подавления помехи предложена процедура некогерентной компенсации, предшествующая когерентному накоплению сигнала. Такое сочетание некогерентной компенсации с последующим когерентным накоплением ранее не применялось. Заметим, что некогерентная компенсация нечувствительна к доплеровскому сдвигу помеховых импульсов и поэтому может быть эффективнее типовой когерентной череспериодной компенсации.

При слабой корреляции морских отражений процедурой подавления помехи является специальная нелинейная обработка, осуществляющая сжатие динамического диапазона принимаемого сигнала. Такая обработка может быть выполнена на несущей частоте или после демодуляции принятого сигнала. Она позволяет повысить отношение "сигнал/помеха" до 20 дБ и более. Показано, что сжатие динамического диапазона с помощью обычного ограничителя дает значительно меньший эффект.

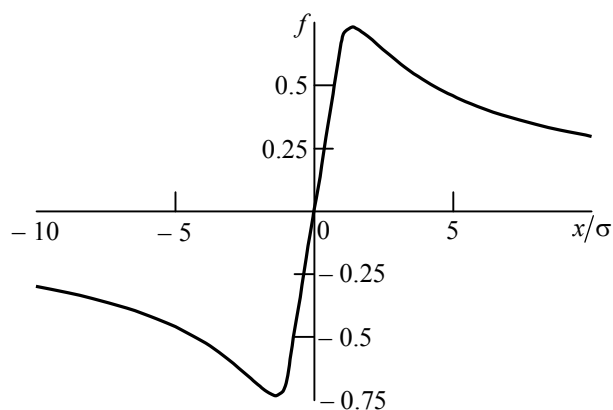


Рис. 3

Список литературы

1. Морская радиолокация / под ред. В. И. Винокурова. Л.: Судостроение, 1986. 256 с.
2. Fay F., Clarke J., Peters R. Weibull distribution applied to sea clutter // Record IEEE Int. radar conf., 25–28 Oct. 1977. London. P. 101–104.
3. Log-Weibull distributed sea clutter / M. Sekine, T. Musha, Y. Tomita et al. // IEE Proc. F: Commun., radar & signal process. 1980. Vol. 127, № 3. P. 225–228.
4. Baker C. J., Coherent properties of K-distributed sea clutter // Proc. 16th Europ. microwave conf., 8–12 Sept. 1986, Dublin. P. 311–316.
5. Farina A., Russo A., Studer F. A. Coherent radar detection in log-normal clutter // IEE Proc. F: Commun., radar & signal process. 1986. Vol. 133, № 1. P. 39–54.
6. Schleher D. C. Radar detection in log-normal clutter examined statistically // Electronic engineering. 1976. Vol. 5, № 11. P. 53–58.
7. Валеев В. Г. Обнаружение сигналов в негауссовских помехах // Теория обнаружения сигналов / под ред. П. А. Бакута. М.: Радио и связь, 1984. С. 266–325.
8. Прудников А. П., Брычков Ю. А., Маричев О. И. Интегралы и ряды. М.: Наука. Глав. ред. физ.-мат. лит., 1981. 800 с.

V. G. Valeev
Ural state technical university – UPI

Efficacy enhancement of radar detection of a small sea target

It is investigated the possibility reduction of sea radar clutter effect at radar detection of a small sea target by procedure nonlinear signal processing.

Marine radar, log-normal clutter, nonlinear signal processing

Статья поступила в редакцию 20 апреля 2009 г.

УДК 621.396.69

В. С. Павлов

ОАО «Научно-производственное предприятие "Радар ММС"»
(Санкт-Петербург)

Синтез пространственно-многоканальных дискриминаторов систем пеленгации локационных объектов

Рассмотрены методика и результаты статистического синтеза, проводимого на основе модели входного информационного поля локационного объекта в виде кольцевой совокупности его пространственных отсчетов. В предложенной методике синтеза функция правдоподобия описывается квадратичной формой в полярной системе координат. Результаты синтеза обладают новизной и представлены физически реализуемыми структурными схемами.

Пеленгационная система, локационный объект, пространственно-многоканальный дискриминатор, сигнал рассогласования, синтез, статистическая оценка, функция правдоподобия

Вопросам синтеза дискриминаторов систем пеленгации локационных объектов посвящено значительное число теоретических исследований. Тем не менее непрерывное совершенствование элементной базы локационных систем [1], в частности, антенн с электронным управлением в различных координатных системах [2], открывает новые возможности для поиска эффективных технических решений и диктует потребность дополнительных исследований данной области [3].

Методика синтеза пространственно-многоканальных дискриминаторов систем пеленгации локационных объектов базируется на дискретном представлении приемного раскрыва в виде совокупности отдельных точек приема (фазовых центров приема, к которым сведены отдельные парциальные области раскрыва антенны [4]), – пространственных отсчетов информационного поля, поступающего от локационного объекта. Известные работы [4]–[7] объединяет общий подход, при котором изначально двумерная постановка задачи синтеза приводится к двум независимым одномерным задачам за счет факторизации приемного раскрыва и, соответственно, преобразования всей совокупности пространственных отсчетов во множество точек, расположенных на отрезке прямой. При этом возможности существования каких-либо других технических решений, которые могли бы быть получены непосредственно относительно двумерной модели приемного раскрыва, не учитываются либо рассматриваются как отличные от оптимальных [4].

В работе [3] показано, что подобные технические решения, например, для случая, когда нельзя провести факторизацию функции раскрыва антенны (либо при использовании неортогональных измерительных систем координат), могут оказаться весьма эффективными. На практике, например, известны многопозиционные радиотехнические системы [8], а также радиопеленгаторы, обеспечивающие локализацию источника радиоизлучения с помощью кольцевой антенной решетки [9]. С другой стороны, интуитивно ясно, что для определения угловых координат локационного объекта может быть достаточно и трех точек приема [10], что нашло отражение в ряде интерферометрических устройств, применяемых в радиопеленгации, навигации и радиоастрономии [11].

Таким образом, исходно двумерная постановка задачи синтеза относительно приемного раскрыва расширяет область поиска возможных технических решений.

Для решения двумерной задачи синтеза пространственно-многоканальных дискриминаторов рассмотрим геометрическую модель, представленную на рис. 1. Данный рисунок иллюстрирует декартову систему координат xuz , в которой показаны пространственные положения локационного объекта (ЛО) и точки ЛО₀, соответствующей пространственно-временной настройке [5] пеленгационной системы на опорные значения дальности R и угловых координат.

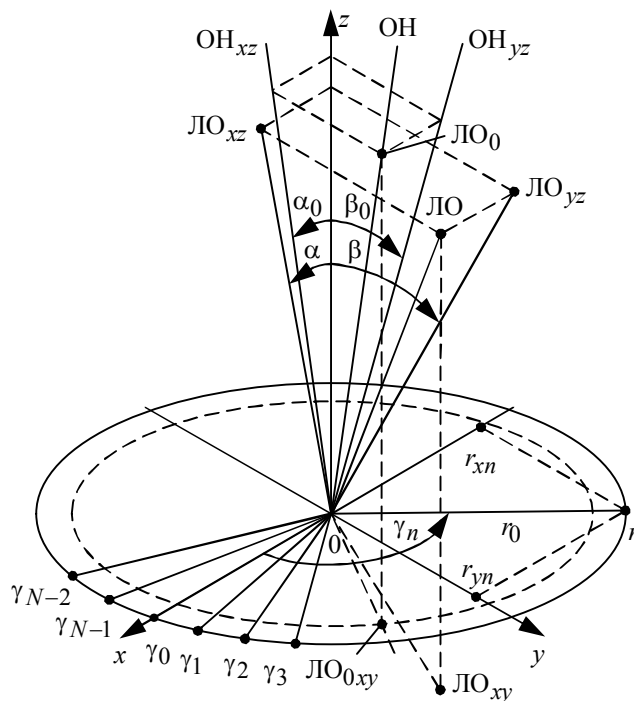


Рис. 1

Направление на локационный объект и направление настройки пеленгационной системы – опорное направление (ОН) описываются углами, образованными проекциями данных направлений на плоскости xz и yz (ЛО _{xz} , ЛО _{yz} и ОН _{xz} , ОН _{yz} соответственно) с осью z , т. е. углами α и β для локационного объекта и углами α_0 и β_0 для опорного направления.

На плоскости xu показаны точки приема с номерами $n = 0, \dots, N - 1$, которые расположены эквидистантно по окружности радиуса r_0 . Будем считать, что каждая такая точка расположена в фазовом центре приема некоторой парциальной области раскрыва антенны и ей соответствует свой канал приема. Эффективная площадь отдельной парциальной области составляет $1/N$ часть от общей эффективной площади приемного раскрыва. Частотные и временные характеристики каждого канала приема требуют уточнения при синтезе, а их амплитудные пространственные характеристики практически не влияют на работу пеленгационной системы при небольших угловых рассогласованиях в плоскостях xz и yz , которые и рассматриваются при настоящем синтезе. Точки приема пронумерованы в направлении против часовой стрелки; при этом полярные координаты n -й точки приема характеризуется радиусом r_0 и углом $\gamma_n = 2\pi n/N$, что соответствует декартовым координатам $r_{xn} = r_0 \cos \gamma_n$ и $r_{yn} = r_0 \sin \gamma_n$.

Входной пространственно-временной процесс, фиксируемый в n -й точке приема, представим согласно уравнению наблюдения [5], [7] в виде

$$U_n(u_x, u_y, t) = s(t) \exp[jk(r_{xn}u_x + r_{yn}u_y)] + \xi_n(t), \tag{1}$$

где $u_x = \sin \alpha$ и $u_y = \sin \beta$ – угловые координаты локационного объекта; $s(t)$ – временной информационный процесс; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число (λ – длина волны); $\xi_n(t)$ – флюктуационный процесс на входе n -го канала приема.

Модели временного информационного процесса $s(t)$ и мешающего флюктуационного воздействия $\xi_n(t)$ подробно рассмотрены в [5]. При этом считается, что процесс $\xi_n(t)$ принципиально неустраним и представляет собой изотропное мешающее воздействие в виде "белого" шума, приведенное к n -й точке приема.

По аналогии с (1) представим опорный пространственно-временной процесс $S_n(u_{0x}, u_{0y}, t)$ для n -й точки приема, учитывая его настройку на угловые координаты $u_{0x} = \sin \alpha_0$ и $u_{0y} = \sin \beta_0$, а также опорные временные и частотные параметры, задаваемые временным процессом $s_0(t)$:

$$S_n(u_{0x}, u_{0y}, t) = s_0(t) \exp \left[jk(r_{xn}u_{0x} + r_{yn}u_{0y}) \right]. \quad (2)$$

При синтезе процедур, выполняемых пространственно-многоканальными дискриминаторами, воспользуемся наиболее распространенной методикой [5]–[8], в которой данные процедуры определяются через отношение первой и второй производных функции правдоподобия. В качестве эквивалента данной функции может выступать как полезная (сигнальная) составляющая пространственно-временного корреляционного интеграла [5], так и квадрат ее модуля. Обоснованность подобной эквивалентной замены раскрывается, например, в [6].

Для процессов (1) и (2) найдем сигнальную составляющую интеграла их взаимной корреляции по времени, соответствующую отклику отдельного (n -го) канала приема при оптимальной обработке во временной и частотной областях:

$$\begin{aligned} Z_n(u_x - u_{0x}, u_y - u_{0y}) &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} U_n(u_x, u_y, t) S_n^*(u_{0x}, u_{0y}, t) dt = \\ &= \tilde{Z} \exp \left\{ jk \left[r_{xn}(u_x - u_{0x}) + r_{yn}(u_y - u_{0y}) \right] \right\}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $\tilde{Z} = 0.5 \int_{-\infty}^{\infty} s(t) s_0^*(t) dt = Z_0 \exp \{ j\psi \}$ – максимальное значение корреляционного интеграла (Z_0 – усредненный квадрат модуля полезной составляющей временного процесса для отдельного канала приема; ψ – разность начальных фаз полезного входного и опорного временных процессов).

Энергетический сомножитель Z_0 определяется в соответствии с [5], а разность начальных фаз ψ в общем случае случайна.

Из выражения (3) следует эквивалентность зависимостей отклика n -го канала приема от рассогласований $u_x - u_{0x}$ и $u_y - u_{0y}$. Данные рассогласования можно представить на плоскости xu , считая, что приемное устройство временного процесса точно настроено на дальность локационного объекта R . На рис. 2 показаны точки, определяемые проекциями на

плоскость xu пространственных положений локационного объекта $ЛО_{xy}$ и настройки пеленгационной системы $ЛО_{0xy}$ (см. рис. 1).

Как следует из рис. 2, эти рассогласования могут быть также выражены через абсолютную величину углового рассогласования $\sin \theta$ и направление данного рассогласования φ :

$u_x - u_{0x} = \sin \theta \cos \varphi$ и $u_y - u_{0y} = \sin \theta \sin \varphi$. Полярные координаты углового рассогласования $\sin \theta$ и φ отсчитываются относительно точки $ЛО_{0xy}$, положение которой задается опорными значениями параметров настройки пеленгационной системы.

В области малых угловых рассогласований $\sin \theta \cong \theta$ и справедливо приближение $r_{xn}(u_x - u_{0x}) + r_{yn}(u_y - u_{0y}) \cong r_0 \theta \cos(\gamma_n - \varphi)$, что упрощает математические преобразования при синтезе процедур пространственно-многоканальных дискриминаторов. Если такие процедуры будут синтезированы относительно углового рассогласования θ , то при $\varphi = 0$ результаты синтеза будут соответствовать плоскости xz (плоскости угла α), а при $\varphi = \pi/2$ – ортогональной ей плоскости yz (плоскости угла β). В настоящей статье решение задачи синтеза предполагает поиск единого универсального алгоритма, определяющего структуры и параметры рассматриваемых дискриминаторов для одной из двух ортогональных плоскостей в зависимости от значения угла $\varphi \in 0 \vee \pi/2$.

С учетом введенных обозначений и приближения при малых θ корреляционный интеграл (3) примет вид

$$Z_n(\theta, \varphi) \cong \tilde{Z} \exp[jk r_0 \theta \cos(\gamma_n - \varphi)]. \quad (4)$$

Совокупный отклик N каналов приема запишем как вектор-столбец $\mathbf{Z}(\theta, \varphi)$ размера N . Для нахождения пространственной характеристики корреляции отклика N -канального приемного устройства, описываемого вектором $\mathbf{Z}(\theta, \varphi)$, воспользуемся методикой вычисления функции корреляции на основе квадратичной формы, подробно описанной в [12]. Следуя этой методике, представим искомую пространственную характеристику в дискретном виде, определяемом корреляцией двух векторов $\mathbf{Z}(\theta, \varphi)$, в одном из которых элементы имеют циклический сдвиг на l позиций ($l = 0, \dots, N-1$). Квадратичная форма при сдвиге l записывается следующим образом:

$$\Lambda_l(\theta, \varphi) = \mathbf{Z}^T(\theta, \varphi) \mathbf{P}^l \mathbf{Z}^*(\theta, \varphi), \quad (5)$$

где \mathbf{P}^l – матрица перестановки [13] с размерами $N \times N$, равная l -й степени основной циркулянтной матрицы перестановки [13]; "T" и "*" – знаки транспонирования и комплексного

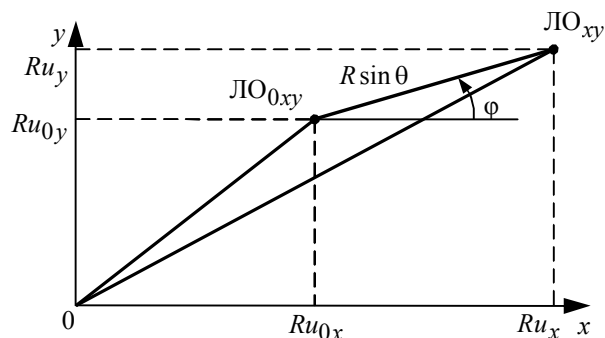


Рис. 2

сопряжения соответственно. Элементы матрицы $P_{nm} = 1$ при $m = (n + l - 1) \bmod N + 1$ и $C_{nm} = 0$ – в противном случае ($n, m = 1, \dots, N$).

Квадратичная форма (5) раскрывается с использованием выражения (4):

$$\Lambda_l(\theta, \varphi) = Z_3^2 \sum_{n=0}^{N-1} \exp[j\kappa r_0 c_{nl}(\varphi)\theta]. \quad (6)$$

Весовые коэффициенты $c_{nl}(\varphi)$ в (6) после упрощения равны:

$$c_{nl}(\varphi) = 2 \sin(\pi l / N) \sin(2\pi n / N + \pi l / N - \varphi). \quad (7)$$

Функция $\Lambda_l(\theta, \varphi)$ (6) описывает квадрат модуля сигнальной составляющей пространственно-временного корреляционного интеграла. Она не зависит от разности фаз ψ и может быть использована в качестве эквивалента функции правдоподобия.

Следуя принятой методике синтеза пространственно-многоканальных дискриминаторов, найдем первую и вторую производные функции $\Lambda_l(\theta, \varphi)$ по угловому рассогласованию θ . При этом воспользуемся равенством $c_{nl}(\varphi) = -c_{ln}(\varphi)$, которое следует из (7) и позволяет сократить нечетные относительно коэффициентов $c_{nl}(\varphi)$ произведения временных корреляционных интегралов. В результате

$$\frac{\partial}{\partial \theta} \Lambda_l(\theta, \varphi) = -\kappa r_0 \sum_{n=0}^{N-1} c_{nl}(\varphi) \operatorname{Im} \{ Z_n(\theta, \varphi) Z_{m[n,l]}^*(\theta, \varphi) \}, \quad (8)$$

$$\frac{\partial^2}{\partial \theta^2} \Lambda_l(\theta, \varphi) = -\kappa^2 r_0^2 \sum_{n=0}^{N-1} c_{nl}^2(\varphi) \operatorname{Re} \{ Z_n(\theta, \varphi) Z_{m[n,l]}^*(\theta, \varphi) \}, \quad (9)$$

где индекс $m[n,l] = (n + l) \bmod N$ отражает цикличность перестановки элементов вектора $\mathbf{Z}(\theta, \varphi)$ при умножении на матрицу P^l .

Эффективность статистической оценки характеризуется близостью ее дисперсии к границе Рао–Крамера [5]–[8]. Это условие накладывает требование максимума абсолютного значения второй производной функции $\Lambda_l(\theta, \varphi)$ при $\theta = 0$. Анализируя (9), нетрудно видеть, что поставленное условие имеет следующий тождественный вид:

$$\max_l \left\{ -\partial^2 \Lambda_l(\theta, \varphi) / \partial \theta^2 \Big|_{\theta=0} \right\} \Leftrightarrow \max_l \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} c_{nl}^2(\varphi) \right\}. \quad (10)$$

Раскрыв в (10) коэффициенты $c_{nl}(\varphi)$ согласно (7), получим равенство

$$\sum_{n=0}^{N-1} c_{nl}^2(\varphi) = 2N \sin^2(\pi l / N) - 2 \sin^2(\pi l / N) \sum_{n=0}^{N-1} \cos(4\pi n / N + 2\pi l / N - 2\varphi),$$

в котором второе слагаемое обращается в ноль при любых значениях N и φ . Из полученного выражения следует независимость потенциальной точности оценки углового рассогласования θ от выбора плоскости, в которой проводится синтез. Об отсутствии взаимной зависимости оценок углового рассогласования θ по двум ортогональным плоскостям (при

$\varphi = 0$ и при $\varphi = \pi/2$) свидетельствует равенство нулю суммы $\sum_{n=0}^{N-1} c_{nl}(0)c_{nl}(\pi/2)$, что доказывается аналогично.

Из двух последних выражений следует, что эффективную оценку углового рассогласования θ процедуры будут давать при сдвиге l , для которого величина $\sin^2(\pi l/N)$ максимальна. В проведенном синтезе сдвиг l устанавливает правило, согласно которому производится обработки сигналов от пары точек приема, т. е. выделение угловых рассогласований для каналов пеленгования. При таком подходе значение сдвига l , максимизирующее величину $\sin^2(\pi l/N)$, определяет основные каналы пеленгования, а другие значения сдвига l – дополнительные каналы пеленгования.

Проследить соответствие между сдвигом l и каналами пеленгования в случаях нечетного и четного N позволяют рис. 3, а и б соответственно. Данные рисунки показывают различие в потенциальной точности оценок углового рассогласования θ через вторую производную $\Lambda_l''(\theta)$ в точке $\theta = 0$ при использовании основных (рис. 3, 1) или дополнительных (2, 3) каналов пеленгования. Причем дополнительные каналы пеленгования могут быть первичными (рис. 3, 2), вторичными (рис. 3, 3) и т. д. Из рисунка видно, что дополнительным каналам соответствует меньшая потенциальная точность оценки углового рассогласования θ ввиду меньшей длины базы пеленгования по сравнению с основными каналами.

Сочетание основных и дополнительных каналов пеленгования оказывает только негативное влияние на потенциальную точность оценки углового рассогласования θ , поскольку для образования как основных, так и дополнительных каналов пеленгования используется одна совокупность принимаемых сигналов, следовательно, – одна совокупность флюктуационных мешающих воздействий. При этом флюктуационные составляющие оценок углового рассогласования θ , формируемых основными и дополнительными каналами пеленгования, будут коррелированы, что не приведет к улучшению потенциальных точностных характеристик. Вопросы перебора основных и дополнительных каналов пеленгования при кольцевом расположении элементов приема в смежной области радиопеленгации излагаются, например в [9], где аналогично проведенным рассуждениям, анализируются совокупности данных каналов в зависимости от четности числа N .

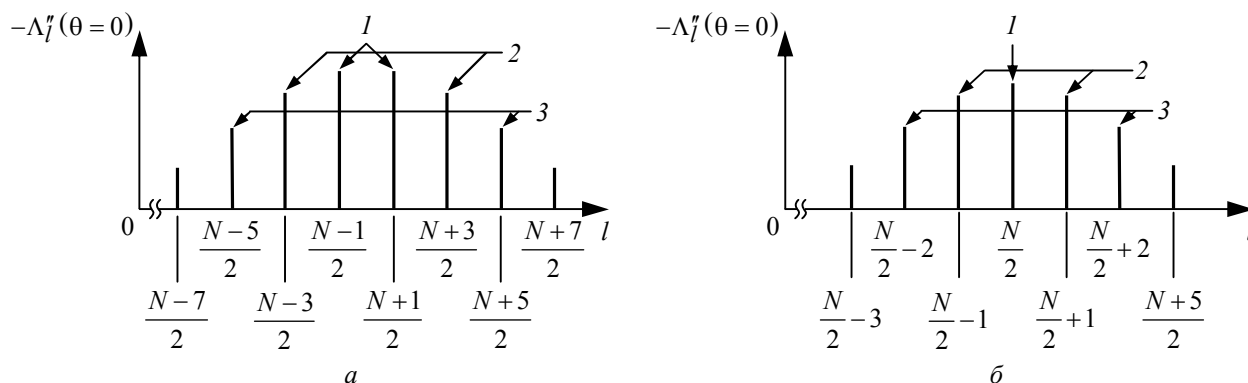


Рис. 3

Положение максимума величины $\sin^2(\pi l/N)$ зависит от четности числа N : для четных N данный максимум достигается при $l = N/2$ (рис. 3, б), а для нечетных N – при $l = (N \pm 1)/2$ (рис. 3, а). Двум значениям l для нечетных N , удовлетворяющим условию (10), соответствуют две одинаковые совокупности основных каналов пеленгования, причем различие этих совокупностей состоит только в смещении по долготе на плоскости $xу$. Поэтому в дальнейшем ограничимся одним значением l при нечетных N , например $l = (N - 1)/2$.

Если описывать четность числа N величиной $o_N = N \bmod 2$ (при четном N $o_N = 0$, при нечетном N $o_N = 1$), то сдвиг l_0 , соответствующий основным каналам пеленгования, в общем случае равен $l_0 = (N - o_N)/2$. Значение l_0 позволяет уточнить индекс $m[n, l]$ в (8), (9) и свести его к зависимости только от n :

$$m[n] = [n + (N - o_N)/2] \bmod N. \quad (11)$$

Подставив полученное значение l_0 в (7), представим каждый коэффициент $c_{nl}(\varphi)$ как произведение коэффициента d_N , характеризующего уменьшение длины базы канала пеленгования по сравнению с максимальной длиной $2r_0$, и коэффициента $b_n(\varphi)$, определяемого ориентацией n -го основного канала пеленгования относительно оси Ox . Аргумент φ в коэффициентах $c_{nl}(\varphi)$ и $b_n(\varphi)$ будем использовать для разделения процедур, выполняемых пространственно-многоканальными дискриминаторами в плоскостях xz и yz . Для данного аргумента введем обозначение φ_0 и запишем:

$$\begin{aligned} c_{nl_0}(\varphi_0) &= 2d_N b_n(\varphi_0); \quad d_N = \cos(0.5o_N\pi/N); \\ b_n(\varphi_0) &= \cos(2\pi n/N - 0.5o_N\pi/N - \varphi_0). \end{aligned} \quad (12)$$

Из (12) следует, что при четном N коэффициенты $b_n(\varphi_0)$ обладают свойством $b_n(\varphi_0) = -b_{n+N/2}(\varphi_0)$. Из этого свойства следует совпадение каналов пеленгования с номерами n и $n + N/2$, что означает возможность синтеза пространственно-многоканальных дискриминаторов при четном N с использованием вдвое меньшего числа слагаемых в выражениях (8) и (9). Тогда, обозначив через M число каналов пеленгования, можно обобщить случаи различного по четности N и записать:

$$M = N(1 + o_N)/2. \quad (13)$$

Полученные соотношения (8), (9) и (11)–(13) позволяют определить в конечном виде процедуру, выполняемую пространственно-многоканальным дискриминатором (при заданном N), через отношение первой и второй производных функции $\Lambda_l(\theta, \varphi)$ при $l = l_0$. Указанная процедура описывает способ формирования выходного сигнала дискриминаторов $e(\theta, \varphi, \varphi_0)$ – оценку углового рассогласования θ при фиксированном значении аргумента φ_0 : при $\varphi_0 = 0$ эта оценка совпадает с оценкой углового рассогласования в плоскости xz (по углу α), а при $\varphi_0 = \pi/2$ – с оценкой углового рассогласования в плоскости yz (по углу β).

В окончательном виде синтезированная процедура может быть представлена следующим образом:

$$e(\theta, \varphi, \varphi_0) = \frac{\sum_{n=0}^{M-1} b_n(\varphi_0) \operatorname{Im}\{Z_n(\theta, \varphi) Z_{m[n]}^*(\theta, \varphi)\}}{k \sum_{n=0}^{M-1} b_n^2(\varphi_0) \operatorname{Re}\{Z_n(\theta, \varphi) Z_{m[n]}^*(\theta, \varphi)\}}, \quad (14)$$

где $k = 2kr_0d_N$ – коэффициент, обеспечивающий единичную крутизну преобразования углового рассогласования θ в выходной сигнал $e(\theta, \varphi, \varphi_0)$.

Структурные схемы пространственно-многоканальных дискриминаторов, реализующих процедуру (14), приведены для четного N на рис. 4, а для нечетного N – на рис. 5. Каждая из схем содержит N -элементную антенну А, N каналов приема и блок обработки, состоящий из фазовых детекторов ФД с квадратурными синусным (s) и косинусным (c) выходами, двух весовых сумматоров Σ (для разностной и нормирующей составляющих сигнала $e(\theta, \varphi, \varphi_0)$ – числителя и знаменателя выражения (14) соответственно), а также блоков деления (\div). Число фазовых детекторов и число входов весовых сумматоров в случае нечетного N равно числу каналов приема (рис. 5), а в случае четного N – вдвое меньше – $N/2$ (рис. 4). Каналы приема представлены согласованными фильтрами СФ, выполняющими линейную частотно-временную фильтрацию принимаемого сигнала и формирование огибающих $Z_n(\theta, \varphi)$ в соответствии с (3).

Разделение на две ортогональные плоскости xz и yz в обеих схемах (рис. 4 и 5) обес-

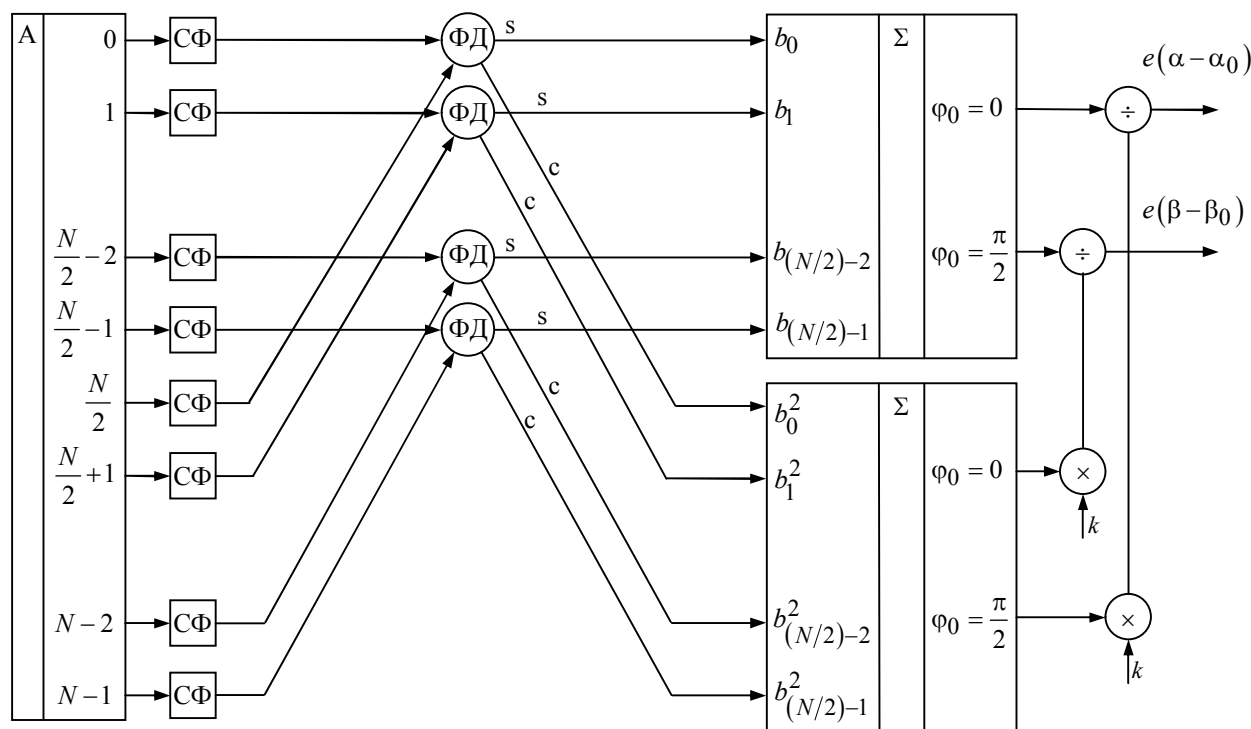


Рис. 4

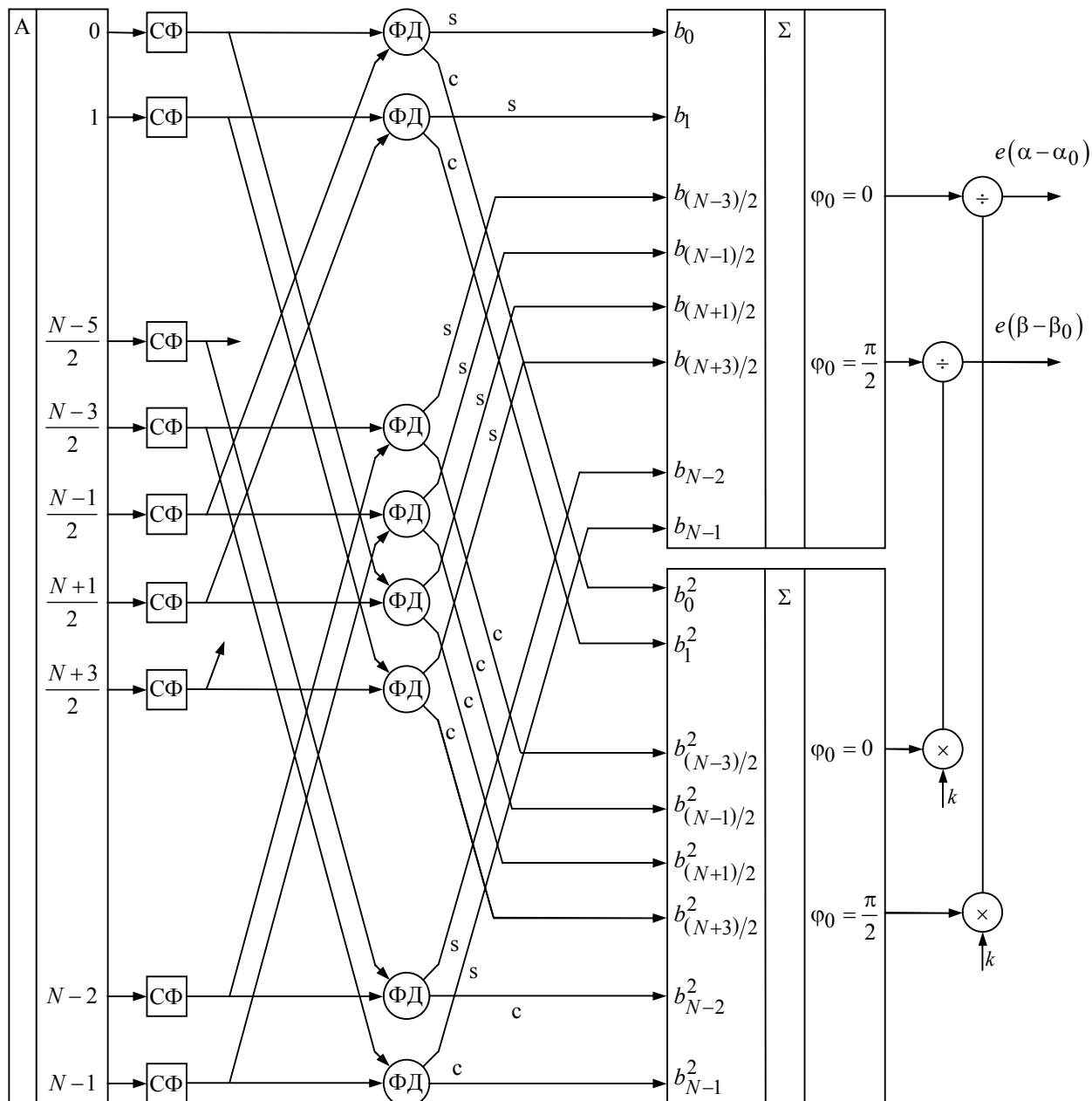


Рис. 5

печивается за счет подстановки значения угла φ_0 в весовые коэффициенты $b_n(\varphi_0)$. При этом каждый из сумматоров Σ имеет по два набора коэффициентов весового суммирования $b_n(\varphi_0 = 0)$ и $b_n(\varphi_0 = \pi/2)$, определяемых выражениями (12), а также два выхода, соответствующих значениям $\varphi_0 = 0$ и $\varphi_0 = \pi/2$. При $\varphi_0 = 0$ формируется оценка углового рассогласования $e(u_x - u_{0x}) \cong e(\alpha - \alpha_0)$ для плоскости xz ; при $\varphi_0 = \pi/2$ — оценка углового рассогласования $e(u_y - u_{0y}) \cong e(\beta - \beta_0)$ для плоскости yz .

Полученные структурные схемы (рис. 4 и 5) обобщают результаты синтеза дискриминаторов угловых координат из [5], [6] для случая двумерного представления пространственных отсчетов электромагнитного поля, поступающего от локационного объекта. В

частном случае при $N = 4$ синтезированная структурная схема на рис. 4 совпадает с известной и применяемой на практике структурной схемой моноимпульсного фазового дискриминатора [5], [6].

Проведенный синтез, основанный на двумерном представлении входного информационного процесса в виде кольцевой совокупности его пространственных отсчетов, позволил получить ряд новых технических решений, в числе которых, например дискриминаторы с нечетным числом каналов выделения углового рассогласования локационного объекта относительно опорного направления. Синтез подобных структур принципиально невозможен в рамках известных подходов, основанных на факторизации приемного раскрыва и сведении изначально двумерной задачи синтеза к двум эквивалентным одномерным.

Методика рассмотренного синтеза и аналитические действия, связанные с заменой системы координат, могут быть распространены на случаи антенн более сложной конфигурации, в том числе на выпуклые (конформные) антенны. Эта методика, а так же и результаты синтеза, показывают один из возможных путей реализации пеленгационных систем в отличных от декартовой системах координат, что расширяет область поиска алгоритмов оптимального управления [14].

В практическом плане наиболее интересны дискриминаторы с небольшим числом каналов пространственной обработки (три, пять, семь). Имеющиеся отдельные оценки [10] говорят о весьма высокой эффективности данных дискриминаторов по критериям, которые не учитывались при синтезе.

Список литературы

1. Поляризация сигналов в сложных транспортных радиоэлектронных комплексах / под ред. А. И. Козлова, В. А. Сарычева. СПб.: Хронограф, 1994. 464 с.
2. Hansen R. C. Phased array antennas. New-York: Wiley, 1998. 486 p.
3. Анцев Г. В., Павлов В. С., Турецкий Л. С. Возможности статистических методов синтеза пространственно-временных систем // VII междунар. конф. "Кибернетика и высокие технологии XXI века" (С&Т*2006): тр. конф. / Воронежск. гос. ун-т. Воронеж, 2006. Т. 1. С. 357–361.
4. Адаптивные радиотехнические системы с антенными решетками / А. К. Журавлев, В. А. Хлебников, А. П. Родимов и др. Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1991. 544 с.
5. Коростелев А. А. Пространственно-временная теория радиосистем. М.: Радио и связь. 1987. 320 с.
6. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь. 1981. 415 с.
7. Пространственно-временная обработка сигналов / Я. И. Кремер, В. И. Кремер, В. М. Петров и др. М.: Радио и связь, 1984. 224 с.
8. Кондратьев В. С., Котов А. Ф., Марков Л. Н. Многопозиционные радиотехнические системы / под ред. В. В. Цветнова. М.: Радио и связь, 1986. 264 с.
9. Проектирование фазовых автоматических радиопеленгаторов / А. С. Саидов, А. Р. Тагилаев, Н. М. Алиев, Г. К. Асланов. М.: Радио и связь, 1997. 160 с.
10. Павлов В. С. Флюктуационная точность трехотсчетной фазовой процедуры измерения направления на локационный объект // Радиотехника. 2000. № 12. С. 3–10.
11. Цейтлин Н. М. Антенная техника и радиоастрономия. М.: Сов. радио, 1976. 352 с.
12. Шальгин А. С., Палагин Ю. И. Прикладные методы статистического моделирования. Л.: Машиностроение, 1986. 320 с.
13. Хорн Р., Джонсон Ч. Матричный анализ / пер. с англ.; под ред. Х. Д. Икрамова. М.: Мир, 1989. 655 с.
14. Справочник по теории автоматического управления / под ред. А. А. Красовского. М.: Наука, 1987. 712 с.

V. S. Pavlov
Company "Radar MMS" (Saint- Petersburg)

Spatially-multichannel discriminators synthesis for direction finding systems of location objects

Methodic and results of statistical synthesis embodied on the basis of incoming information field of location object which is presented as a ring set of its spatial readings are considered. In the offered methodic likelihood function is characterized by a quadratic form in polar coordinate system. Synthesis results are having novelty and presented by the physically realized structural layouts.

Direction finding system, radar target, spatially-multichannel discriminator, error signal, synthesis, statistical estimation, likelihood function

Статья поступила в редакцию 5 мая 2009 г.



Редакционный отдел

Наши авторы

Бакаева Галина Александровна

Преподаватель Воронежского института государственной противопожарной службы МЧС России. Окончила Воронежский институт МВД России (2001) по специальности "Радиотехника". Автор 12 научных трудов. Сфера научных интересов – обработка сигналов в широкополосных системах связи.

Тел.: 8(4732)363305. E-mail: gbakaeva@rambler.ru

Белов Александр Викторович

Кандидат технических наук (1977), ведущий научный сотрудник отдела экологической физиологии Института экспериментальной медицины РАМН. Автор более 40 научных работ. Сфера научных интересов – аналоговая микросхемотехника; биомедицинская электроника; аналоговая фильтрация.

Тел.: 8(921)3659901. E-mail: avbelov1@yandex.ru

Бондарь Павел Александрович

Аспирант технологического института Южного федерального университета в г. Таганроге по кафедре радиоприемных устройств и телевидения. Окончил Таганрогский радиотехнический университет (2004) по специальности "Радиотехника". Автор 10 научных работ. Сфера научных интересов – исследования в области помехоустойчивости приемников бинарных сигналов; сложные системы ФАПЧ.

Тел.: 8(928)1721222. E-mail: pavel_bondar@mail.ru

Валеев Валерий Гизатович

Доктор технических наук (1984), профессор (1988) кафедры радиоэлектронных и телекоммуникационных систем Уральского государственного технического университета – УПИ. Автор более 100 научных работ. Сфера научных интересов – помехоустойчивость радиоэлектронных систем локации и навигации.

E-mail: vg_valeev@list.ru

Зайченко Кирилл Вадимович

Доктор технических наук (1990), профессор (1991), заведующий кафедрой медицинской радиоэлектроники Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор более 150 научных работ. Сфера научных интересов – радиоэлектроника; обработка радиолокационных сигналов; фундаментальные и приклад-

ные исследованиями в области биофизики, электрофизиологии и биоинженерии, раскрывающие природу, структуру и свойства биоэлектрической активности живых систем.

Тел.: 8(812)4947024. E-mail: kvz_k41@aanet.ru

Нахмансон Геннадий Симонович

Доктор технических наук (1993), профессор (1992) кафедры передающих и приемных радиоустройств Военного авиационного инженерного университета (г. Воронеж). Автор более 250 научных трудов. Сфера научных интересов – обработка широкополосных сигналов в сложных радиотехнических системах; оптическая обработка сигналов в реальном масштабе времени; дистанционные методы зондирования.

Тел.: 8(4732)264483. E-mail: nahg@vmail.ru

Огурцов Алексей Геннадьевич

Магистр техники и технологии по направлению "Радиотехника" (2005), аспирант Нижегородского государственного технического университета по кафедре информационных радиосистем. Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – просветная радиолокация.

Тел.: 8(905)6672233. E-mail: ogurtsov@nntu.nnov.ru

Павлов Владислав Станиславович

Кандидат технических наук (1992), доцент (2004), старший научный сотрудник отдела проектирования перспективных радиоэлектронных систем ОАО «НПП "Радар ММС"» (Санкт-Петербург). Автор более 100 научных работ. Область научных интересов – пространственно-временная обработка информационных сигналов; синтез, анализ и моделирование помехоустойчивых систем управления.

Тел.: 8(812)3014255. E-mail: 14p@rambler.ru

Плаксиенко Владимир Сергеевич

Доктор технических наук (1990), профессор (1991) кафедры радиоприемных устройств и телевидения технологического института Южного федерального университета (Таганрог). Автор более 150 научных трудов. Сфера научных интересов – моделирование и анализ случайных процессов при их нелинейной обработке в системах и устройствах приема и обработки сигналов.

Тел.: 8(8634)371408. E-mail: vsp46@mail.ru

Пуликов Дмитрий Георгиевич

Магистр техники и технологий по направлению "Биомедицинская инженерия" (2006), аспирант Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) по кафедре биомедицинской электроники и охраны среды. Автор девяти научных публикаций. Сфера научных интересов – обработка биосигналов в режиме реального времени; цифровая фильтрация.

Тел.: 8(950)0255485. E-mail: dimapulikov@mail.ru

Разин Игорь Вениаминович

Кандидат технических наук (2003), доцент кафедры биомедицинской электроники и охраны среды Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор более 40 научных работ. Сфера научных интересов – обработка изображений.

Тел.: 8(812)2340223. E-mail: IVRazin@mail.eltech.ru

Савченко Владимир Васильевич

Доктор технических наук (1994), профессор (1998), заведующий кафедрой математики и информатики Нижегородского государственного лингвистического университета. Автор более 100 научных работ. Область научных интересов – статистические методы обработки информации; распознавание образов и прогнозирование случайных сигналов.

Сергеев Тимофей Владимирович

Магистр техники и технологий по направлению "Биомедицинская инженерия" (2006), ведущий программист отдела экологической физиологии Института экспериментальной медицины РАМН, аспирант на кафедре медицинской радиоэлектроники Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Автор 10 научных работ. Сфера научных интересов – аналоговая обработка биоэлектрических сигналов.

Тел.: 8(905)2272620. E-mail: stim9@yandex.ru

Шарыпов Алексей Александрович

Магистр техники и технологии по направлению "Телекоммуникации" (2006), аспирант Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина) по кафедре радиотехнических систем. Автор двух научных публикаций. Сфера научных интересов – обработка радиосигналов в системах навигации.

E-mail: sharypov_aleksey@pochta.ru

Юрченко Юрий Семенович

Доктор технических наук (1993), профессор (1996) кафедры радиотехнических систем Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина). Автор 158 научных работ. Сфера научных интересов – обработка радиосигналов в системах навигации.

Тел.: 8(812)2340596.

Требования к оформлению статей, предлагаемых для публикации в журнале "Известия вузов России. Радиоэлектроника"

Верстка журнала осуществляется с электронных копий. Используется компьютерная обработка штриховых и полутоновых (в градациях серого) рисунков. Журнал изготавливается по технологии офсетной печати.

В редакционный совет журнала "Известия вузов России. Радиоэлектроника" необходимо представить:

- распечатку рукописи (1 экз.). Распечатка должна представлять собой твердую копию файла статьи;
- электронную копию (дискета либо CD). По предварительному согласованию с редсоветом допустима передача по электронной почте;
- отдельный файл для каждого рисунка и каждой таблицы в формате тех редакторов, в которых они были подготовлены (также возможна передача по электронной почте по предварительному согласованию). Размещение рисунка в электронной копии не освобождает от его представления отдельным файлом;
- аннотацию на английском языке (1 экз.);
- экспертное заключение о возможности опубликования в открытой печати (1 экз.);
- справку об авторах и ее электронную копию (1 экз.);
- рекомендацию кафедры (отдела) к опубликованию (следует указать предполагаемую рубрику) (1 экз.);
- сопроводительное письмо (1 экз.).

Правила оформления текста

- Подготавливается в текстовом редакторе Microsoft Word.
- Применение полужирного и курсивного шрифтов, а также подчеркивания, допустимо при крайней необходимости.
- Формулы подготавливаются во встроенном редакторе формул Microsoft Word или в редакторе MathType.
- Начертание обозначений в формулах и основном тексте должны быть полностью идентично.
- Математические обозначения равенства, подобия, соотношений множеств и их элементов, логических функций и кванторов, знаки ' (штрих), ° (град), Ø, римские цифры, дефис, другие специальные знаки следует повторить простым карандашом на поле распечатки с текстовой расшифровкой.
- Ссылки на формулы и таблицы даются в круглых скобках, ссылки на использованные источники (литературу) – в квадратных прямых.
- Основной текст не может завершаться рисунком или таблицей.
- Дополнительный, поясняющий текст следует выносить в подстрочные ссылки при помощи знака сноски, а при большом объеме – оформлять в виде приложения к статье.
- Распечатка подписывается всеми авторами.

Верстка текста

- Параметры страницы: поля: верхнее 3 см, левое и нижнее 2.5 см, правое 2 см; верхний колонтитул 2 см, нижний колонтитул 2 см.
- Формат бумаги А4.
- Первая строка: УДК, шрифт Arial 12 pt, выравнивание по левому краю, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" 18 pt, "после" 6 pt, межстрочный "Множитель 1.2".
- Перечень авторов, разделенный запятыми: инициалы перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел (не отрывать инициалы от фамилии); шрифт Arial 14 pt, жирный, курсив, выравнивание по правому краю, отступ слева 1 см, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" и "после" 0 pt, межстрочный "Множитель 1.2".
- Место работы авторов: шрифт Arial 12 pt, курсив, выравнивание по правому краю, отступ слева 1 см, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" и "после" 0 pt, межстрочный "Множитель 1.2".
Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем список авторов, относящихся к второй организации, и т. д.
- После перечня авторов и организаций – название статьи: шрифт Arial 18 pt, выравнивание по левому краю, отступы слева 0.5 см, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" и "после" 6 pt, межстрочный "Множитель 1.2".
- Аннотация 3–7 строк, характеризующих содержание статьи: шрифт Times New Roman 10 pt, курсив, выравнивание по ширине, отступы слева и справа 1.5 см, первая строка отступ 0.7 см, интервалы "перед" и "после" 12 pt, межстрочный одинарный.
- Ключевые слова – 3–10 слов и словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми (в конце списка точка не ставится): шрифт Times New Roman 10 pt, жирный; регистр, "Как в предложениях", выравнивание по левому краю, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" 0 pt, "после" 6 pt, интервал межстрочный одинарный.

- Основной текст: шрифт Times New Roman 12 pt, выравнивание по ширине, первая строка отступ 1 см, интервал межстрочный "Множитель 1.2".
- Подстрочные ссылки используются постраничные; шрифт Times New Roman 10 pt, выравнивание по ширине, интервал межстрочный одинарный; имеют сквозную нумерацию в пределах статьи.
- Строка с текстом "Список литературы": шрифт Times New Roman 12 pt, выравнивание по центру, интервалы "перед" 12 pt, "после" 6 pt, межстрочный "Множитель 1.2".
- Собственно список литературы: каждая ссылка с номером в отдельном абзаце, шрифт Times New Roman 10 pt, первая строка отступ 0.7 см, выравнивание по ширине, интервал межстрочный одинарный.
- Перечень авторов на английском языке, разделенный запятыми: инициалы перед фамилиями, после каждого инициала точка и пробел (не отрывать инициалы от фамилии), шрифт Arial 10 pt, жирный курсив, выравнивание по левому краю, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" 12 pt, "после" 0 pt, межстрочный одинарный.
- Место работы авторов на английском языке: шрифт Arial 10 pt, курсив, выравнивание по левому краю, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" 12 pt, "после" 0 pt, межстрочный одинарный.
Если авторы относятся к разным организациям, то после указания всех авторов, относящихся к одной организации, дается ее наименование, затем список авторов, относящихся к второй организации, и т. д.
- После перечня авторов и организаций – название статьи на английском языке: шрифт Arial 10 pt, жирный, регистр "Как в предложениях", выравнивание по левому краю, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" 6 pt, "после" 0 pt, межстрочный одинарный.
- Аннотация на английском языке 3–7 строк, характеризующих содержание статьи: шрифт Times New Roman 10 pt, курсив, выравнивание по ширине, отступы слева 1.5 см, справа 1.5 см, первая строка отступ 0.7 см, интервалы "перед" и "после" 6 pt, межстрочный одинарный. Аннотация на английском языке должна быть переводом аннотации на русском языке, размещенной в заголовочной части статьи.
- Ключевые слова на английском языке – 3–10 слов и словосочетаний, отражающих содержание статьи, разделенных запятыми (в конце списка точка не ставится): шрифт Times New Roman 10 pt, выравнивание по левому краю, автоматические переносы отключены, интервалы "перед" 0 pt, "после" 6 pt, межстрочный одинарный.

Верстка формул

- Формулы подготавливаются во встроенном редакторе формул Microsoft Word или редакторе MathType; нумеруются только те формулы, на которые есть ссылки в тексте статьи; использование при нумерации букв и других символов не допускается.
- Формулы, как правило, выключаются в отдельную строку, в тексте допустимо расположение только однострочных формул, на которые нет ссылок (надстрочные и подстрочные символы в таких формулах допустимы).
- Выключенные в отдельную строку формулы выравниваются по середине строки, номер (при необходимости) заключается в круглые скобки и выравнивается по правому краю строки.
- Необходимо использовать следующие установки редактора формул: размеры: полный 12 pt, подстрочный 10 pt, под-подстрочный 9 pt, символ 18 pt, подсимвол 12 pt; стили: текст, функция, число – шрифт Times New Roman, вектор–матрица – шрифт Times New Roman, жирный, греческий малый, греческий большой, символ – шрифт Symbol, переменная – шрифт Times New Roman, курсив.
- При записи формул следует придерживаться следующих условий: латинские обозначения скалярных переменных вводятся стилем редактора "переменная", т. е. курсивом, все остальные обозначения скалярных переменных вводятся прямым шрифтом (стили греческий малый, греческий большой, символ – для греческого шрифта, текст – для остальных шрифтов); векторы вводятся стилем "вектор–матрица" – прямым полужирным (при обозначении вектора греческим шрифтом следует использовать стиль "другой" и указать жирное начертание вручную), функции вводятся стилем "функция", для индексов используется стиль "переменная" только в том случае, если они, в свою очередь, указывают на скалярные переменные, обозначенные латинским шрифтом, во всех остальных случаях для индексов используется стиль "текст".
- Цифры, скобки и знаки математических операций вводятся только прямым шрифтом.
- При работе в редакторе формул следует максимально использовать его возможности для ввода математических обозначений (в частности, при вводе скобок и знаков математических операций необходимо пользоваться шаблонами редактора, а не клавиатурой).
- Все впервые встречающиеся в формуле обозначения должны быть расшифрованы сразу после формулы: после нее ставится запятая, а на следующей строке без абзацного отступа после слова "где" приводятся все обозначения и через тире – их расшифровки; список должен быть составлен в порядке появления обозначений в формуле; в многострочных формулах вначале полностью описывается числитель, а затем знаменатель; изменение индекса также считается введением нового обозначения, требующим новой расшифровки.
Если при расшифровке встречается обозначение, в свою очередь требующее формульной записи и расшифровки, то с ним поступают как с отдельной формулой, но расшифровку помещают в круглые скобки.

Верстка рисунков

- Рисунки, представляющие собой графики, схемы и т. п., должны быть выполнены в графических векторных редакторах (встроенный редактор Microsoft Word, CorelDraw, Microsoft Visio и т. п.). Использование точечных форматов (.bmp, .jpeg, .tif, .html) допустимо только для рисунков, представление которых в векторных форматах невозможно (фотографии, копии экрана монитора и т. п.).
- На рисунках должны размещаться только сам рисунок и его нумерационный заголовок (например, "Рис. 3"). Описание самого рисунка и введенных на нем обозначений следует приводить в основном тексте статьи. Нумерационный заголовок рисунка помещается под ним по его середине.
- Каждый рисунок вместе с номером должен помещаться в текстовое поле или в поле объекта (в терминах Microsoft Word).
- Следует стремиться к горизонтальному размеру рисунка, равному 16.5 или 8 см (в первом случае рисунок будет заверстан вразрез текста, во втором – в оборку).
- Рисунок может содержать несколько полей, если приведенные на них данные имеют тематическую общность и примерно равные размеры; каждое поле помечается русской буквой в алфавитном порядке, обозначения размещаются под полем по его середине; последовательность полей должна совпадать с последовательностью их первого упоминания в тексте.
- Рисунок размещается в ближайшем возможном месте после первого упоминания его или какого-либо его поля в тексте.
- Первая ссылка на рисунок производится, например, как рис. 3, последующие – как (см. рис. 3), применение скобок определяется требованиями орфографии.
- На рисунке следует приводить минимум текста и обозначений, обозначения размещать на линиях-выносках; каждый фрагмент текста давать в отдельном текстовом поле, при необходимости отключать у полей линии и заливку.
- Основные линии на рисунках (границы блоков и соединительные линии на схемах, линии графиков) имеют толщину 1.25 pt, вспомогательные (выноски, оси, размерные линии) – 0.75 pt.
- При формировании рисунка, представляющего собой схему, следует придерживаться требований ГОСТ ЕСКД, ЕСПД (в частности, недопустимо использовать условные графические обозначения, соответствующие стандартам США и Европы, но не совпадающие с предусмотренными ГОСТ)
- На рисунках, представляющих собой графики зависимостей, не следует давать размерную сетку, следует дать лишь засечки на осях, причем все засечки должны быть оцифрованы.
- Если оси на рисунках оцифрованы, то они завершаются на позиции очередной засечки, где засечка не ставится, а вместо цифровых значений даются обозначение переменной и (через запятую) единица измерения.
- Если оси не оцифровываются, то они завершаются стрелками, рядом с которыми даются обозначения переменных без единиц измерения.
- Длины и размерность осей следует устанавливать таким образом, чтобы на рисунке не было пустых областей, т. е. каждая из засечек должна оцифровывать хотя бы некоторые точки одной из приведенных кривых.
- Все текстовые фрагменты и обозначения на рисунке даются шрифтами размером 10 pt с единичным межстрочным интервалом; цифровые обозначения, буквенные обозначения полей и номер рисунка даются курсивом.
- При необходимости в отдельных текстовых полях на рисунке могут помещаться обозначения и тексты, сформированные в редакторе формул; при этом следует использовать следующие установки редактора: размеры: полный 10 pt, подстрочный 8 pt, под-подстрочный 7 pt, символ 14 pt, подсимвол 10 pt.
- Ссылки на обозначения на рисунке в основном тексте даются тем же начертанием (прямым или курсивом), как на рисунке, но с размером шрифта 12 pt.
- В распечатке рисунки могут быть вмонтированы в текст в ближайшем месте от ссылок на них либо место их размещения помечается на левом поле страницы в прямоугольной рамке.
- При невозможности представить электронные версии рисунков следует представить только твердые копии, обеспечивающие качественное воспроизведение после сканирования (графики – черной тушью на белой бумаге, фотографии – на матовой бумаге размером не менее 9×12 см, не более 21×30 см).

Верстка таблиц

- Текст в таблицах печатается через 1 интервал, шрифт Times New Roman, основной текст 10 pt, индексы 8 pt.
- Таблица состоит из следующих элементов: нумерационного заголовка; головки (заголовочной части), включающей заголовки граф (объясняют значение данных в графах); боковика (первой слева графы) и прографки (остальных граф таблицы). Боковик может состоять из нескольких первых слева граф.
- Нумерационный заголовок содержит слово "Таблица" и ее номер арабскими цифрами (без знака номера перед ними, без точки на конце), предваряет тематический заголовок. Ссылка в тексте на таблицу дается аналогично ссылкам на рисунки. Нумерационный заголовок выравнивается по правому полю и выделяется

светлым курсивом. Нумерация таблиц сквозная в пределах статьи. Если таблица единственная, нумерационный заголовок не дается, а ссылка в тексте приводится по типу "см. таблицу".

- Над продолжением таблицы на новой странице ставится заголовок "Продолжение табл. 5" (если таблица на данной странице не оканчивается) или "Окончание табл. 5" (если таблица на данной странице оканчивается). Если таблица продолжается на одной или на нескольких последующих страницах, то головка ее должна быть повторена на каждой последующей странице.
- Ни один элемент таблицы не должен оставаться пустым.
- Заголовки пишут в именительном падеже единственного или множественного числа без произвольного сокращения слов (допустимы только общепринятые сокращения всех видов: графические сокращения, буквенные аббревиатуры и сложносокращенные слова). Множественное число ставится только тогда, когда среди текстовых показателей графы есть показатели, стоящие во множественном числе.
- В одноярусной головке все заголовки пишутся с прописной буквы. В двух- и многоярусных головках заголовки верхнего яруса пишутся с прописной буквы, а заголовки второго, третьего и т. д. ярусов – с прописной буквы, если они грамматически не подчинены стоящему над ними заголовку верхнего яруса, и со строчной, если они грамматически подчинены стоящему над ними заголовку.

Список литературы

- Выполняется по ГОСТ 7.1-2003. Библиографическое описание документа. Введ. 01.07.2004. М.: ИПК Издательство стандартов, 2004 либо на ГОСТ Р 7.0.5-2008. Библиографическая ссылка. Общие требования и правила составления. Введ. 28.04.2008. М.: Стандартинформ, 2008
- Не должен превышать 10 (для обзорных заказных статей – 20) наименований, приводятся только источники, на которые есть ссылки в тексте (ссылки на неопубликованные работы не допускаются).
- Ссылки на материалы, размещенные на электронных носителях, следует давать лишь в крайнем случае; при этом необходимо указать электронный адрес до конкретного материала (т. е. включая сегмент, оканчивающийся расширением, соответствующим текстовому документу) и дату обращения к нему, либо полный издательский номер CD или DVD. Редакция оставляет за собой право потребовать от автора замены ссылки, если на момент обработки статьи по указанному адресу материал будет отсутствовать.

Справка об авторах включает для каждого автора фамилию, имя, отчество (полностью), ученую или академическую степень, ученое звание (с датами присвоения и присуждения), краткую научную биографию, количество печатных работ и сферу научных интересов (5–6 строк), название организации, служебный и домашний адреса, служебный и домашний телефоны, адрес электронной почты, при наличии – факс. Если ученых и/или академических степеней и званий нет, то следует указать место получения высшего образования, год окончания вуза и специальность. В справке следует указать автора, ответственного за прохождение статьи в редакции.

Плата с аспирантов за публикацию рукописей не взимается.

Технические вопросы можно выяснить по адресу monchak@yandex.ru