

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК: 621.396.96

С.Н. Кириллов, В.М. Бердников**ПРОЦЕДУРА МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ
ТОПОЛОГИИ СЕТИ ОПОРНЫХ СТАНЦИЙ ДЛЯ НАЗЕМНОЙ
РАДИОНАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ**

Предложена процедура многокритериальной оптимизации топологии сети опорных станций (ОС) для наземной радионавигации на основе минимизации весовой суммы трех показателей качества (ПК). Продемонстрирована работоспособность предложенной процедуры на примере двух цифровых карт местностей (ЦКМ) с простой и сложной конфигурацией области радионавигации (ОР). Показано, что при той же величине максимального значения коэффициента геометрии (КГ) в случае более сложной конфигурации местности по сравнению с простой требуется на 80 % больше ОС, при этом происходит увеличение ПК, характеризующего среднее значение динамического диапазона радиолинии, в 3.54 раза.

Ключевые слова: опорная станция, коэффициент геометрии, динамический диапазон радиолинии, область радионавигации, цифровая карта местности, функционал минимизации.

Введение. В настоящее время одновременно с развитием глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) [1, 2] проводятся исследования и разработки в области наземной радионавигации на основе использования сети ОС [3...6]. Основой данного направления является применение псевдоспутников в качестве ОС совместно со спутниками ГНСС для интегрированной радионавигации, а также анализ возможности их самостоятельного использования [5, 6].

Как известно [1, 2], высокая точность решения навигационной задачи для позиционных радионавигационных систем (РНС) существенно зависит от геометрии расположения ОС в пространстве, которая характеризуется КГ. Кроме того, с точки зрения экономических затрат целесообразно использование минимально возможного количества ОС. Также необходимо уменьшить динамический диапазон радиолинии в целях обеспечения равномерности поля мощности сигналов в ОР. Таким образом, перспективной является разработка процедуры выбора местоположения ОС на основе ЦКМ с целью обеспечения минимально возможных значений КГ, количества ОС и динамического

диапазона радиолинии в заданной ОР в интересах наземной РНС.

Целью работы является разработка процедуры многокритериальной оптимизации топологии сети ОС (далее просто – процедуры оптимизации) для наземной РНС.

Обоснование ПК. Как известно [7, 8], существуют несколько методов определения местоположения объектов для позиционных РНС: дальномерный, разностно-дальномерный, угломерный, псевдодальномерный. В дальнейшем предполагается использование псевдодальномерного метода по следующим причинам [7]:

- в сравнении с дальномерным методом не требуется точная синхронизация временных шкал между ОС и приемниками потребителей;

- большая рабочая зона при потенциально возможном КГ по сравнению с разностно-дальномерной и угломерными системами при том же количестве ОС.

Синхронизация шкал ОС для псевдодальномерной системы может быть обеспечена с помощью модулей синхронизации с встроенным приемником ГНСС (например, продукция ОАО «РИРВ», Trimble и др.). В целях сохранения

возможности позиционирования объектов с удовлетворительной точностью в случае подавления сигналов ГНСС в ОР предполагается размещение ОС за пределами данной зоны.

В [8] для ГНСС предложен метод синтеза созвездия спутников по критериям кратности покрытия ОР и точности навигационных определений. Для рассматриваемой задачи критерий кратности покрытия ОР не требуется, так как высоты ОС и размеры ЦКМ удовлетворяют условию дальности прямой видимости.

Рассмотрим другие формы представления ПК, которые будут использоваться в процедуре оптимизации топологии сети ОС.

Как известно [1], КГ может быть представлен в следующем виде:

$$K_{\Gamma}^2 = K_{\Gamma\Pi}^2 + K_{\Gamma t}^2, \quad (1)$$

где $K_{\Gamma\Pi}$ – пространственный (PDOP) и $K_{\Gamma t}$ – временной (TDOP) коэффициенты.

Пространственный коэффициент геометрии делится на две составляющие, характеризующие точность определения положения потребителя в горизонтальной $K_{\Gamma t}$ (HDOP) и вертикальной $K_{\Gamma v}$ (VDOP) плоскостях:

$$K_{\Gamma\Pi}^2 = K_{\Gamma t}^2 + K_{\Gamma v}^2. \quad (2)$$

Оценка местоположения пользователя в пространственно-временных координатах (x_u, y_u, z_u, t_u) для псевдодальномерного метода сводится к решению следующей системы уравнений [2], состоящей из членов

$$\rho_j = \|\mathbf{s}_j - \mathbf{u}\|_{xyz} + ct_u, \quad j = \overline{3, N_{OC}}, \quad (3)$$

где под j понимается номер ОС, N_{OC} – количество ОС, ρ_j – расстояние между j -й ОС и потребителем, \mathbf{s}_j – вектор местоположения j -й ОС, \mathbf{u} – вектор местонахождения приемника, c – скорость света, t_u – расхождение шкал времени N_{OC} ОС и приемника потребителя.

Систему уравнений, состоящую из членов (3), можно посредством линеаризации [2, 8] привести к следующему виду:

$$\Delta\rho_j = a_{xj}\Delta x_u + a_{yj}\Delta y_u + a_{zj}\Delta z_u - c\Delta t_u, \quad (4)$$

где $\Delta\rho_j = \hat{\rho}_j - \rho_j$ – разность рассчитанной и измеренной дальностей между j -й ОС и приемником потребителя, а

$$a_{xj} = \frac{x_j - \hat{x}_u}{\hat{r}_j}, a_{yj} = \frac{y_j - \hat{y}_u}{\hat{r}_j}, a_{zj} = \frac{z_j - \hat{z}_u}{\hat{r}_j} \quad (5)$$

– значения направляющих косинусов единичного вектора из точки оценочного местоположения потребителя на j -ю ОС.

Система уравнений, состоящая из выражений (4), может быть представлена в матричной форме:

$$\Delta\mathbf{p} = \mathbf{H}\Delta\mathbf{x}, \quad (6)$$

где

$$\Delta\mathbf{p} = \begin{bmatrix} \Delta\rho_1 \\ \Delta\rho_2 \\ \Delta\rho_3 \\ \Delta\rho_j \end{bmatrix}, \quad \Delta\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \Delta x_u \\ \Delta y_u \\ \Delta z_u \\ -c\Delta t_u \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} a_{x1} & a_{y1} & a_{z1} & 1 \\ a_{x2} & a_{y2} & a_{z2} & 1 \\ a_{x3} & a_{y3} & a_{z3} & 1 \\ a_{xj} & a_{yj} & a_{zj} & 1 \end{bmatrix}.$$

Далее на основе результатов, полученных в [2], из матрицы

$$(\mathbf{H}^T \mathbf{H})^{-1} = \begin{bmatrix} D_{11} & D_{12} & D_{13} & D_{14} \\ D_{21} & D_{22} & D_{23} & D_{24} \\ D_{31} & D_{32} & D_{33} & D_{34} \\ D_{41} & D_{42} & D_{43} & D_{44} \end{bmatrix},$$

представим коэффициенты геометрии K_{Γ} , $K_{\Gamma\Pi}$, $K_{\Gamma t}$ и $K_{\Gamma v}$ в виде [2]:

$$K_{\Gamma} = \sqrt{D_{11} + D_{22} + D_{33} + D_{44}}, \quad (7)$$

$$K_{\Gamma\Pi} = \sqrt{D_{11} + D_{22} + D_{33}}, \quad (8)$$

$$K_{\Gamma t} = \sqrt{D_{11} + D_{22}}, \quad (9)$$

$$K_{\Gamma v} = \sqrt{D_{33}}, \quad (10)$$

$$K_{\Gamma t} = \sqrt{D_{44}} / c, \quad (11)$$

где D_{mn} – компоненты, характеризующие геометрию расположения ОС.

В качестве первого показателя качества выберем максимальный горизонтальный КГ $K_{\Gamma t \max}$ ОР. При этом не будем учитывать временную $K_{\Gamma t}$ и вертикальную $K_{\Gamma v}$ составляющие КГ, так как при оптимизации топологии сети ОС для наземной РНС составляющая $K_{\Gamma t}$ не влияет на ПК, а использование составляющей $K_{\Gamma v}$ нецелесообразно ввиду наличия ЦКМ.

Кроме КГ, необходимо ввести показатель качества, характеризующий так называемый «near-far effect» [6] или динамический диапазон радиолинии. Как показано в [6], особенно при использовании кодового разделения сигналов ОС, «сильные» по мощности сигналы от ближайших ОС являются помехами при

обнаружении «слабых» сигналов от удаленных ОС. Кроме того, равномерность поля мощности излучаемых сигналов желательна для совместного использования с ГНСС для исключения существенного усложнения аппаратуры потребителя. В целях уменьшения негативного влияния данного эффекта в [6] предлагается расположение ОС, наиболее удаленное от ОР. Для оценки данного эффекта введем следующий показатель качества:

$$D = \frac{1}{N_{OC}} \sum_j (r_{j\max} / r_{j\min}), \quad (12)$$

где $r_{j\max}$ и $r_{j\min}$ - максимальное и минимальное расстояния между j -й ОС и ОР.

Кроме того, одним из важнейших ПК является количество используемых ОС N_{OC} , влияющее на простоту и экономичность всей РНС.

Постановка задачи. Введем обобщенный функционал качества в виде:

$$F = \alpha N_{OC} + (1 - \alpha) \cdot (\beta K_{IT\max} + (1 - \beta)D), \quad (13)$$

где $\alpha = \overline{0,1}$ и $\beta = \overline{0,1}$ - весовые коэффициенты. Решающее правило процедуры оптимизации представим в следующем виде:

$$F \rightarrow \min, \quad \alpha = const, \quad \beta = const. \quad (14)$$

Алгоритм оптимизации заключается в последовательном изменении положения каждой ОС и расчете функционала (13) для наилучшего направления смещения из ближайших восьми, исходя из правила (14), при шаге изменения, соответствующем точностным требованиям. Далее процедура повторяется до прекращения выполнения условия (14) для данного количества ОС. После чего случайным образом добавляется еще одна ОС и опять процедура повторяется до полного отсутствия улучшения (минимизации) функционала F .

Высоты ОС выставляются на уровне, достаточном для прямой видимости всей ОР с заданной конфигурацией ЦКМ. В процедуре оптимизации высоты ОС не меняются, т.к. с учетом пренебрежения членами при Δz_u в (4) горизонтальный КГ зависит только от азимутального расположения ОС, а величина D изменяется незначительно в сравнении с перемещением в плоскости горизонта. Коэффициенты α и β выбираются исходя из компромиссов между ПК.

Процедура оптимизации представлена в виде упрощенной блок-схемы на рисунке 1.

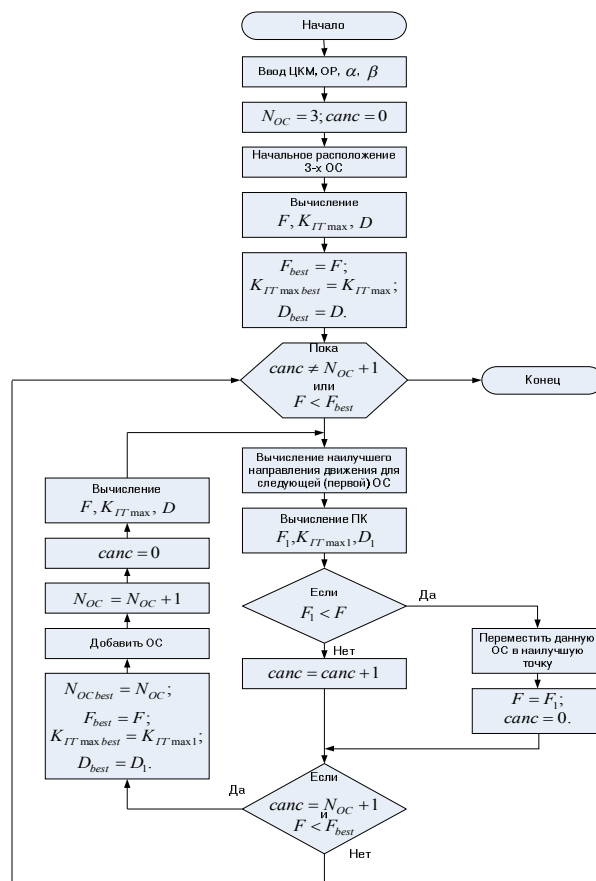
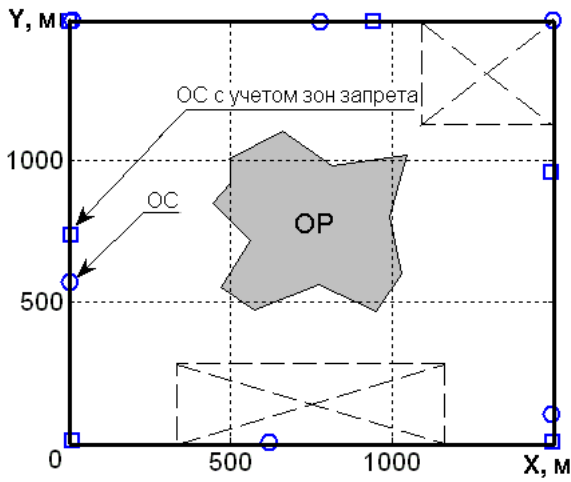


Рисунок 1 – Блок-схема процедуры многокритериальной оптимизации топологии сети ОС

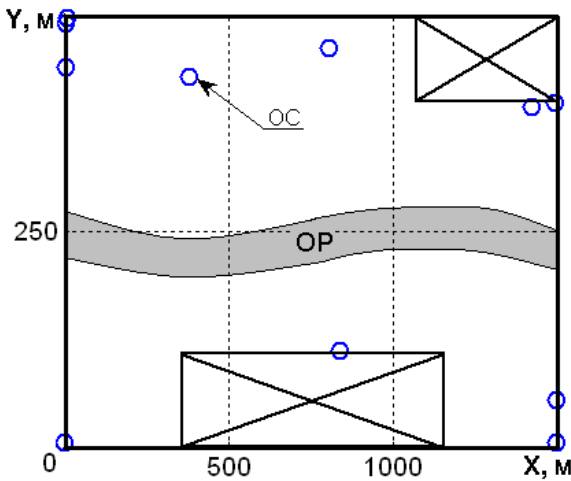
Расчетная часть. При разработке процедуры оптимизации предполагалось, что ОС могут располагаться в пределах прямой видимости ЦКМ, но вне ОР. Для анализа работоспособности и эффективности процедуры оптимизации было произведено моделирование при двух конфигурациях ОР (см. рисунок 2): сосредоточенной (далее первой, см. рисунок 2,а) и протяженной (далее второй, см. рисунок 2,б). Предполагалось отсутствие каких-либо значительных преград и неровностей, а на рисунке 2 перечеркнутые прямоугольники обозначают области с запрещенной расстановкой ОС, причем для первой ЦКМ процедура оптимизации проводилась с зонами запрета и без них. Также на рисунке 2 отмечены расположения ОС для двух ЦКМ при $\alpha = 0.8, \beta = 0.75$ (а) и $\alpha = 0.6, \beta = 1$ (б). Процедуру оптимизации целесообразно начинать с трех ОС, т.к. при незначительной неровности местности соответствующие члены системы (4) близки к нулю и данного количества ОС достаточно для решения навигационной задачи.

Исследование процедуры оптимизации проводилось для выше обозначенных типов местностей при $\alpha = \{0.2, \dots, 1\}$ и $\beta = \{0.25, \dots, 1.0\}$.

Зависимости $N_{OC}(\alpha, \beta)$, $K_{ГГmax}(\alpha, \beta)$ и $D(\alpha, \beta)$ для двух типов ОР показаны на рисунках 3,а-в и 4,а-в.



а

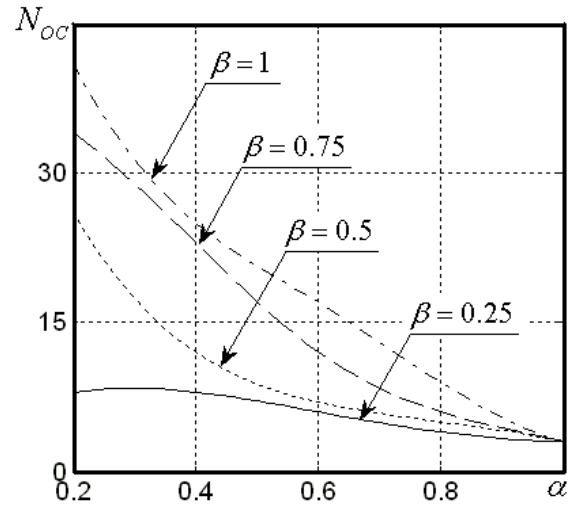


б

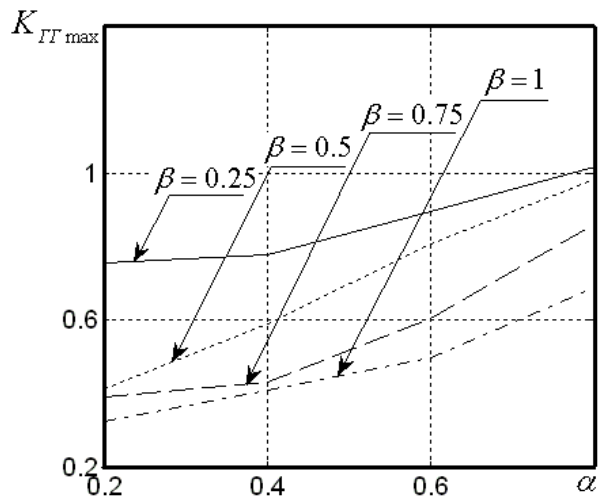
Рисунок 2 – Расположение ОС для первой (а) и второй (б) ЦКМ

Из анализа данных зависимостей следует, что характеристики для первой ОР соответствуют функционалу качества (13) при выполнении решающего правила (14). Так, на рисунках 3,а и 3,б при увеличении коэффициента α уменьшается N_{OC} и увеличивается $K_{ГГmax}$, а при большем значении коэффициента β увеличивается N_{OC} , так как уменьшение $K_{ГГmax}$ происходит за счет увеличения количества ОС. На рисунке 3,в с увеличением коэффициента α ПК D меняется незначительно, что объясняется простой конфигурацией первой местности. В то же время для второй ОР тенденция зависимости ПК от коэффициента α похожа на зависимости для первой местности, но их зависимости от коэффициента β имеют неравномерный характер, что объясняется более сложной конфигурацией местности и ОР для расстановки ОС.

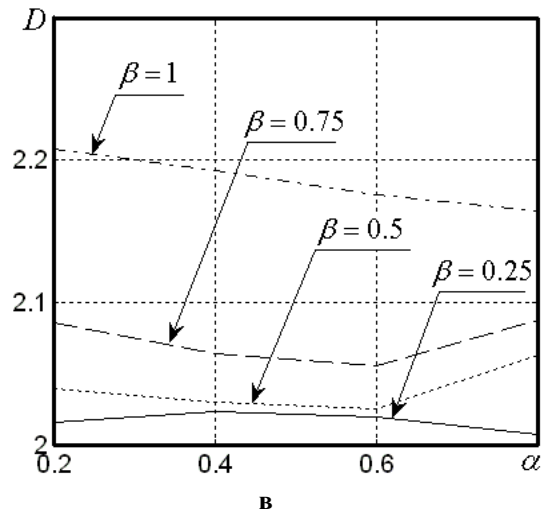
Значение весовых коэффициентов α и β , равное нулю, а также $\alpha=1$ не рассматриваются, так как процедура оптимизации в соответствии с функционалом (13) не представляет практического интереса.



а



б



в

Рисунок 3 – Зависимости $N_{OC}(\alpha, \beta)$ (а), $K_{ГГmax}(\alpha, \beta)$ (б) и $D(\alpha, \beta)$ (в) для первой ЦКМ

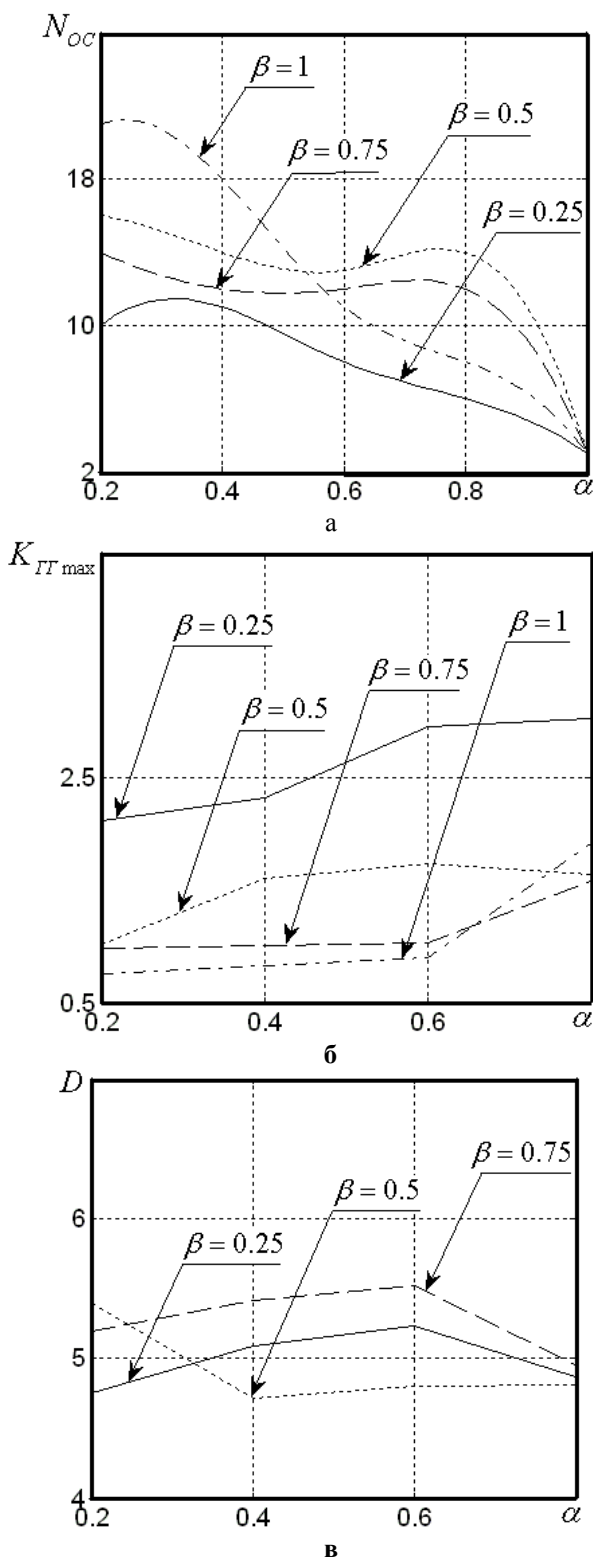


Рисунок 4 - Зависимости $N_{OC}(\alpha, \beta)$ (а), $K_{\Gamma \max}(\alpha, \beta)$ (б) и $D(\alpha, \beta)$ (в) для второй ЦКМ

Зависимости функционала качества F от коэффициентов α и β для двух ЦКМ показаны на рисунке 5.

Из анализа рисунков 5,а и 5,б следует, что поверхности $F(\alpha, \beta)$ для первой и второй местности имеют схожие формы и различаются

значениями функционала минимизации в конкретных точках, величина которых зависит от конфигурации ЦКМ.

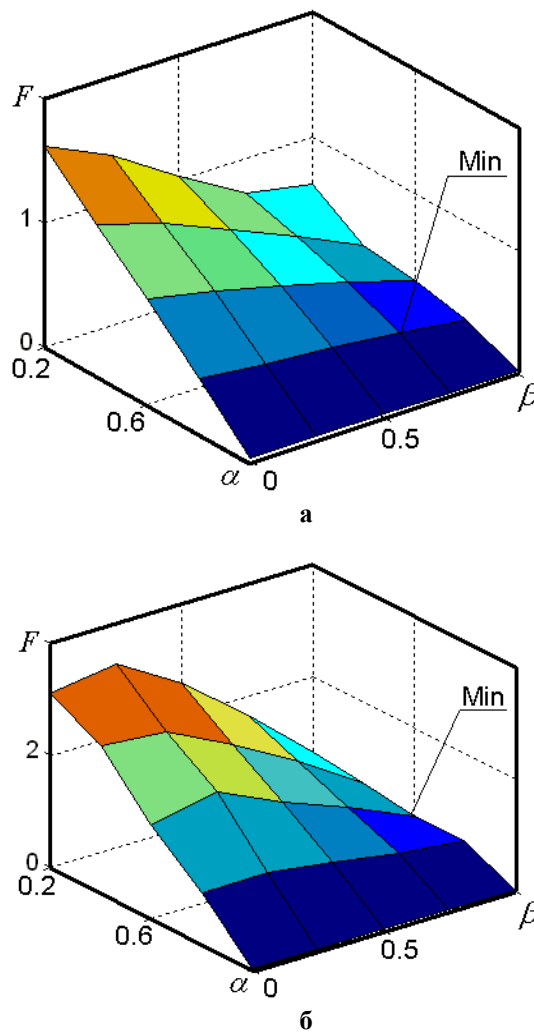


Рисунок 5 – Зависимость функционала минимизации $F(\alpha, \beta)$ для первой (а) и второй (б) местности

Для примера на рисунке 2 было приведено расположение ОС для двух ЦКМ, выбранных исходя из минимума функционала качества F (значения при $\alpha = 1$ не рассматриваются, так как в этом случае играет роль только ПК N_{OC}). Так, на рисунке 2,а показано, расположение ОС при наличии и отсутствии областей запрета, при этом зависимости ПК от коэффициентов α и β различаются незначительно, что демонстрирует ресурс ЦКМ для процедуры оптимизации даже при наличии ограничений на размещение ОС.

Как следует из анализа рисунка 2,б, сосредоточение нескольких ОС по краям ЦКМ обеспечивает уменьшение значений $K_{\Gamma \max}$ в данных сложных с точки зрения КГ участках ОР. Также видно, что процедура оптимизации эффективно использует свободное для оптими-

зации ОС пространство, не размещая их в областях запрета.

Значения ПК для данных весовых коэффициентов представлены в таблице.

Значения ПК при данных α и β

	N_{OC}	$K_{ГГmax}$	D	F
$\alpha = 0.8,$ $\beta = 0.75$	6	0.86	2.08	0.28
$\alpha = 0.6,$ $\beta = 1$	11	0.89	7.36	0.42

Из анализа таблицы следует, что для достижения практически такого же значения $K_{ГГmax}$ для второй ОР по сравнению с первой потребовалось на 5 ОС больше, при увеличении значения D в 3.54 раза. Величина $K_{ГГmax}$ меньше единицы достигается за счет использования более четырех ОС в решении навигационной задачи.

Таким образом, продемонстрирована работоспособность предложенной процедуры оптимизации на основе двух различных конфигураций ОР. Выбор значений коэффициентов α и β для более точного решения задачи можно проводить по анализу рисунков вида 3,а-в или 4,а-в для конкретной ОР.

Выводы. Разработана процедура многокритериальной оптимизации топологии сети ОС для наземной радионавигации на основе минимизации весовой суммы трех ПК, таких как количество ОС N_{OC} , максимальный горизонтальный КГ $K_{ГГmax}$ и ПК, характеризующий среднее значение динамического диапазона

радиолинии D . Продемонстрирована работоспособность предложенной процедуры на примере двух ОР с простой и сложной конфигурацией. Показано, что при той же величине максимального значения коэффициента геометрии в случае более сложной конфигурации ОР по сравнению с простой требуется на 80 % больше опорных станций, при этом происходит увеличение показателя качества характеризующего среднее значение динамического диапазона радиолинии, в 3.54 раза.

Библиографический список

1. Харисов В.Н., Перов А.И. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования. М.: Изд-во Радиотехника, 2005. С. 264-268.
2. Elliott D. Kaplan, Christopher J. Hegarty Understanding GPS. Principles and Applications., Norwood: Artech House, 2006. С. 54-57, 324-328.
3. L. Bazant, J. Tauffer. The risk analysis of pseudolites and satellites navigation system // Safe 2008 Conference, Malta, June 25-27, 2008.
4. S. H. Cobb, GPS Pseudolites: Theory, design and application (thesis), 1997.
5. L. Dai, J. Wang, T. Tsujii, C. Rizos. Pseudolite applications in positioning and navigation: Modelling and geometric analysis // Int. Symp. on Kinematic Systems in Geodesy, Geomatics & Navigation (KIS2001), Banff, Canada, June 5-8, 2001.
6. L. Bazant, J. Tauffer. The Pseudolite System Concept for Railway // Czech Railways, Laboratory of Intelligent Systems, Pardubice, Czech Republic
7. Бакулев П.А., Сосновский А.А. Радионавигационные системы: учебник для вузов. – М.: Радиотехника, 2005. – 224 с., ил.
8. Сетевые спутниковые радионавигационные системы под ред. В.С. Шебшаевича. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1993. – 408 с.: ил.

УДК 621.319

В.К. Ключко

ВОССТАНОВЛЕНИЕ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ В УСЛОВИЯХ АТМОСФЕРНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Предлагаются адаптивные алгоритмы восстановления изображений в условиях действия искажающих факторов, основанные на псевдообращении матрицы значений аппаратных функций измерительных каналов с помощью регуляризации и сингулярного разложения.

Ключевые слова: радиолокация, восстановление изображений.

Введение. В радиотеплоэлектронных [1] и других сканирующих системах наблюдения, основанных на восстановлении изображений полей отражения или излучения в сложных метеоусловиях [2], результаты измерения

полей искажены действием меняющейся среды распространения полей. Можно принять, что изменение пространственно-временного распределения характеристик полей эквивалентно изменению параметров аппаратной функции

измерительных каналов (диаграммы направленности – ДН), характеризующей пространственное распределение интенсивности (мощности) принимаемых сигналов.

Цель работы – построение адаптивных алгоритмов восстановления изображений в условиях меняющейся среды распространения полей на основе корректировки параметров алгоритмов и аппаратных функций системы наблюдения с использованием процедур псевдообращения матриц.

Модель измерений и постановка задачи.

Система наблюдения включает в себя Q измерительных каналов, принимающих и преобразующих поле отражения или излучения в видеоизображение, которое представляет собой в общем случае комплексный пространственно-временной сигнал, прошедший тракт первичной обработки и описываемый следующей линейной моделью измерений на видеочастоте:

$$y_q(t, i, j) = \sum_{i_1=-m}^m \sum_{j_1=-n}^n \alpha_q(i_1, j_1) x(t, i + i_1, j + j_1) + p_q(t, i, j), \quad q = \overline{1, Q}, i = \overline{1, I}, j = \overline{1, J}, \quad (1)$$

где $y_q(t, i, j)$ – суммарный комплексный видеосигнал, полученный в q -м измерительном канале после выделения комплексной огибающей принимаемого сигнала, соответствующий t -му элементу дальности (или диапазону дальности в тепловизионных системах) и i, j -му направлению центра сканирующей антенны в местной системе координат угла места (по i) и азимута (по j) в $I \times J$ -зоне обзора; $\alpha_q(i_1, j_1)$ – комплексная аппаратная функция, представляющая нормированную диаграмму ДН q -го канала в i_1, j_1 -х элементах дискретизации угла места и азимута с шагом дискретизации, совпадающим с шагом сканирования антенны по i и j ; $x(t, i, j)$ – искомое комплексное видеоизображение поля отражения или излучения в t, i, j -х элементах дискретизации; $p_q(t, i, j)$ – помеха шумов аппаратуры – комплексный белый шум; $(2m + 1) \times (2n + 1)$ – прямоугольные размеры поля X , превышающие размеры сечений всех q -х ДН ($q = \overline{1, Q}$) на уровне 0,5 мощности.

При выводе принимаемого видеоизображения $y_q(t, i, j)$ на плоский экран берутся модули $|y_q(t, i, j)|$ при фиксированном значении t .

Восстановление изображения заключается в нахождении оптимальных (в указанном далее смысле) оценок $\hat{x}(t, i, j)$ ненаблюдаемого поля $x(t, i, j)$ по совокупности измерений $y_q(t, i, j)$.

Модули оценок $|\hat{x}(t, i, j)|$ выводятся на экран индикатора в i -х строках и j -х столбцах при фиксированном t или в t -х строках и j -х столбцах при фиксированном i в зависимости от режима наблюдения. Далее рассматривается первый режим и символ t опускается.

Выражение (1) в развернутом виде дает систему $M = IJQ$ линейных уравнений с помехами $p_q(i, j)$ относительно $N = (I + 2m)(J + 2n)$ неизвестных $x(i, j)$ и записывается в векторно-матричной форме [1]:

$$Y = A X + P, \quad (2)$$

где Y – M -вектор-столбец измерений $y_q(i, j)$; A – $M \times N$ -матрица системы наблюдения, составленная из значений $\alpha_q(i, j) \forall q, i, j$; X – N -вектор-столбец комплексных амплитуд $x(i, j)$ искомого поля; P – M -вектор-столбец помех $p_q(i, j)$.

Примером аппаратной функции для двух измерительных каналов ($Q = 2$) с совмещенными центрами ДН в векторно-матричной модели (2) может быть экспоненциальная зависимость вида:

$$\alpha_q(i, j) = b_q \exp\{-c_q [i^2 / \Delta_1^2(q) + j^2 / \Delta_2^2(q)]\}, \quad q = \overline{1, Q}, \quad (3)$$

где c_q – параметры аппроксимации ДН, подлежащие корректировке при наличии искажений, значения которых при отсутствии искажений равны: $c_1 = 1,694$ и $c_2 = 0,694$; $\Delta_1(q)$ и $\Delta_2(q)$ – ширина ДН q -го канала соответственно по вертикали (по i) и горизонтали (по j) в числе элементов дискретизации. Значение параметра b_q устанавливается на основе c_q из условия нормировки: $\sum_{i,j} \alpha_q(i, j) = 1 \Rightarrow$

$$b_q = 1 / \sum_{i,j} \exp\{-c_q (i^2 / \Delta_1^2(q) + j^2 / \Delta_2^2(q))\}.$$

Задача заключается в восстановлении изображения X в условиях изменяющейся среды наблюдения (распространения полей) на основе корректировки параметров аппаратной функции и алгоритмов восстановления.

В качестве критерия оптимальности в условиях априорной неопределенности относительно характеристик X и P используется минимум евклидовой нормы $\|Y - AX\|_2$ или квадрат этой нормы $\|Y - AX\|_2^2 = (Y - AX)^H (Y - AX)$, где H – символ транспонирования и комплексного сопряжения (для комплексных векторов и матриц), что приводит к оценкам вида:

$$\hat{X} = A^+ Y, \quad (4)$$

где \hat{X} – N -вектор оценок комплексных амплитуд поля X ; A^+ – $N \times M$ -псевдообратная матрица.

Так как указанный критерий не всегда отвечает визуальному восприятию изображения со сложной текстурой, то в процесс оценивания целесообразно включать человека-оператора.

Для функции $\alpha_q(i, j)$ с разделяющимися переменными $\alpha_q(i, j) = a_q(i)b_q(j)$ модель измерений (1) представляется в матричной форме [1]:

$$Y_q = A_q X B_q + P_q, \quad q = \overline{1, Q}, \quad (5)$$

где Y_q – $I \times J$ -матрица измерений; X – искомая $(I + 2m) \times (J + 2n)$ -матрица; A_q и B_q – соответственно $I \times (I + 2m)$ - и $(J + 2n) \times J$ -матрицы значений аппаратных функций $a_q(i)$ и $b_q(j)$; P_q – $I \times J$ -матрица помех. По совокупности Q каналов строятся блочная модель измерений [1] на основе блочных матриц Y, A, B, P и оптимальный по критерию наименьших квадратов алгоритм раздельной обработки измерений Y по строкам и столбцам, значительно более экономичный с вычислительной точки зрения по сравнению с (4):

$$\begin{aligned} Y = AZ + P &\Rightarrow \hat{Z} = A^+ Y, & (6) \\ \hat{Z} = XB + W &\Rightarrow \hat{X} = \hat{Z} B^+, \end{aligned}$$

где \hat{Z} – блочная матрица промежуточных оценок (W – блочная матрица ошибок оценок); A^+ и B^+ – псевдообратные блочные матрицы, полученные на основе обращения сумм симметрических матриц [1]:

$$\sum_{q=1}^Q A_q^T A_q \quad \text{и} \quad \sum_{q=1}^Q B_q B_q^T.$$

Алгоритм 1 корректировки параметров при восстановлении изображения методом регуляризации. При регуляризации по Тихонову А.Н. [3] или псевдообращении по Муру-Пенроузу [4] симметрических матриц в форме $A^T A$ псевдообратная прямоугольная матрица A^+ в составе оценок (3) имеет, например, следующий вид:

$$A^+ = (A^T A + \delta E)^{-1} A^T, \quad (7)$$

где E – единичная матрица; δ – параметр регуляризации ($\delta > 0$), выбираемый по правилу, указанному ниже.

Причем псевдообращение (7) применимо как для векторно-матричной модели (2) и алгоритма (4), так и для матричной модели (5) и алгоритма (6). Алгоритм 1 корректировки пара-

метров сводится к следующему.

1. Для начальной матрицы A , составленной из первоначально известных значений $\alpha_q(i, j)$, строятся улучшающая последовательность $\{\delta_k\}$ значений параметра регуляризации δ (k – номер элемента последовательности) и соответствующая ей последовательность оценок $\{\hat{X}_k\}$ по формулам (4) или (6), приводящие к уменьшению значения нормы $\|Y - A\hat{X}_k\|_2$, причем этот процесс контролируется человеком-оператором, отдающим большее предпочтение узнаваемости изображения [5].

2. Затем с позиции тех же критериев строятся улучшающая последовательность $\{c_{qk}\}$ параметров $c_q, q = \overline{1, Q}$, аппаратных функций $\alpha_q(i, j), q = \overline{1, Q}$, в составе матрицы A и соответствующая ей последовательность оценок $\{\hat{X}_k\}$.

3. Вновь подлежит корректировке значение δ построением улучшающей последовательности $\{\delta_k\}$ и затем повторяется подбор параметров c_q в последовательности $\{c_{qk}\}$ параметров аппаратных функций, что соответствует идее метода покоординатного спуска.

4. Чередование последовательностей $\{\delta_k\}, \{\alpha_q(i, j), q = \overline{1, Q}, k\}$ и число итераций выбираются оператором в интерактивном режиме, пока не будет получено узнаваемое (различаемое) изображение объектов.

Алгоритм 2 корректировки параметров при восстановлении изображения методом сингулярного разложения. При сингулярном разложении прямоугольной матрицы A псевдообратная матрица A^+ в составе оценок (3) имеет следующий вид (например, [6]):

$$A^+ = U \Lambda^{-1/2} V^T, \quad (8)$$

где $\Lambda^{-1/2} = \text{diag}(\sigma_1^{-1}, \sigma_2^{-1}, \dots, \sigma_K^{-1})$ – диагональная матрица сингулярных чисел; U и V – ортогональные (унитарные) матрицы, диагонализующие симметрические матрицы $A^T A$ и AA^T соответственно.

Алгоритм 2 корректировки параметров сводится к следующему.

1. Для начальной матрицы A , составленной из значений $\alpha_q(i, j)$, и заданной величины порога ε находятся псевдообратная матрица A^+ и вектор оценок \hat{X} в последовательности K итераций следующим образом.

1.1. Вычисляется матрица $A^T A$ и находятся ее собственные числа $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$ из решения уравнения $|A^T A - \lambda E| = 0$. Выбирается максимальное по модулю число $\lambda^{(1)}$: $|\lambda^{(1)}| = \max_{1 \leq i \leq N} \{|\lambda_i|\} \geq \varepsilon$ и находится соответствующий ему собственный вектор h_1 из решения уравнения $(A^T A - \lambda^{(1)} E)h_1 = O$. Вычисляется ортонормированный 1-й столбец унитарной матрицы U : $u_1 = (1/|h_1|)h_1$.

1.2. Вычисляется матрица AA^T , имеющая такие же собственные числа $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_N$, что и матрица $A^T A$, и для максимального по модулю собственного числа $\lambda^{(1)}$ находится собственный вектор e_1 из решения уравнения $(AA^T - \lambda^{(1)} E)e_1 = O$. Вычисляется ортонормированный вектор $v_1 = (1/|e_1|)e_1$, представляющий 1-й столбец унитарной матрицы V .

1.3. На основе вектора измерений Y вычисляется начальный вектор оценок (первое приближение): $\hat{X}_1 = \sigma_1^{-1}(v_1^T Y)u_1$, $\sigma_1 = \sqrt{|\lambda^{(1)}|}$.

1.4. Число $\lambda^{(1)}$ исключается из дальнейшего рассмотрения и для следующего максимального по модулю числа $\lambda^{(2)}$ из решения уравнений $(A^T A - \lambda^{(2)} E)h_2 = O$ и $(AA^T - \lambda^{(2)} E)e_2 = O$ находятся собственные векторы h_2 и e_2 , которые ортогонализуются в соответствии с алгоритмом Грама-Шмидта:

$$g_2 = h_2 - (h_2, u_1)u_1, \quad s_2 = e_2 - (e_2, v_1)v_1,$$

где (h_2, u_1) и (e_2, v_1) – скалярные произведения, и вычисляются вторые столбцы матриц U и V нормированием полученных векторов g_2 и s_2 :

$$v_2 = (1/|g_2|)g_2, \quad u_2 = (1/|s_2|)s_2,$$

а также второе приближение вектора оценок:

$$\hat{X}_2 = \hat{X}_1 + \sigma_2^{-1}(v_2^T Y)u_2, \quad \sigma_2 = \sqrt{|\lambda^{(2)}|}.$$

1.5. Далее операции п. 1.4 повторяются для следующего максимального по модулю собственного числа $\lambda^{(3)}$ с определением третьих столбцов g_3 , s_3 матриц U , V и вектора оценок \hat{X}_3 . Далее итерации повторяются для номеров $4, 5, \dots, K$.

1.6. На последнем K -м шаге найденные собственные векторы h_K, e_K ортогонализуются алгоритмом Грама-Шмидта и нормируются:

$$\begin{aligned} g_K &= h_K - (h, u_1)u_1 - (h_K, u_2)u_2 - (h_K, u_3)u_3 - \dots \\ &\dots - (h_K, u_{K-1})u_{K-1}, \quad s_K = e_K - (e_K, v_1)v_1 - \\ &- (e_K, v_2)v_2 - (e_K, v_3)v_3 - \dots - (e_K, v_{k-1})v_{k-1}, \\ u_K &= (1/|g_K|)g_K, \quad v_K = (1/|s_K|)s_K, \end{aligned}$$

тем самым определяются последние столбцы матриц U и V , затем вычисляется последнее приближение вектора оценок:

$$\begin{aligned} \hat{X}_K &= \hat{X}_{K-1} + \sigma_K^{-1}(v_K^T Y)u_K, \quad \sigma_K = \sqrt{|\lambda^{(K)}|}, \\ \hat{X}_K &= \hat{X}. \end{aligned}$$

2. Строится последовательность $\{\varepsilon_k\}$ значений порога ε , улучшающая восстановленное изображение \hat{X} , подобно последовательности $\{\delta_k\}$ в алгоритме 1.

3. Осуществляется корректировка параметров c_q функций $\alpha_q(i, j)$ и повторяются операции пп. 1, 2. Таким образом, строятся улучшающая последовательность параметров $\{c_{qk}\}$ и соответствующая ей последовательность оценок $\{\hat{X}_k\}$ изображений.

Замечание. Реально вектор оценок \hat{X} может быть найден за меньшее (чем K) число итераций, что определяется оператором в интерактивном режиме. Также важно отметить, что алгоритм 2, применимый для векторно-матричной модели (2), оказывается неприменимым для матричной модели (4) в силу различия моделей и формы представления X и Y .

Пример. Рассмотрен частный случай сигнала X отражения от объекта узкой (в 3 пикселя) прямоугольной формы по строке матрицы изображения, что характерно для радиолокационных систем наблюдения в координатах азимут – дальность. Амплитуда полезного сигнала принималась равной 10. Измерения Y формировались в соответствии с (1), (2) для одной координаты азимута (для j) при $n = 4$. В качестве помехи P взят дискретный колебательный процесс с амплитудой a_p . Аппаратная функция вычислялась в соответствии с (6) для одной переменной j и двух измерительных каналов ($Q=2$) при $\Delta(1)=5$, $\Delta(2)=9$. Псевдообращение матриц (7) и (8) проводилось в среде MATLAB (программы $\text{inv}(A^T A + \delta E)$ и $\text{pinv}(A, \text{tol})$, где tol – порог ε).

Атмосферные искажения при приеме сигнала моделировались изменением параметра c_1 в (3) на величину Δc . Для характеристики точности восстановления X использовалось среднее по модулю расхождение между элементами векторов X и \hat{X} , обозначаемое далее как Δx_1 для

алгоритма 1 и Δx_2 для алгоритма 2. Получены следующие результаты.

В таблице 1 представлены зависимости Δx_1 и Δx_2 от амплитуды a_p помехи и в таблице 2 – соответствующие зависимости от величины $\Delta \tilde{h}$ искажения параметра аппаратной функции при отсутствии помех ($a_p=0$), полученные для указанной модели сигнала. В обеих таблицах даны оптимальные (подобранные) значения параметра регуляризации δ в алгоритме 1 и порога для собственных чисел ε в алгоритме 2, меняющиеся в зависимости от условий наблюдения (a_p и Δc).

Время вычисления псевдообратной матрицы A^+ размером 14×15 , определяемое в среде MATLAB запуском таймера оператором tic с выводом текущего времени t оператором toc: t=toc, составило для алгоритма 1: $t_1=1,3 \cdot 10^{-4}$ с и для алгоритма 2: $t_2=6 \cdot 10^{-4}$ с – примерно в 5 раз больше.

Таблица 1 ($\Delta c = 0$)

a_p	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
Δx_1	1,66	2,49	2,66	3,46	3,98	4,08
Δx_2	1,44	2,84	3,78	3,77	3,75	3,74
δ	10^{-6}	10^{-4}	10^{-4}	10^{-4}	10^{-2}	10^{-2}
ε	10^{-6}	10^{-2}	10^{-1}	10^{-1}	10^{-1}	10^{-1}

Таблица 2 ($a_p = 0$)

Δc	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
Δx_1	1,66	2,17	1,82	1,84	1,95	2,06
Δx_2	1,44	1,76	1,92	2,09	2,24	2,55
δ	10^{-6}	10^{-3}	10^{-3}	10^{-3}	10^{-3}	10^{-3}
ε	10^{-6}	10^{-2}	10^{-2}	10^{-2}	10^{-2}	10^{-2}

Выводы. Полученные в рассмотренном примере результаты свидетельствуют о том, что параметры δ и ε алгоритмов 1 и 2, а также точность восстановления изображений зависят от искажающих факторов a_p и Δc , что требует адаптации алгоритмов восстановления (настройки по параметрам δ , ε и $c_q, q=1, Q$) в зависимости от условий наблюдения. Алгоритм 2, основанный на сингулярном разложении, при отсутствии помех имеет несколько более высокую точность восстановления и чувствительность к изменению параметра аппаратной функции, чем алгоритм 1, основанный на регуляризации. Вместе с тем алгоритм 1 обладает в несколько раз большим быстродействием по сравнению с алгоритмом 2 и в этом смысле является более предпочтительным для применения в бортовых системах наблюдения, работающих в реальном масштабе времени.

Библиографический список

1. Математические методы восстановления и обработки изображений в радиотеплоэлектронных системах / В.К. Клочко. Рязань: РГРТУ, 2009. 228 с.
2. Радиовидение наземных объектов в сложных метеоусловиях / под ред. В.А. Павельева. М.: Радиотехника, 2007. 80 с.
3. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач: учеб. пособие. М.: Наука, 1986. 288 с.
4. Алберт Л. Регрессия, псевдоинверсия и рекуррентное оценивание. М.: Наука, 1977. 224 с.
5. Воскобойников Ю.Е., Кисленко Н.П. Адаптивный рекуррентный регуляризирующий алгоритм восстановления сигналов и изображений // Автотметрия. 1997. № 4. С. 55 – 64.
6. Прэнтт У. Цифровая обработка изображений / пер. с англ. под ред. Д.С. Лебедева. М.: Мир, 1982. Кн. 1. 310 с., кн.2. 480 с.

УДК 621.38:681.2

Н.А. Маткова, О.В. Пальчик

ЛАЗЕРНЫЙ ФАЗОВЫЙ ДАЛЬНОМЕР НА ОСНОВЕ ЭКОНОМИЧНОЙ ЦИФРОВОЙ СХЕМЫ

Рассматривается способ фазовой оценки дальности при программном детектировании фазы. По результатам исследований и в соответствии с поставленными техническими ограничениями определена требуемая частота модуляции зондирующего сигнала, выполнен анализ точностных характеристик дальномера и предложена его функциональная схема.

Ключевые слова: дальномер, фазовый детектор, лазер.

Вводные замечания. Подавляющее число измерительных задач так или иначе связаны с измерением дальности. Это объясняется широким спектром применения дальнометрии – от локации до систем технического зрения.

Значительная часть дальнометров малого диапазона (от долей миллиметров до сотен метров) базируется на оптическом принципе измерения и использует в качестве источника излучения лазер, что обусловлено простотой модуляции и регистрации излучения оптического диапазона. Лазерные системы широко используются в промышленности [1]: в системах безопасности (сканеры периметра опасной зоны), системах учёта и контроля (например, лазерные уровнемеры), в измерительных системах (оценка геометрических параметров объектов, оценка расстояний до объектов) и др.

Среди недостатков известных технических решений по лазерному измерению дальности можно отметить:

- узость диапазона по дальности (малый диапазон и высокая точность и наоборот – широкий диапазон при высокой погрешности);
- относительная сложность дальнометров (например, многочастотные фазовые дальнометры, работающие в СВЧ-области частот модуляции).

Целью работы ставится задача построения лазерного отражательного дальнометра, основанного на фазовом принципе с цифровым детектированием фазы. Основное техническое требование к дальнометру – ограничение предельных частот в аналоговом и цифровом трактах прибора до практически приемлемых 100 МГц, что обуславливает надёжность и относительно низкую стоимость прибора и возможность работы в широком диапазоне расстояний (от миллиметров до сотен метров при фиксированной погрешности).

Выбор цифрового построения дальнометра обусловлен известными достоинствами цифровой техники – высокой устойчивостью к климатическим воздействиям, малыми массогабаритными показателями, возможностью обеспечения гибкой перестройки характеристик прибора. Фазовый же принцип оценки дальности определяет высокую потенциальную точность измерений.

Обобщённая схема оптического фазового дальнометра представлена на рисунке 1 [2]. В состав дальнометра входят следующие основные узлы: генератор Г; драйвер Д лазера (который вместе с генератором образует амплитудный модулятор лазера); фотоприёмник ФП лазерного опорного и отражённого от объекта излучения;

фазовый детектор ФД.

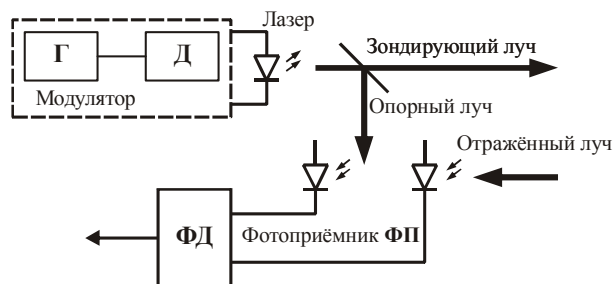


Рисунок 1 – Обобщённая схема фазового дальнометра

Наиболее сложным узлом дальнометра является фазовый детектор, который и требуется реализовать в цифровом виде. Современная микроэлектронная промышленность производит недорогие и компактные фазовые детекторы, такие как, например, микросхема AD8302 фирмы Analog Device [3].

Однако при всех достоинствах подобного готового решения оно имеет ограниченную применимость для дальнометрии, так как обеспечивает высокую погрешность оценки разности фаз порядка 1° и не позволяет различить диапазоны разности фаз $-180^\circ \dots 0^\circ$ и $0^\circ \dots 180^\circ$. Кроме того, данные фазовые детекторы имеют существенную нелинейность в областях разности фаз $(180/-180 \pm 10)^\circ$ и $(0 \pm 10)^\circ$ при практически приемлемых частотах модуляции в несколько десятков мегагерц (рисунок 2), что необходимо для исключения смесителей и прочих аналоговых узлов. Отметим, что близкая по величине нелинейность наблюдается на частотах и до 1 ГГц, резко увеличиваясь при дальнейшем росте частоты.

Указанные факторы приводят к тому, что использование интегральных аналоговых фазовых детекторов не позволяет достичь приемлемой точности оценки дальности при невысоких частотах в трактах устройства и сокращает вдвое диапазон однозначной дальности. Это требует использования не менее 3-х частот модуляции для расширения диапазона по дальности свыше однозначного и сдвигает нижнюю и верхнюю границы дальности примерно до 5% и 95% от однозначного диапазона, что, в свою очередь, ухудшает потребительские свойства прибора, особенно за счёт потери ближней части диапазона.

Выбор решения. В аналоговой технике детектирование разности фаз обычно реализуется на умножителях с последующим выделением постоянной составляющей. Минусом использования умножителей является необходимость учёта амплитуд сигналов, а также связь оценки и действительной разности фаз – по арккосинусу.

Это снижает разрешающую способность при малой разнице фаз и предъявляет высокие требования к аналого-цифровому преобразованию постоянной составляющей.

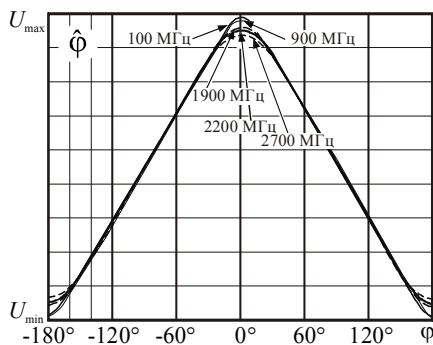


Рисунок 2 – Выходная характеристика микросхемы AD8302

В силу этого, а также с учётом указанного выше ограничения предельных частот, целесообразно осуществить преобразование обоих сигналов модуляции лазера (опорного и отражённого) в цифровую форму с многоуровневым квантованием, а вычисление разности фаз полученных гармонических сигналов осуществлять программным способом. В отличие от детектирования разности фаз логических сигналов (двухуровневое квантование) по схеме «исключающее ИЛИ» с дальнейшим выделением постоянной составляющей или оценкой положения фронтов в этом случае ожидается значительное увеличение точности и/или разрешающей способности.

Дополнительное увеличение отношения сигнал-шум может быть достигнуто за счёт использования узкополосных фильтров, выделяющих первую гармонику, например монолитных керамических фильтров (МФС). На рисунке 3 представлена типичная характеристика пропускания МФС. Очевидно, что при основной частоте сигнала в единицы и десятки МГц надёжно выделяется только одна гармоника, соответствующая центральной частоте фильтра.

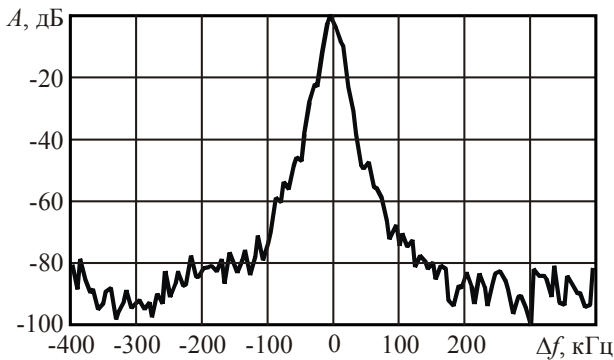


Рисунок 3 – Характеристика пропускания МФС

Помимо снижения уровня шумов, приме-

нение МФС приводит к упрощению схемотехнического решения дальномера – модуляция лазера может осуществляться прямоугольными импульсами с глубиной модуляции 100 %, а на приёмной стороне усилители отражённого и опорного сигналов могут работать с ограничением. Выделение только первой гармоники требуется также для увеличения разрешающей способности, так как в случае прямоугольных импульсов разрешающая способность ограничена частотой дискретизации.

Определение фазы каждого из преобразованных в цифровую форму сигналов заключается в получении 1-й комплексной гармоники X_1 спектра сигнала и вычисления её аргумента как $\arctg(\text{Im}(X_1) / \text{Re}(X_1))$:

$$X_1 = \frac{1}{\sqrt{M}} \cdot \sum_{j=0}^{N-1} \left(x_{\text{round}(j \cdot dN)} \cdot \exp\left(i \frac{2\pi}{M} \text{round}(j \cdot dN)\right) \right), \quad (1)$$

где $x_{\text{round}(j \cdot dN)}$ – отсчёты входного сигнала $x(t)$; $N = f_m / f_d$ – число отсчётов входного сигнала; f_m – частота модуляции; f_d – частота дискретизации; M – параметр Фурье-преобразования (для оценки аргумента этот параметр не важен); i – мнимая единица; $dN = M / N$; $\text{round}(\bullet)$ – функция округления результата до ближайшего целого.

Разность фаз определяется как разность двух оценок $\hat{\phi}$ фаз для опорного и отражённого сигналов.

Зависимость оценки $\hat{\phi}$ фазы сигнала от её реальной величины линейна во всём диапазоне $\phi = 0^\circ \dots 360^\circ$. Однако особенности вычисления по формуле (1) приводят к инвертированию $\hat{\phi}$ и появлению разрыва при $\phi = 270^\circ$. Учёт инвертирования и смещение оценки фазы на 90° , а также дополнительная добавка 360° к оценке, в случае если исходные значения $\hat{\phi} > 90^\circ$, позволяют получить непрерывную линейную зависимость оценки $\hat{\phi}$ фазы от её истинной величины ϕ (см. рисунок 4).

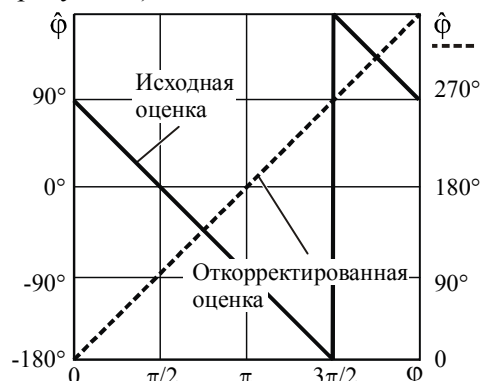


Рисунок 4 – Оценка фазы по комплексной гармонике

Задаваясь приемлемой частотой дискретизации (например, как указано ранее – 100 МГц), получаем величину частоты модуляции по заданному числу N отсчётов сигнала на период модуляции как $f_m = f_d / N$. Критерием для выбора N является разрешающая способность фазового детектора при используемой разрядности μ представления сигнала.

Очевидно, что минимальное число отсчётов $N = 3$, и при высокой точности квантования сигнала даже по трём отсчётам может быть получена точная оценка фазы. Однако разрядность на практике ограничена величиной $\mu = 8 \dots 24$, и поэтому в силу возможного попадания отсчётов на пологие участки гармонического сигнала, имеет место ошибка оценки фазы.

Из рисунка 5 хорошо видно (заштрихованные области), что ошибка оценки $\hat{\phi}$ фазы не является равномерно распределённой, как шум квантования, поскольку зависит не столько от шага квантования, сколько от его протяженности во времени.

В результате ошибка оценки фазы гармонического сигнала имеет ту природу, что:

- наиболее значимые отсчёты (вблизи экстремумов сигнала) имеют фиксированную величину в широком диапазоне сдвига фазы сигнала, так как экстремумы превратились в протяженные участки;
- ширина «ступеньки квантования» на самом крутом участке сигнала определяет чувствительность к смещению гармонического сигнала.

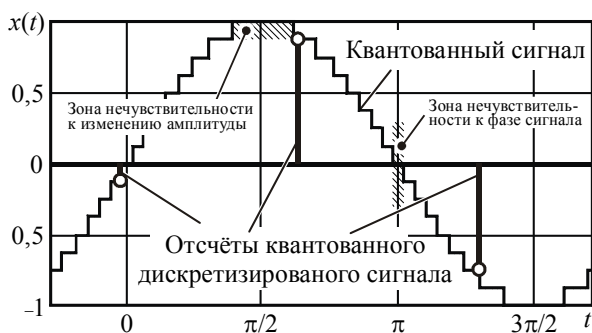


Рисунок 5 – Гармонический сигнал

Максимальная ошибка будет соответствовать той фазе гармонического сигнала, при которой ближайший к экстремуму отсчёт попадёт на край протяжённого участка.

Из анализа рисунка 5 также можно сделать вывод, что разрешающая способность определяется чувствительностью к сдвигу сигнала и ограничена шириной «ступени квантования» на самом крутом участке:

$$\delta_\phi = \arcsin\left(\frac{0,5}{2^\mu}\right). \quad (2)$$

Далее на рисунке 6 приведены зависимости разрешающей способности фазового детектора при $N = 3$ отсчётах от точности представления сигналов (полный размах), полученные расчётным путём согласно формуле (2) и экспериментально – для максимальной ошибки, выявленной перебором фаз.

Из рисунка 6 видно, что для достижения максимальной разрешающей способности сигнал должен быть представлен более чем 16-ю битами. Достичь столь высокой точности аналого-цифрового преобразования сигнала достаточно сложно, что объясняется труднодоступностью и высокой стоимостью двухканальных аналого-цифровых преобразователей (АЦП) с соответствующими характеристиками (высокая скорость преобразования и высокая разрядность), а также со значительным усложнением дальномера.

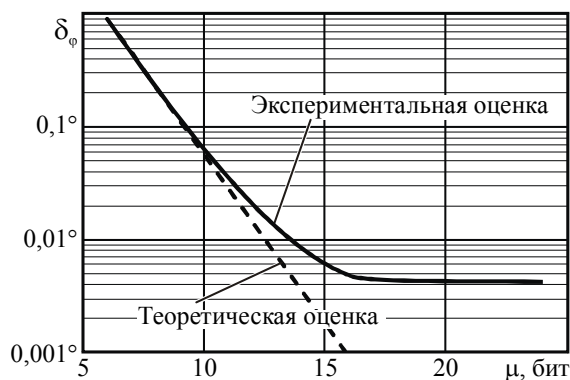


Рисунок 6 – Разрешающая способность (пиковая) от разрядности

На рисунке 7 приведены экспериментальные зависимости разрешающей способности оценки фазы от истинной величины фазы для числа отсчётов N , равных 3 и 10, при числе разрядов $\mu = 10$. Из рисунка видно, что с ростом числа отсчётов максимальная ошибка не изменяется, но вероятность появления ошибки уменьшается, так как влияние области нечувствительности к сдвигу сигнала становится меньше.

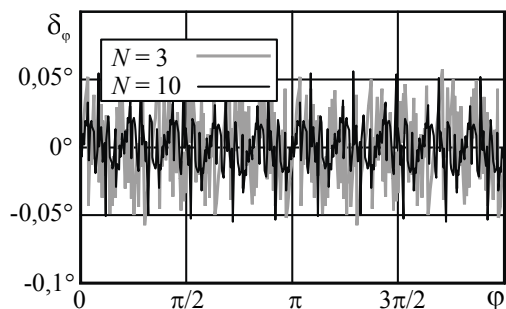


Рисунок 7 – Разрешающая способность по всем значениям фазы

Из практических соображений представляется целесообразным ограничение разрядности АЦП на уровне 8...10 бит при N , незначительно большем 3-х. Такие АЦП (например, микросхема AD9218 [1]) доступны на данный момент на российском рынке микроэлектроники. Они более экономичны, позволяют достаточно просто обеспечить точность аналого-цифрового преобразования и, как следствие - построить более простую, компактную и экономичную электронную схему дальномера.

На рисунке 8 приведена зависимость среднеквадратического значения ошибки оценки фазы от числа отсчётов для двух значений μ . Рисунок иллюстрирует ожидаемое снижение ошибки при увеличении N (пунктирная аппроксимация экспериментальных данных на рисунке), а также «провал» в экспериментальных данных при $N=5$ в силу характерного распределения отсчётов по периоду гармонического сигнала. Из анализа рисунка можно сделать вывод, что по причине экспоненциального тренда зависимостей практического смысла в увеличении N больше 5 нет, так как далее выигрыш в величине ошибки незначителен при существенном росте частоты дискретизации.

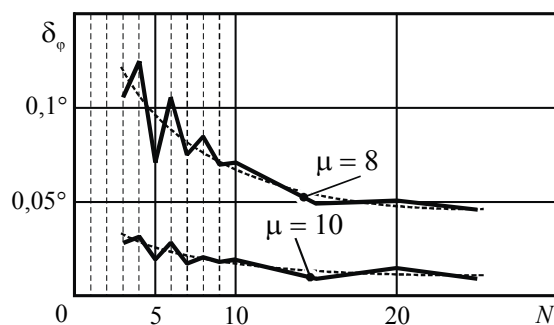


Рисунок 8 – СКО разрешающей способности от числа отсчётов

При частоте дискретизации 100 МГц и необходимости получения 5 отсчётов на период модуляции получаем оптимальную частоту модуляции 20 МГц, что соответствует однозначному диапазону по дальности 7,5 метров при использовании разности фаз 0°...360°. Разрешающая способность дальномера при 10-битном представлении сигнала составит примерно 0,5 мм и 1 мм (в смысле СКО и в максимуме ошибки соответственно).

Исследование погрешности. Разрешающая способность характеризует потенциальную точность измерения дальности. Однако в реальных условиях сигнал не может быть точно (без учёта квантования) преобразован в цифровую форму по причине наличия шумов в аналоговом тракте прибора и нестабильности сигнала опорного генератора.

Долговременная нестабильность генератора с кварцевой стабилизацией довольно низка и обычно составляет величину порядка 10^{-6} . К этой нестабильности добавляется дополнительная погрешность, возникающая за счёт фазового шума (джиттер), который имеет место в генераторах с петлёй ФАПЧ [4].

Джиттер обычно описывается гауссовым распределением и характеризуется среднеквадратическим отклонением J и диапазоном pp (полный размах). При этом можно считать, что диапазон $pp = 250$ пс [4] соответствует $\pm 3J$.

Известно соотношение сигнал-шум оцифрованного сигнала при джиттере:

$$C/Ш = 20 \log(1/2\pi f_m J).$$

Однако сравнительно невысокая частота дискретизации (всего $5f_m$) приводит к отклонению теоретических оценок от реальности. Это иллюстрирует, например, рисунок 6 (разрешающая способность ограничена снизу примерно на 0,004°) и рисунок 8 (непредсказуемо низкое СКО оценки фазы при 5-ти отсчётах).

Поэтому влияние джиттера оценено моделированием – временное положение стробов на АЦП варьировалось случайным образом по нормальному закону. В результате моделирования получена погрешность (СКО σ_φ оценки фазы) от СКО относительного джиттера $J_{отн} = pp^{-1} / f_m$ (рисунок 9).

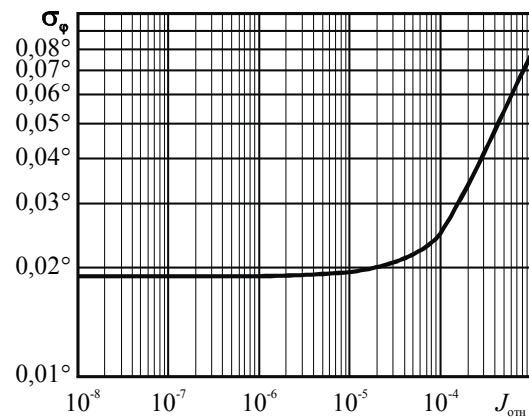


Рисунок 9 – Влияние джиттера

Для оценки влияния шума сигнал единичной амплитуды был продискретизирован без джиттера. На рисунке 10 приведена зависимость погрешности σ_φ оценки фазы от СКО σ белого шума.

Согласно полученным результатам в практических задачах фактор фазового шума опорного генератора можно проигнорировать, так как достижимая нестабильность частоты 10^{-5} ... 10^{-6} при кварцевой стабилизации вносит незначительный вклад в результирующую оценку фазы.

Аналогичная ситуация с шумами аналогового тракта – при реально достижимом отношении сигнал-шум 30...40 дБ погрешность оценки не превышает $0,2^\circ$.

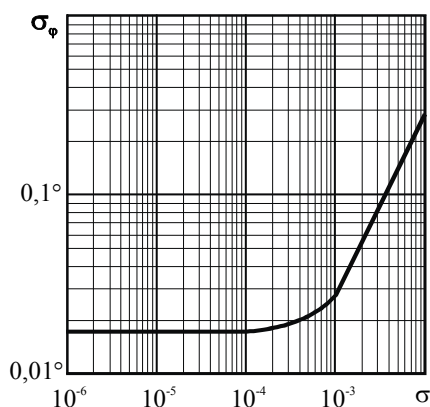


Рисунок 10 – Влияние шума

В пересчёте на единицы измерения расстояния суммарная погрешность оценки дальности ожидается порядка 0,5 мм.

Расширение диапазона по дальности достигается за счёт применения дополнительных более низких частот модуляции. Однако в противоположность дальномерам с аналоговым детектированием фазы в рассматриваемом случае потребуется введение лишь одной дополнительной низкой частоты, так как:

- используется полный диапазон фаз $0^\circ \dots 360^\circ$;
- оценка фазы линейна во всём диапазоне.

На рисунке 11 иллюстрируется принцип двухчастотного уточнения диапазона дальности для частоты модуляции. Штриховкой показана погрешность оценки дальности. Как видно из рисунка, при любом соотношении высокой (ВЧ) и низкой (НЧ) частоты обязательным является следующее условие: разрешающая способность и погрешность НЧ-измерения в сумме меньше однозначного диапазона для ВЧ-измерения.

Зададимся для определённости диапазоном измерения дальности 100 метров и получим, что

вторая частота модуляции составит $20 \text{ МГц} / (100/7,5) = 1,5 \text{ МГц}$. Фильтр МФС на время НЧ-измерения шунтируется ключом. При этом на вход АЦП и далее поступают прямоугольные или близкие к ним по форме импульсы.

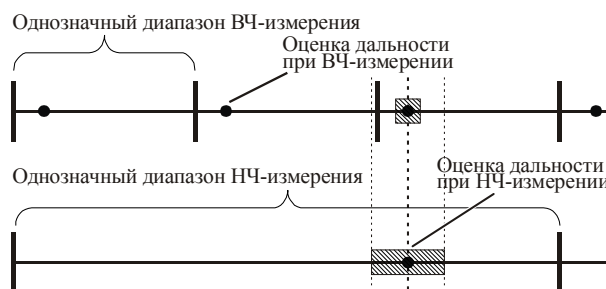


Рисунок 11 – Уточнение диапазона ВЧ-измерения

Частота дискретизации прежняя – 100 МГц, т.е. на период НЧ-сигнала приходится 66 отсчётов. Разрешающая способность по дальности при НЧ-измерении ограничена величиной 1,5 метра (погрешность всего несколько миллиметров), что существенно меньше диапазона ВЧ-измерения дальности в 7,5 метров. Таким образом, возможность ошибочной интерпретации результатов измерения исключена.

Реализация дальномера. Из проведённого исследования следует такой функциональный состав фазового детектора:

- опорный генератор Г с кварцевой стабилизацией, формирующий выходной сигнал с частотой дискретизации;
- двухканальный параллельный АЦП;
- два буфера FIFO не менее чем на 66 10-битных слов каждый;
- вычислитель на базе однокристалльного микроконтроллера (ОМК), который управляет шунтами МФС, переключает частоты модуляции и производит обработку данных из FIFO.

Соответствующая функциональная схема дальномера приведена на рисунке 12.

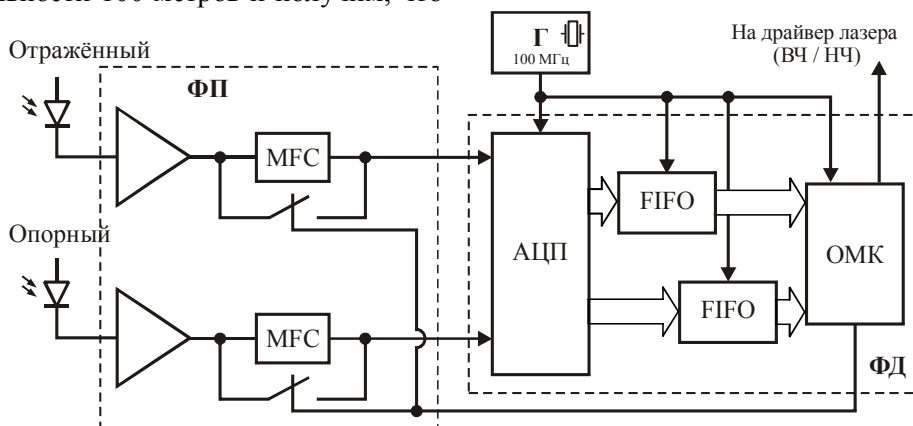


Рисунок 12 – Функциональная схема дальномера (приёмная часть и детектор) с цифровым программным детектированием фазы

Сравнительно низкая частота дискретизации 100 МГц позволяет объединить буферы FIFO и вычислитель. Например, упомянутая выше фирма Analog Device предлагает процессоры серии Blackfin [3], функционально близкие к ОМК и к сигнальным процессорам. Процессоры Blackfin наилучшим образом подходят для целей решаемой задачи – они недороги, способны осуществить захват данных с АЦП с частотой 100 МГц и обработать их.

Несмотря на то, что размер FIFO определяется числом выборок для НЧ-измерения, он может быть в полном объёме использован для ВЧ-измерения. В этом случае возможно накопление отсчётов за 13 периодов ВЧ, а далее оценка фазы может быть проведена с использованием всех 13 периодов. Погрешность оценки дальности при этом уменьшится в $\sqrt{13} = 3,6$ раза до величины 0,15...0,2 мм.

Заключение. Традиционные подходы к разработке цифрового устройства предполагают выбор его параметров на основании поставленных технических требований. Так, применительно к фазовому дальномеру выбор частоты модуляции зондирующего сигнала и частоты дискретизации опорного и отражённого сигналов опирается, в первую очередь, на величину допустимой погрешности и диапазон по дальности.

Проведённые исследования показали целесообразность обратных действий – определения оптимального числа импульсов на период модуляции, а затем, с учётом ограничения предельных частот в аналоговом и цифровом трактах

устройства (в том числе и максимальной величины – частоты дискретизации), получения частоты модуляции.

Однозначный диапазон по дальности при этом является величиной фиксированной, а расширение диапазона измеряемых расстояний достигается за счёт введения всего одной дополнительной частоты модуляции. Погрешность измерения остается фиксированной во всем диапазоне расстояний, так как не зависит от погрешности НЧ-измерения.

Ограничение предельных частот в устройстве на уровне практически приемлемых величин обуславливает простую, дешёвую и надёжную реализацию. Так, использование сравнительно невысоких для современной цифровой техники частот позволяет выполнить детектирование разности фаз опорного и отражённого сигналов программным способом, в полном объёме используя положительные стороны программных вычислений.

Библиографический список

1. Промышленное применение лазеров / под ред. Г. Кёбнера: пер. с англ. - М.: Машиностроение, 1988. - 280 с.
2. Белоцерковский Г.Б. Основы радиолокации радиолокационные устройства. - М.: Советское радио, 1975. - 336 с.
3. <http://www.analog.com>
4. Петров М.Н. Однократно программируемые кварцевые генераторы Epson // Компоненты и технологии. - 2002. - № 1. - С. 30-33.

УДК 616.12

А.А. Кирьяков

ВЕКТОРНЫЙ АНАЛИЗ ВАРИАБЕЛЬНОСТИ СЕРДЕЧНОГО РИТМА

Рассмотрена задача векторного регрессионного анализа в диагностике сердечно-сосудистых заболеваний. Предложено использовать векторную модель с введением весовых функций и количественной оценки состояния сердечно-сосудистой системы пациента в виде индекса напряжённости. Показано, что применение модели даёт возможность по короткой (100-150 кардиоинтервалов) экспериментальной выборке наблюдений выявить факт фибрилляции предсердия. В задаче экспрессдиагностики предложенный метод позволяет в 1,5...2 раза уменьшить время интерпретации результата наблюдения. Выигрыш достигается за счет использования в качестве критериального параметра обобщенного показателя состояния здоровья пациента.

Ключевые слова: разложение Карунена – Лоева, спектр, сердечный ритм, кардиоинтерваллограмма, фибрилляция предсердия.

Введение. Анализ variability сердечного ритма является методом оценки состояния механизмов регуляции физиологических функций в организме человека и широко применяется для диагностирования сердечно-сосудистой системы человека. Основная информация о состоянии систем, регулирующих ритм сердца, заключена в «функциях разброса» длительностей кардиоинтервалов.

Систему управления сердцем можно рассматривать как иерархическую структуру взаимосвязанных контуров, обладающих собственной периодичностью, параметры которой зависят от активности соответствующих регуляторных механизмов, и в этом контексте количественное определение свойств кардиоинтервалограмм приобретает важный физиологический смысл.

Данные о сердечно-сосудистой системе, поступающие по M различным информационным каналам, могут быть представлены в виде реализации X дискретного марковского векторного M -мерного периодического процесса конечной связанности:

$$X=[x_0; x_1; \dots; x_k; \dots; x_{K-1}], \quad (1)$$

где $x_k=[x_{k,0}; x_{k,1}; \dots; x_{k,j}; \dots; x_{k,M-1}]^T$ — M -мерный векторный k -й временной отсчёт наблюдаемого процесса; $x_{k,j}$ — значение k -го наблюдения в j -м канале; K — количество векторных отсчётов x_k в реализации X ; $k=0, 1, \dots, K-1$; $j=0, 1, \dots, M-1$; T — знак транспонирования.

Примерами реализаций таких процессов могут служить данные, полученные от системы снятия электрокардиограммы (ЭКГ) с 12 стандартными отведениями, или плетизмографические системы с M датчиками.

Известны методы диагностирования сердечно-сосудистой системы человека на основе оценки variability сердечного ритма при холтеровском мониторинге [1].

Недостатком указанного подхода является сложность интерпретации результатов, обусловленная, в частности, тем обстоятельством, что определение параметров, характеризующих variability сердечного ритма при холтеровском мониторинге, во многом зависит от квалификации врача, его знаний и навыков, опыта в расшифровке графических результатов мониторинга.

Известны также методики диагностирования сердечно-сосудистой системы, основанные на анализе variability сердечного ритма, в которых обработка динамического ряда кардиоинтервалов осуществляется с помощью спектрального анализа, в частности преобразования

Фурье, параметрического спектрального оценивания [2, 3] или вейвлет-преобразования [4, 5].

Недостатком таких подходов к диагностированию сердечно-сосудистой системы является не только сложность интерпретации результатов измерений, но и необходимость длительного наблюдения, а также значительного времени на расшифровку данных, что затрудняет экспресс-диагностирование состояния пациента.

В то же время экспресс-контроль за сердечно-сосудистой системой является актуальной задачей как для людей, занятых на ответственных профессиях, — пилотов, водителей, операторов сложных технологических установок и др., так и для людей с ограниченными функциональными возможностями или находящимся в стадии медицинской реабилитации.

Цель работы — создание компактного средства кардиологической диагностики, позволяющего оперативно контролировать сердечно-сосудистую деятельность человека и обеспечивающего, при необходимости, постоянный кардиомониторинг вне стационара.

Постановка задачи. В качестве информативных признаков о состоянии сердечно-сосудистой системы пациента используется индекс напряженности регуляторных систем [4], характеризующий состояние пациента. Такой подход существенно упрощает диагностирование сердечно-сосудистой системы и оценку здоровья человека. На основании предложенного в методе обобщенного показателя P состояния здоровья даётся качественное заключение: «здоров», «норма», «болен», «опасное состояние» или «критическое состояние».

Для адекватной оценки состояния сердечно-сосудистой системы человека достаточно ограничиться значениями 100-150 кардиоинтервалов. В качестве источника данных предлагается использование плетизмографического датчика. Возможность использования плетизмограммы вместо ЭКГ для получения динамического ряда кардиоинтервалов подтверждается как в литературе [4, 6], так и экспериментальными результатами спектрального анализа. Они свидетельствуют о том, что спектральные плотности мощности идентичны как для плетизмограммы, так и для кардиоинтервалов, полученных при снятии ЭКГ [6].

В дальнейшем без нарушения общности будет использоваться термин «динамический ряд кардиоинтервалов».

Полученный в ходе кардиомониторинга $(K \times M)$ -мерный массив данных X , от M плетизмографических датчиков, подвергается фильтрации и процедуре нахождения длительности

отдельных кардиоинтервалов. Для этого из всего массива \mathbf{X} данных выделяются динамические ряды \mathbf{T}_j кардиоинтервалов:

$$\mathbf{T}_j = [t_{0,j}; t_{1,j}; \dots; t_{i,j}; \dots; t_{n-1,j}], \quad (2)$$

где $t_{i,j}$ — значение i -го кардиоинтервала в j -м канале; $i=0, 1, \dots, n-1$; (n — общее количество кардиоинтервалов); $j=0, 1, \dots, M-1$ — число каналов.

Кроме того, из массивов \mathbf{T}_j удаляются экстрасистолы — кардиоинтервалы, длительность которых превышает удвоенное значение минимальной длительности $\mathbf{T}_{\min j}$ кардиоинтервала, и рассчитываются средние значения длительностей кардиоинтервалов \bar{T}_j из массивов с удаленными экстрасистолами:

$$\bar{T}_j = \frac{1}{n_j - N_{\text{э}j}} \sum_{i=1}^{n-N_{\text{э}j}} \tilde{T}_{i,j}, \quad (3)$$

где $\tilde{T}_{i,j}$ — периоды без экстрасистол в j канале; n_j — общее количество кардиоинтервалов в j канале; $N_{\text{э}j}$ — количество экстрасистол в j канале. Затем экстрасистолы заменяют на рассчитанное среднее значение \bar{T}_j .

Исключение экстрасистол облегчает интерпретацию конечных данных и повышает достоверность диагностирования [4].

После образования динамических рядов $\tilde{T}_{i,j}$ кардиоинтервалов производится их математическая обработка, цель которой — выделение параметров, несущих информацию о состоянии сердечно-сосудистой системы человека. Первый этап математической обработки состоит в построении автокорреляционных функций (АКФ) динамических рядов $\tilde{T}_{i,j}$ кардиоинтервалов. Для этого на основании скорректированных динамических рядов кардиоинтервалов $\tilde{T}_{i,j}$, синтезированных по правилу:

$$\tilde{T}_{i,j} = \begin{cases} T_{i,j}, & \text{при } T_{i,j} \leq 2T_{\min j} \\ \bar{T}_j, & \text{при } T_{i,j} > 2T_{\min j} \end{cases}, \quad i=0, n-1; j=0, M-1, \quad (4)$$

строятся дискретные АКФ с векторами \mathbf{r}_j коэффициентов $r_{s,j}$, $s=0, q_j$, $j=0, M-1$, где q_j — число коэффициентов корреляции в j -м канале.

Расчёт нормированных коэффициентов АКФ производится по выражению:

$$r_{j,s} = \frac{1}{(n_j - q_j) \sigma_j^2} \sum_{k=0}^{n-s-1} (\tilde{T}_{k,j} - \bar{T}_j)(\tilde{T}_{k+s,j} - \bar{T}_j), \quad (5)$$

где σ_j^2 — дисперсия в j -м канале.

Количество кардиоинтервалов n_j в j -м канале изменяется в интервале от 100 до 300, а величина q_j изменяется пропорционально n_j в диапазоне от 10 до 30. Выбор n_j и q_j определяется требуемой точностью диагностирования.

На следующем этапе математической обработки из полученных отсчётов $r_{j,s}$ АКФ формируются автокорреляционные матрицы \mathbf{R}_j размером $(q_j + 1) \times (q_j + 1)$:

$$\mathbf{R}_j = \begin{pmatrix} 1 & r_{j,1} & r_{j,2} & \dots & r_{j,s} \\ r_{j,1} & 1 & r_{j,1} & \ddots & \vdots \\ r_{j,2} & r_{j,1} & 1 & \ddots & r_{j,2} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & r_{j,1} \\ r_{j,s} & \dots & r_{j,2} & r_{j,1} & 1 \end{pmatrix}. \quad (6)$$

Матрицы \mathbf{R}_j являются теплицевыми, т.е. они симметричны и диагонализуемы, что является необходимым и достаточным условием нахождения вектора собственных значений в процессе работы итерационного алгоритма. Информативные признаки сигнала выделяются разложением Карунена–Лоева:

$$\mathbf{L}_j = \mathbf{G}_j^{-1} \mathbf{R}_j \mathbf{G}_j, \quad (7)$$

где \mathbf{L}_j — диагональная матрица векторов λ_j собственных значений $\lambda_{j,s}$ матрицы \mathbf{R}_j , несущих информацию о состоянии сердечно-сосудистой системы пациента, \mathbf{G}_j — матрица собственных векторов матрицы \mathbf{R}_j .

Разложение Карунена – Лоева представляет собой разложение сигналов по базису ортогональных функций, которые определяют векторы \mathbf{r}_j автокорреляций. В данном случае такими сигналами являются кардиоинтервалограммы.

Для нахождения собственных значений $\lambda_{j,s}$ применен алгоритм, основанный на QL/QR-итерациях [7], который позволяет за конечное число шагов преобразовать матрицу \mathbf{R}_j к трехдиагональной форме, а затем осуществить поиск собственных значений $\lambda_{j,s}$ преобразованной трехдиагональной матрицы.

На заключительной стадии из спектров λ_j собственных значений $\lambda_{j,s}$ находятся максимальные $\lambda_{\max j}$ и минимальные $\lambda_{\min j}$ значения в каждом канале j , затем рассчитывают средние значения $\bar{\lambda}_{\max}$ и $\bar{\lambda}_{\min}$ по всем M каналам и определяется обобщенный показатель P здоровья:

$$P = \frac{D}{Z} \cdot 100 \%, \quad (8)$$

где: D — динамический диапазон собственных значений, определяемый как:

$$D=20 \lg \left(\frac{\lambda_{\max}}{\lambda_{\min}} \right); \quad (9)$$

Z — эмпирически определяемая весовая функция, полученная путем статистического анализа, учитывающая возраст пациента:

$$Z=44 \exp(-0,0122t^5), \quad (10)$$

где t — возраст пациента в годах.

Под обобщенным показателем P здоровья пациента понимается количественная величина, выраженная в процентах, позволяющая без привлечения квалифицированного специалиста определить состояние сердечно-сосудистой системы. Диапазоны значений P соответствуют следующим качественным диагностическим оценкам: $P=(100...45)\%$ — «здоров»; $(44...32)\%$ — «норма»; $(31...20)\%$ — «болен», $(19...11)\%$ — «опасное состояние» пациента, а значения P менее 10% говорят о «критическом состоянии».

С физиологической точки зрения динамический диапазон D характеризует важный параметр сердечно-сосудистой системы человека — индекс напряженности регуляторных систем организма.

Предложенная методика диагностирования была реализована с помощью разработанного портативного устройства, изображённого на рисунке. Устройство состоит из оптического плетизмографического датчика, размещаемого, например, на пальце пациента, а также переносного модуля предварительной обработки, записи и индикации информации, носимого пациентом.



Возможна беспроводная передача кардиологической информации на удаленный компьютер с помощью радиомодема или проводное соединение через USB разъём.

Анализ эффективности. Проведём оценку результативности предложенной методики анализа variability сердечного ритма на контрольной выборке пациентов с наличием и отсутствием пароксизмов фибрилляции предсердия (ФП) [9] в количестве 30 человек. Кроме того, обследовалось 30 здоровых людей.

Производилось сравнение результатов прогнозирования развития пароксизмов ФП при использовании предлагаемой и стандартной методики снятия ЭКГ в 12 стандартных отведениях. Измерение длительности «Р» зубца осуществлялось во втором отведении [9]. Для регистрации ЭКГ использовался аппарат высокого разрешения, который записывал электрокардиограмму с частотой дискретизации 1000 Гц.

Результаты показали, что у больных с пароксизмами ФП совпадение диагнозов, полученных по предлагаемой методике и по результатам ЭКГ (классифицируемое как правильный результат), было достигнуто в $90,0\%$ случаев; несовпадение диагнозов, полученных по предлагаемой методике и по результатам ЭКГ (классифицируемое как неправильный результат), было отмечено в $6,6\%$ случаев. В $3,3\%$ случаев, из-за наличия большого количества экстрасистол информации оказалось недостаточно для принятия решения. Наряду с этим, в группе здоровых людей правильный результат был получен в $96,6\%$ случаев, неправильный результат отсутствовал, а в $3,3\%$ случаев полученной информации оказалось недостаточно для принятия решения.

Выводы. Длительность диагностирования при применении предлагаемой методики по сравнению с ближайшим аналогом [8] сокращается в $1,5 - 2$ раза за счет существенного упрощения интерпретации данных и использования в качестве критериального параметра обобщенного показателя P состояния здоровья пациента. Так, например, удаётся снизить число анализируемых междурядных интервалов с 300 до $100...150$ и исключить необходимость анализа полученных диагностических данных специалистом.

Таким образом, предлагаемая методика диагностирования сердечно-сосудистой системы реализуется в реальном времени и позволяет осуществить экспресс-контроль сердечно-сосудистой системы пациента с обеспечением адекватной и достоверной информации о её текущем состоянии с простыми и доступными для пациента результатами диагностирования, не требующими для своей интерпретации привлечения высококвалифицированного специалиста. Применение оптического плетизмографического датчика позволило создать мобильное, компактное и эффективное средство диагностирования сердечно-сосудистой системы человека, в частности людей, находящихся в процессе мониторинга в состоянии движения или испытывающих физические нагрузки, когда снятие ЭКГ затруднено.

Библиографический список

1. *Соболев А.В.* Проблемы количественной оценки variability ритма сердца при холтеровском мониторинге // Вестник аритмологии.– № 26.– 2002.– С. 17-21.
2. *Кошелев В.И., Андреев В.Г.* Спектральный анализ коротких последовательностей кардиоинтервалов // Цифровая обработка сигналов и ее применения: Материалы докладов 1 Международной конференции.– М., 1998.– Т. VI.– С. 256-259.
3. *Кошелев В.И., Андреев В.Г.* Спектральный анализ последовательностей кардиоинтервалов // Радиоэлектроника в медицинской диагностике: Доклады 3 Международной конференции, г. Москва, 29 сентября – 1 октября 1999 г.– М., 1999.– С. 103-106.
4. *Баевский Р.М., Кириллов О.И., Клецкин С.М.* Математический анализ измерений сердечного ритма при стрессе.– М.: Наука, 1984.– 221 с.
5. *Жданов А.М., Пономаренко В.Б., Перова Е.В.* Анализ variability сердечного ритма при использовании различных электрокардиографических систем // Вестник аритмологии.– № 24.– 2001.– С. 65.
6. *Kageyama T. et al.* Accuracy of Pulse Rate Variability Parameters Obtained from Finger Plethysmogram: A Comparison with Heart Rate Variability Parameters Obtained from ECG // J. Occup. Healt. 1997.– pp. 154-155.
7. *Ильин В.А., Позняк Э.Г.* Линейная алгебра: учеб.: для вузов 5 изд.– М.: Физматлит, 2002.– 320 с.
8. Патент США № 6308094, МПК7 А61N 5/0468, 2001 г.
9. *Попов С.В., Антонченко И.В., Алев В.В., Баталов Р.Е.* Особенности электрофизиологических процессов у пациентов с пароксизмальной и хронической формами фибрилляции предсердий // Кардиология СНГ.– 2004.– Т. 2.– С. 81-86.