

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.317.421

А.А. Жильников, Т.А. Жильников, В.И. Жулев**ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ И АНАЛИЗ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ
МАГНИТНОГО ПОЛЯ РАВНОМЕРНО НАМАГНИЧЕННОГО ШАРА
ВО ВНЕШНЕМ ОДНОРОДНОМ МАГНИТНОМ ПОЛЕ**

Произведен теоретический расчет и анализ пространственного распределения векторных функций напряженности и индукции магнитного поля равномерно намагничиваемого шара, помещенного во внешнее однородное магнитное поле, по результатам расчета построены изображения.

Ключевые слова: *фильтр-матрица, плотноупакованная шарообразная среда засыпки, уравнение Лапласа в сферической системе координат, пространственные распределения векторных полей равномерно намагничиваемого шара.*

Введение. В различных отраслях промышленности очистка жидких и газообразных сред от магнитовосприимчивых фракций примесных частиц является хорошим средством улучшения качества этих сред и совершенствования использующих их технологических процессов [1]. Поскольку подавляющая часть этих примесей, как правило, обладает ферромагнитными свойствами, то для магнитного осаждения этих частиц, а также других частиц, имеющих схожие свойства, создается объективная возможность использования магнитных очистительных аппаратов, в частности соленоидных фильтров-осадителей, применяемых для тонкой очистки сред [2].

Аппараты такого типа (рисунок 1) относятся к группе магнитных фильтров, в конструкции которых в качестве рабочего органа, непосредственно контактирующего с очищаемой средой (жидкой, газообразной), используется намагничиваемая соленоидом фильтр-матрица с засыпкой сравнительно мелкими ферромагнитными гранулами. Подвергаемая намагничиванию фильтр-матрица берет на себя функцию своеобразного магнитного «поглощающего» экрана для очищения среды от магнитовосприимчивых фракций примесных частиц.

Важно подчеркнуть, что в процессах магнитного осаждения примесей в соленоидных филь-

трах-осадителях эффективность фильтрации (качество, объем, скорость) во многом зависит от правильного выбора формы и плотности упаковки феррогранул фильтр-матрицы.

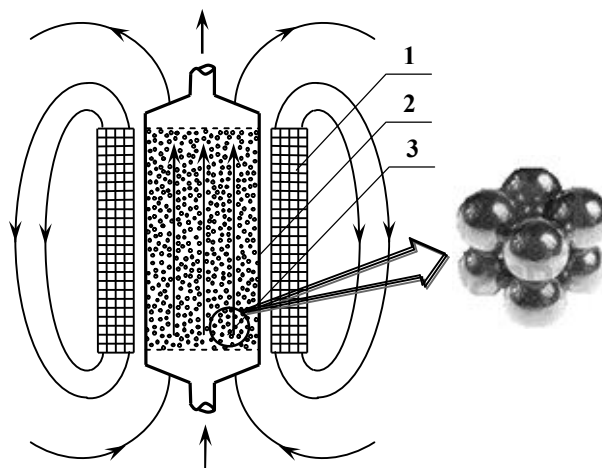


Рисунок 1 – Схематическое изображение соленоидного фильтра-осадителя:
1 – соленоид; 2 – неферромагнитный корпус;
3 – фильтр-матрица

Выбор формы и степени упакованности диктуется соображениями, во-первых, минимизации гидравлических потерь [1], а во-вторых, оптимизации силового осадительного воздействия. Так, наличие крупных пространственных пустот

между намагничиваемыми феррогранулами приводит к высокой пропускной способности, но к слабому захвату магнитовосприимчивых фракций, а малых – к низкой пропускной способности очищаемых сред.

Основное достоинство фильтров-матриц с плотноупакованной шарообразной средой засыпки состоит в том, что при воздействии на них сравнительно небольшим внешним намагничивающим полем в их порах, а именно в окрестности точек контакта гранул, генерируется поле, имеющее высокую напряженность (намного превосходящую напряженность намагничивающего поля) и высокую степень неоднородности.

При прочих равных условиях плотная шарообразная гранулированная засыпка допускает намного более высокие рабочие скорости протекания очищаемой среды, а следовательно, и большую удельную проводимость, делая тем самым соленоидные фильтры-осадители одновременно компактными и высокопроизводительными [3].

В связи с этим применительно к конструкции соленоидных фильтров-осадителей важной является информация о характере распределения магнитного поля внутри и снаружи шарообразных намагничиваемых феррогранул.

Практическое изучение данного вопроса с метрологической точки зрения требует предварительного исследования генерируемых магнитных полей плотноупакованных гранулированных структур фильтров-матриц в целом и их единичных элементов (намагничиваемых шаров) в частности.

Цель работы – подвергнуть теоретическому расчету и анализу пространственные распределения векторных функций напряженности $\vec{H}$ и индукции $\vec{B}$ магнитного поля равномерно намагничиваемого шара, помещенного во внешнее однородное магнитное поле напряженностью $\vec{H}_0$.

Теоретический расчет и анализ магнитного поля. Для данной проблемы были решены уравнения для намагничиваемого шара: $\text{rot} \vec{H} = 0$ и $\text{div} \vec{B} = 0$, описывающие пространственное распределение магнитного поля [4].

Решением первого уравнения явилась векторная функция напряженности $\vec{H}$, выраженная через взятый с противоположным знаком градиент скалярного магнитного потенциала φ : $\vec{H} = -\text{grad} \varphi$; с учетом этого второе уравнение было представлено уравнением Лапласа для магнитного потенциала: $\nabla^2 \varphi = 0$ [5].

Решения уравнений найдены в сферической системе координат, в которой запись градиента магнитного потенциала $\varphi(R, \theta, \alpha)$ имеет вид:

$$\vec{H} = -\text{grad} \varphi(R, \theta, \alpha) = -\left(\frac{\partial \varphi}{\partial R} \cdot \vec{e}_R + \frac{1}{R} \frac{\partial \varphi}{\partial \theta} \cdot \vec{e}_\theta + \frac{1}{R \sin \theta} \frac{\partial \varphi}{\partial \alpha} \cdot \vec{e}_\alpha \right),$$

а оператор Лапласа соответственно определяется как:

$$\nabla^2 = \frac{1}{R^2} \frac{\partial}{\partial R} \left(R^2 \frac{\partial}{\partial R} \right) + \frac{1}{R^2 \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\sin \theta \frac{\partial}{\partial \theta} \right) + \frac{1}{R^2 \sin^2 \theta} \frac{\partial^2}{\partial \alpha^2},$$

где θ – угол между направлением, задаваемым вектором внешнего однородного поля $\vec{H}_0$, и радиус-вектором $\vec{R}$ до точки наблюдения (R, θ, α) , α – угол между осью OX и r – проекцией радиус-вектора $\vec{R}$ на плоскость XY , $\vec{e}_R, \vec{e}_\theta, \vec{e}_\alpha$ – единичные орты.

Так как начало сферической системы координат совмещено с центром шара O (рисунок 2) и магнитное поле шара симметрично относительно поворотов на произвольный угол α вокруг центральной оси OZ , однонаправленной с внешним однородным магнитным полем $\vec{H}_0$ (т.е. имеет место аксиальная симметрия: $\partial \varphi / \partial \alpha = 0$), то напряженность поля и магнитный потенциал зависят только от двух сферических координат R и θ (рисунок 3). Последнее обстоятельство понижает размерность уравнения Лапласа:

$$\nabla^2 \varphi(R, \theta) = \frac{1}{R^2} \frac{\partial}{\partial R} \left(R^2 \frac{\partial \varphi(R, \theta)}{\partial R} \right) + \frac{1}{R^2 \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\sin \theta \frac{\partial \varphi(R, \theta)}{\partial \theta} \right) = 0. \quad (1)$$

Решение уравнения (1) найдено в виде произведения двух функций, одна из которых зависит только от R , а другая – только от θ :

$$\varphi(R, \theta) = \varphi_1(R) \varphi_2(\theta). \quad (2)$$

Вид функций $\varphi_1(R)$ и $\varphi_2(\theta)$ определен посредством подстановки решения (2) в дифференциальное уравнение (1) с последующим преобразованием:

$$\frac{1}{\varphi_1(R)} \frac{\partial}{\partial R} \left(R^2 \frac{\partial \varphi_1(R)}{\partial R} \right) = - \frac{1}{\varphi_2(\theta) \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\sin \theta \frac{\partial \varphi_2(\theta)}{\partial \theta} \right).$$

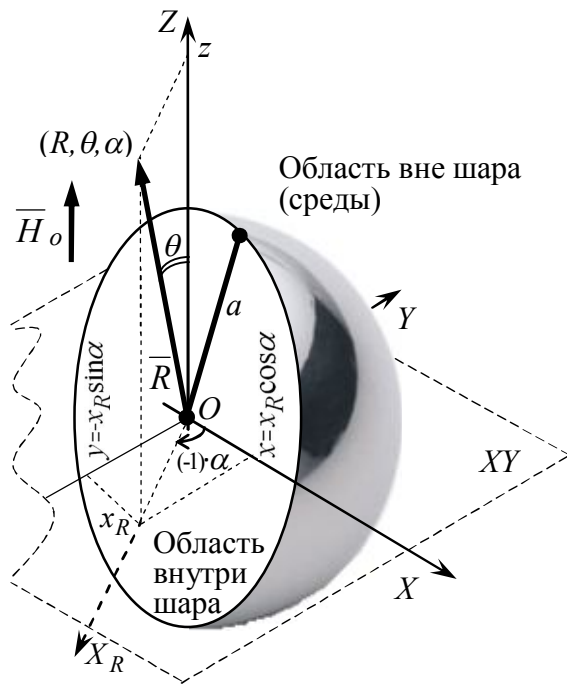


Рисунок 2 – Сферическая система координат равномерно намагниченного шара во внешнем однородном магнитном поле

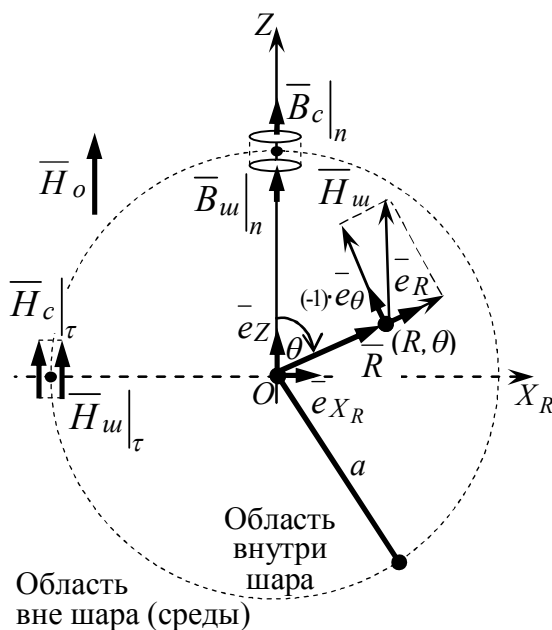


Рисунок 3 – Равномерно намагниченный шар в аксиально симметричном представлении

Последнее равенство должно быть справедливо при любых значениях R и θ , что возможно лишь в случае, когда и левая, и правая части уравнения равны некоторой постоянной C , т.е.:

$$\frac{1}{\varphi_1(R)} \frac{\partial}{\partial R} \left(R^2 \frac{\partial \varphi_1(R)}{\partial R} \right) = C, \quad (3)$$

$$\frac{1}{\varphi_2(\theta) \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\sin \theta \frac{\partial \varphi_2(\theta)}{\partial \theta} \right) = -C. \quad (4)$$

Общим решением уравнения (4) при $C = 2$ явилась функция $\varphi_2(\theta) = \cos \theta$. Общим решением уравнения (3) явился степенной многочлен функций с основанием степени R и показателем степени m , найденными с точностью до соответствующих постоянных множителей A_i : $\varphi_1(R) = \sum_i A_i R^{m_i}$. Подстановка степенного многочлена $\varphi_1(R)$ в уравнение (2) позволила получить для показателя степени m уравнение $m^2 + m - 2 = 0$, корни которого равны $m_1 = 1$, $m_2 = -2$.

Таким образом, принимая во внимание все выше изложенное, магнитный потенциал (2) найдем в общем виде как:

$$\begin{aligned} \varphi(R, \theta) &= (A_1 R^{m_1} + A_2 R^{m_2}) \cos \theta \Big|_{m_1=1; m_2=-2} = \\ &= \left(A_1 R + \frac{A_2}{R^2} \right) \cos \theta. \end{aligned}$$

Данное решение однотипно, постоянные же множители для каждой из областей (внутри и вне шара) различны. С учетом этого векторная функция напряженности магнитного поля найдена в общем виде как:

$$\begin{aligned} \vec{H}(R, \theta) &= -\text{grad} \varphi(R, \theta) = \\ &= - \left(A_1 - 2 \frac{A_2}{R^3} \right) \cos \theta \cdot \vec{e}_R + \left(A_1 + \frac{A_2}{R^3} \right) \sin \theta \cdot \vec{e}_\theta, \end{aligned}$$

причем последнее выражение внутри шара приняло вид:

$$\begin{aligned} \vec{H}_w(R, \theta) &= \\ &= - \left(A_{1w} - 2 \frac{A_{2w}}{R^3} \right) \cos \theta \cdot \vec{e}_R + \left(A_{1w} + \frac{A_{2w}}{R^3} \right) \sin \theta \cdot \vec{e}_\theta, \end{aligned}$$

соответственно вне шара:

$$\begin{aligned} \vec{H}_c(R, \theta) &= \\ &= - \left(A_{1c} - 2 \frac{A_{2c}}{R^3} \right) \cos \theta \cdot \vec{e}_R + \left(A_{1c} + \frac{A_{2c}}{R^3} \right) \sin \theta \cdot \vec{e}_\theta. \end{aligned}$$

Постоянное значение A_{1c} определено с учетом требования выполнения условия того, что искажающее влияние на внешнее намагничивающее поле, обусловленное присутствием шара, на достаточно большом расстоянии от шара ничтожно мало (или отсутствует). Таким образом, предел функции напряженности вне шара $\vec{H}_c$ при значении R , стремящемся к бесконечности, тождественно равен напряженности внешнего однородного магнитного поля $\vec{H}_0$: $\lim_{R \rightarrow \infty} \vec{H}_c \equiv \vec{H}_0$. Поэтому (при $R \rightarrow \infty$, скажем, по направлению, совпадающему с осью

OZ , т.е. с углом $\theta = 0$) выполняется тождество:

$$\lim_{R \rightarrow \infty} \bar{H}_c|_{\theta=0} = \\ = \lim_{R \rightarrow \infty} \left(-A_{1c} + 2 \frac{A_{2c}}{R^3} \right) \cdot \bar{e}_R = -A_{1c} \cdot \bar{e}_R \equiv \bar{H}_0,$$

по этой причине постоянная A_{1c} тождественно равна значению модуля внешнего магнитного поля, взятому с противоположным знаком:

$$A_{1c} = -H_0.$$

Постоянное значение A_{2u} определено с учетом требования выполнения условия того, что внутри шара напряженность магнитного поля $\bar{H}_u$ имеет повсюду конечные значения, включая и центр шара ($R \rightarrow 0$), что исключает наличие бесконечных значений, которые имеют место быть в выражении $\bar{H}_u$ при делении на ноль; по этой причине постоянная $A_{2u} = 0$, т.е. отсутствует.

Оставшиеся постоянные найдены из решения системы алгебраических уравнений. Так, постоянное значение A_{1u} определено исходя из требования выполнения условия непрерывности тангенциальной (касательной) составляющей напряженности на границе намагниченного шара и среды, в которую он помещен: $\bar{H}_u|_{\tau} = \bar{H}_c|_{\tau}$. Поэтому (при $R = a$, где a – радиус шара, скалярное расстояние от центра – точки O до точки, принадлежащей поверхности шара, с углом $\theta = \pi/2$, при котором отсутствует нормальная составляющая) выполняется тождество: $\bar{H}_u(a)|_{\tau, \theta=\pi/2} = \bar{H}_c(a)|_{\tau, \theta=\pi/2}$. Постоянное значение A_{2c} определено исходя из требования выполнения условия непрерывности нормальной (радиальной) составляющей магнитной индукции на границе сред: $\bar{B}_u|_n = \bar{B}_c|_n$. Поэтому (при $R = a$ с углом $\theta = 0$, при котором отсутствует тангенциальная составляющая) выполняется тождество: $\mu_0 \mu_u \bar{H}_u(a)|_{n, \theta=0} = \mu_0 \mu_c \bar{H}_c(a)|_{n, \theta=0}$ [6].

Таким образом, система алгебраических уравнений записана как:

$$\begin{cases} \bar{H}_u(a)|_{\tau, \theta=\pi/2} = \bar{H}_c(a)|_{\tau, \theta=\pi/2}; \\ \mu_0 \mu_u \bar{H}_u(a)|_{n, \theta=0} = \mu_0 \mu_c \bar{H}_c(a)|_{n, \theta=0}, \end{cases} \Rightarrow \\ \Rightarrow \begin{cases} A_{1u} = -H_0 + \frac{A_{2c}}{a^3}; \\ -\mu_u A_{1u} = \mu_c \left(H_0 + 2 \frac{A_{2c}}{a^3} \right). \end{cases} \quad (5)$$

Решение системы алгебраических уравнений (5) имеет вид:

$$\begin{cases} A_{1u} = \frac{3\mu_c}{\mu_u + 2\mu_c} H_0 = -KH_0; \\ A_{2c} = a^3 \frac{\mu_u - \mu_c}{\mu_u + 2\mu_c} H_0 = \\ = a^3 \left(1 - \frac{3\mu_c}{\mu_u + 2\mu_c} \right) H_0 = a^3 (1 - K) H_0, \end{cases} \quad (6)$$

$$\text{где } K = \frac{3\mu_c}{\mu_u + 2\mu_c}.$$

Тогда напряженность магнитного поля $\bar{H}$ внутри шара:

$$\bar{H}_u(R, \theta) = KH_0 \cos \theta \cdot \bar{e}_R - KH_0 \sin \theta \cdot \bar{e}_\theta \quad (7)$$

и вне шара:

$$\begin{aligned} \bar{H}_c(R, \theta) = & \left(2 \frac{a^3}{R^3} (1 - K) + 1 \right) H_0 \cos \theta \cdot \bar{e}_R + \\ & + \left(\frac{a^3}{R^3} (1 - K) - 1 \right) H_0 \sin \theta \cdot \bar{e}_\theta. \end{aligned} \quad (8)$$

Поворот в точке (R, θ) сферической системы координат $(\bar{e}_R, \bar{e}_\theta)$ вектора напряженности $\bar{H}$ до положения декартовой системы координат $(\bar{e}_{x_R}, \bar{e}_z)$ производился с помощью использования выражений связи единичных ортов систем:

$$\begin{aligned} \bar{e}_{x_R} &= \bar{e}_R \cdot \sin \theta + \bar{e}_\theta \cdot \cos \theta; \\ \bar{e}_z &= \bar{e}_R \cdot \cos \theta - \bar{e}_\theta \cdot \sin \theta, \end{aligned}$$

$$\text{где } \theta = \arctg(x_R/z), \text{ а } R = \sqrt{x_R^2 + z^2}.$$

Таким образом, поворот с учетом некоторых преобразований для поля $\bar{H}$ внутри шара:

$$\begin{aligned} \bar{H}_u(x_R, z) &= KH_0 (\cos \theta \cdot \bar{e}_R - \sin \theta \cdot \bar{e}_\theta) = \\ &= KH_0 \cdot \bar{e}_z = H_u|_z \cdot \bar{e}_z \end{aligned} \quad (9)$$

и вне шара:

$$\begin{aligned} \bar{H}_c(x_R, z) &= \\ &= \frac{3}{2} \frac{a^3}{(x_R^2 + z^2)^{3/2}} (1 - K) H_0 \sin 2\theta \cdot \bar{e}_{x_R} + \\ &+ \left(2 \frac{a^3}{(x_R^2 + z^2)^{3/2}} (1 - K) \cos^2 \theta - \right. \\ &\left. - \frac{a^3}{(x_R^2 + z^2)^{3/2}} (1 - K) \sin^2 \theta + 1 \right) H_0 \cdot \bar{e}_z = \\ &= H_c|_{x_R} \cdot \bar{e}_{x_R} + H_c|_z \cdot \bar{e}_z. \end{aligned} \quad (10)$$

Учитывая аксиальную симметрию магнитного поля шара, обобщаем частное решение на плоскости (10) на трехмерное пространство, для этого переходим от записи единичного орта $\bar{e}_{X_R}$ оси OX_R к записи через его проекции, учитывающей наличие Y – составляющей поля:

$$\bar{e}_{X_R} = \bar{e}_X \cdot \cos \alpha + \bar{e}_Y \cdot \sin \alpha,$$

где $\alpha = \arctg(y/x)$, а $x_R = \sqrt{x^2 + y^2}$.

$$\begin{aligned} \bar{H}_c(x, y, z) = & \frac{3}{2} \frac{a^3}{(x^2 + y^2 + z^2)^{3/2}} (1-K) H_0 \sin 2\theta \cos \alpha \cdot \bar{e}_X + \\ & + \frac{3}{2} \frac{a^3}{(x^2 + y^2 + z^2)^{3/2}} (1-K) H_0 \sin 2\theta \sin \alpha \cdot \bar{e}_Y + \\ & + \left(2 \frac{a^3}{(x^2 + y^2 + z^2)^{3/2}} (1-K) \cos^2 \theta - \right. \\ & \left. - \frac{a^3}{(x^2 + y^2 + z^2)^{3/2}} (1-K) \sin^2 \theta + 1 \right) H_0 \cdot \bar{e}_Z = \\ & = H_c|_X \cdot \bar{e}_X + H_c|_Y \cdot \bar{e}_Y + H_c|_Z \cdot \bar{e}_Z. \end{aligned}$$

Пространственные распределения векторных полей, рассчитанные по формулам (9), (10), показаны на рисунках 4, 5.

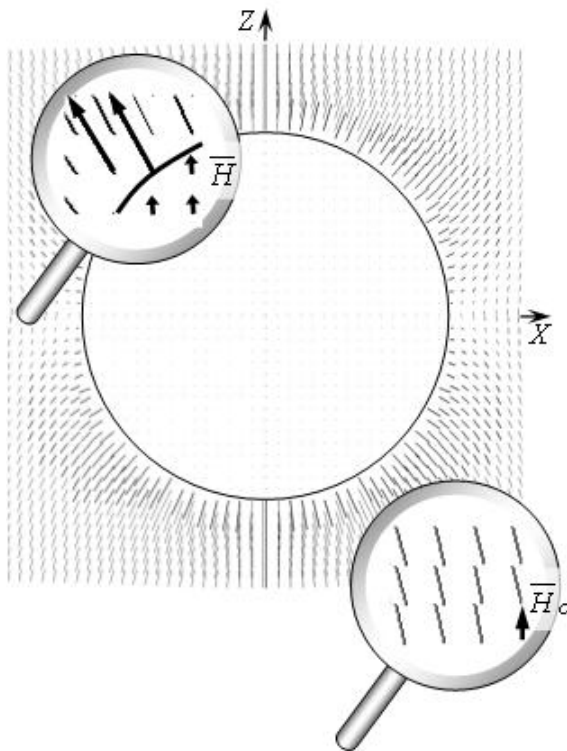


Рисунок 4 – Пространственное распределение напряженности

Заключение. Таким образом, информация о характере распределения магнитного поля внутри и снаружи шарообразных намагничиваемых

феррогранул, применительно к конструкции соленоидных фильтров-осадителей для очистки жидких и газообразных сред от магнитовосприимчивых фракций примесных частиц, представляет собой актуальную проблему, возникшую в связи с существенно изменившимися требованиями к их качеству, а также с техническим переоснащением различных отраслей промышленности.

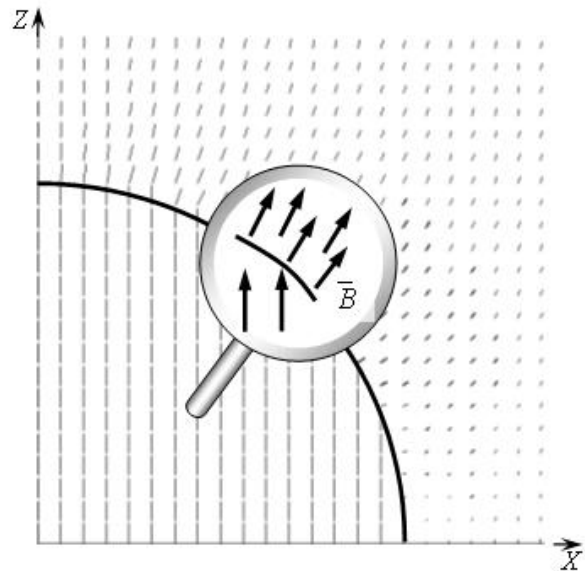


Рисунок 5 – Пространственное распределение (сектор) индукции

В связи с этим в данной работе проведен теоретический расчет и анализ пространственного распределения векторных функций напряженности и индукции магнитного поля равномерно намагничиваемого шара, помещенного во внешнее однородное магнитное поле, по результатам расчета построены изображения, способствующие дальнейшему совершенствованию технологии очистки и устройств для ее реализации.

Библиографический список

1. Сандуляк А.В. Очистка жидкостей в магнитном поле. Львов: Высш. шк., изд-во при Льв. ун-те, 1984. 167 с.
2. Сандуляк А.В. Магнитно-фильтрационная очистка жидкостей и газов. М.: Химия, 1988. 133 с.
3. Сандуляк А.В. Новое в технике и технологии физических методов очистки жидкостей и газов. Киев: Высш. шк., 1989. 53 с.
4. Говорков В.А. Электрические и магнитные поля. Изд. 3-е, перераб. и доп. М.: Энергия, 1968. 488 с. ил.
5. Тамм И.Е. Основы теории электричества. 10-е изд., испр. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1989. 504 с.
6. Меледин Г.В., Черкасский В.С. Электродинамика в задачах. Электродинамика частиц и полей: учеб. пособие в 2-х ч. Новосибирск: НГУ, 2003. Ч.1. 228 с.

УДК 629.056.8

В.Г. Андреев

ОПТИМИЗАЦИЯ МОДЕЛЕЙ МНОГОМЕРНЫХ СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Рассмотрена задача использования переопределённых векторных авторегрессионных моделей для описания навигационных сигналов, полученных совместно двумя радионавигационными системами ГЛОНАСС и GPS. Показано, что имеется возможность по короткой (десятки минут, единицы часов) выборке построить модель процессов оценки географической широты и долготы объекта. При этом повышается точность оценок частот изменения координат, измеренных спутниковыми навигационными системами, путём введения в векторную авторегрессионную (VAR) модель заданного порядка $p=2...5$ переопределённости оптимизируемой глубины $c=5...10$. Выигрыши составляют нескольких (1,5...4) раз и достигаются за счёт учёта $(c-p)$ старших матричных коэффициентов ковариации при нахождении матрицы параметров векторной авторегрессионной модели.

Ключевые слова: векторная авторегрессионная модель, спутниковая радионавигационная система, параметрическое оценивание, моделирование векторных процессов.

Введение. В ряде современных спутниковых навигационных приёмников используются данные, полученные от двух систем: ГЛОНАСС и GPS. Поэтому имеется возможность дважды определять координаты (географические широту и долготу) объекта. Изучение эффективности функционирования алгоритмов и устройств комплексирования навигационной информации требует построения модели процесса измерений географических координат. Поскольку их отклонения от истинных значений широты и долготы носят периодический характер и коррелированы между собой [1], то возможно использовать методы векторного спектрального анализа для построения моделей процессов измерений географических координат, полученных с помощью нескольких спутниковых навигационных систем.

Вместе с тем существует проблема выделения характерных частот отклонений измеренных координат от их истинных значений, которые могут быть известны заранее для, например, неподвижного объекта. Для выявления искомых периодичностей требуется, как правило, значительное время наблюдения, составляющее десятки часов. Кроме того, требования к точности определения и имитации частот отклонений измеряемых величин от истинных может приводить к необходимости использования громоздких параметрических моделей, обладающих большими (10...20) порядками.

Цель работы — сокращение времени наблюдения за процессом измерения координат спутниковой навигационной системой и снижение вычислительных затрат (уменьшение порядка модели) при сохранении требуемой точности имитации данного процесса.

Постановка задачи. Представим одновременно наблюдаемые в дискретные моменты времени $t=0, 1, \dots, T-1$ результаты M измерений географических координат в виде реализации X дискретного марковского векторного M -мерного случайного процесса конечной связности [2]:

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

где $x_t=[x_{0,t}; x_{1,t}; \dots; x_{m,t}; \dots; x_{M-1,t}]^T$ — M -мерный векторный t -й временной отсчёт наблюдения; $x_{m,t}$ — измерение m -м каналом t -е временное значение координаты; T — количество векторных отсчётов x_t в реализации X ; $m=0, 1, \dots, M-1$; T — знак транспонирования.

Для имитирования и выявления частот периодических отклонений измеренных координат от их истинных значений, связанных, например, с нестабильностями задержек, проходящих через атмосферу навигационных сигналов от спутников, и нестабильностями параметров их движений, в реализации X анализируемого векторного процесса эффективно применение векторных авторегрессионных моделей [1]. Они дают возможность использовать информацию о

взаимной корреляции сигналов с выходов M каналов измерения, предполагая наличие статистической связи между ними. Отметим, что если сигналы $\mathbf{x}_m$ некоррелированы, то векторный подход вырождается в серию из M независимых процедур имитации, т.е. потерь в эффективности моделирования за счёт использования представления (1), а не M независимыми каналами наблюдения, не произойдёт.

Математическое описание векторного процесса линейной авторегрессионной моделью предполагает, что текущий M -компонентный отсчёт $\mathbf{x}_t$ может быть выражен через аддитивную взвешенную сумму p предыдущих отсчётов этого процесса [1, 3]:

$$\mathbf{x}_t = \sum_{k=1}^p \mathbf{A}_k \mathbf{x}_{t-k} + \boldsymbol{\varepsilon}_t, \quad (2)$$

где $\boldsymbol{\varepsilon}_t$ — M -мерный вектор-столбец t -го векторного отсчёта $\boldsymbol{\varepsilon}_t = [\varepsilon_{0,t}; \varepsilon_{1,t}; \dots; \varepsilon_{m,t}; \dots; \varepsilon_{M-1,t}]^T$ реализации $\boldsymbol{\varepsilon} = [\boldsymbol{\varepsilon}_0; \boldsymbol{\varepsilon}_1; \dots; \boldsymbol{\varepsilon}_t; \dots; \boldsymbol{\varepsilon}_{T-p-1}]$ векторного процесса ошибки линейного предсказания; $\mathbf{A}_k$ — $(M \times M)$ -мерная матрица k -го коэффициента линейного предсказания, p — порядок модели (длина лага).

Для нахождения неизвестных p $(M \times M)$ -мерных коэффициентов $\mathbf{A}_k$ удобно представить их как единую $(M \times pM)$ -мерную матрицу $\mathbf{A} = [\mathbf{A}_1; \mathbf{A}_2; \dots; \mathbf{A}_k; \dots; \mathbf{A}_p]$. Тогда уравнение (2) можно представить в следующем виде [4]:

$$\mathbf{x}_t = \mathbf{A} \tilde{\mathbf{x}}_{t-1} + \boldsymbol{\varepsilon}_t, \quad (3)$$

где $\tilde{\mathbf{x}}_{t-1}$ — pM -мерный вектор-столбец предыдущих $t-p$ значений реализации $\mathbf{X}$, которые сгруппированы последовательно. Структура вектора $\tilde{\mathbf{x}}_{t-1}$ показана ниже:

$$\tilde{\mathbf{x}}_{t-1}^T = [\mathbf{x}_{t-1}^T; \mathbf{x}_{t-2}^T; \dots; \mathbf{x}_{t-k}^T; \dots; \mathbf{x}_{t-p}^T].$$

Используя известные [1, 2] методики, получаем искомую матрицу $\mathbf{A}$ параметров векторной авторегрессии:

$$\mathbf{A} = \mathbf{k} \mathbf{K}^{-1}, \quad (4)$$

где $\mathbf{k}$, $\mathbf{K}$ — $(M \times pM)$ -мерная и $(pM \times pM)$ -мерная автоковариационные матрицы описываемого векторного процесса (соответственно). Матрица $\mathbf{K}$ имеет структуру теплицевой и эрмитовой блочной ленточной матрицы:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}_0 & \mathbf{K}_1 & \dots & \mathbf{K}_{p-1} \\ \mathbf{K}_1^{T*} & \mathbf{K}_0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{K}_1 \\ \mathbf{K}_{p-1}^{T*} & \dots & \mathbf{K}_1^{T*} & \mathbf{K}_0 \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где подматрицы $\mathbf{K}_k$, $k=0, 1, \dots, p-1$ представляют собой ковариационные матрицы k -го порядка векторного M -компонентного процесса, $*$ — знак комплексного сопряжения.

В свою очередь, подматрица $\mathbf{K}_k$ блочной матрицы $\mathbf{K}$ может быть представлена как $(M \times M)$ -мерная матрица следующего вида [4]:

$$\mathbf{K}_k = \begin{bmatrix} K_{0,0k} & \dots & K_{0,mk} & \dots & K_{0,M-1k} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ K_{m,0k} & \dots & K_{m,mk} & \dots & K_{m,M-1k} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ K_{M-1,0k} & \dots & K_{M-1,mk} & \dots & K_{M-1,M-1k} \end{bmatrix},$$

где $K_{j,mk}$ — коэффициент ковариации k -го порядка между j -м и m -м процессами, входящими в качестве компонент в рассматриваемый векторный процесс, $j, m=0, 1, \dots, M-1$.

Аналогично структуре $\mathbf{K}$ в (5) $(M \times pM)$ -мерная автоковариационная матрица $\mathbf{k}$ имеет вид:

$$\mathbf{k} = [\mathbf{K}_1 \mid \mathbf{K}_2 \mid \dots \mid \mathbf{K}_p]. \quad (6)$$

Матрицу $\mathbf{P}$ мощностей возбуждающего шума мерностью $(M \times M)$ можно получить, решая линейную систему уравнений вида:

$$[\mathbf{P}; \mathbf{0}] = [\mathbf{I}; -\mathbf{A}] \begin{bmatrix} \mathbf{K}_0 & \mathbf{K}_1 & \dots & \mathbf{K}_p \\ \mathbf{K}_1^{T*} & \mathbf{K}_0 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \mathbf{K}_1 \\ \mathbf{K}_p^{T*} & \dots & \mathbf{K}_1^{T*} & \mathbf{K}_0 \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где $\mathbf{I}$ — $(M \times M)$ -мерная единичная матрица.

Отметим, что система (7) представляет собой обобщённое уравнение Юла-Уолкера [3] для авторегрессионного процесса при его векторном представлении, т.к. она получена из (5), (6) путём дополнения матрицы $\mathbf{K}$ левым верхним окаймлением в виде матрицы $\mathbf{k}$ ее транспонированной комплексно-сопряжённой копией $\mathbf{k}^{T*}$:

$$[\mathbf{I}; -\mathbf{A}] \begin{bmatrix} \mathbf{K}_0 & \mathbf{k} \\ \mathbf{k}^{T*} & \mathbf{K} \end{bmatrix} = [\mathbf{P}; \mathbf{0}]. \quad (8)$$

Тогда искомая матрица $\mathbf{P}$ дисперсий M -мерного возбуждающего шума находится из упрощенной системы линейных уравнений:

$$\mathbf{P} = [\mathbf{I}; -\mathbf{A}] \begin{bmatrix} \mathbf{K}_0 \\ \mathbf{k}^{T*} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Общим недостатком изложенного подхода является отсутствие возможности учёта при нахождении параметров $\mathbf{A}$ старших матричных коэффициентов $\mathbf{K}_k$ ковариации при $k > p$. Вместе с

тем наращивание лага p , т.е. порядка векторной модели, придаёт ей излишнюю громоздкость. Есть и иные недостатки моделей больших порядков [5]. Поэтому целесообразно, сохраняя небольшие (2...5), сопоставимые с количеством выделяемых гармоник значения p , учесть при оценке параметров векторной авторегрессии коэффициенты K_k ковариации, порядок k которых выше p .

Аналитическое решение. При одновременном учёте серии из c ошибок $\varepsilon_t, \varepsilon_{t+1}, \dots, \varepsilon_{t+c}$ векторного линейного предсказания выражение (3) модифицируется:

$$\begin{aligned} & [x_t; x_{t+1} \dots; x_{t+c}] = \\ & = A_p [\tilde{x}_{t-1}; \tilde{x}_t; \dots; \tilde{x}_{t+c-1}] + [\varepsilon_t; \varepsilon_{t+1}; \dots; \varepsilon_{t+c}], \end{aligned} \quad (10)$$

где A_p — матрица коэффициентов переопределённой векторной регрессионной модели.

Для решения переопределённой системы (10) из $(c+p+1)$ матричных линейных уравнений с глубиной переопределённости c воспользуемся известным [4, 5] подходом, использование которого приводит к следующему решению:

$$A_p = K_p K_p^{-1}, \quad (11)$$

где K_p , K_p — прямоугольная $(M \times pM)$ -мерная и квадратная $(pM \times pM)$ -мерная матрицы обобщённой автоковариации, аналогичные по структуре приведённым в (5), (6) соответственно. Матрицу мощностей R_p возбуждающего шума для переопределённой модели можно получить по выражению, аналогичному (9), заменив в нём матрицу A на найденные по (11) значения A_p [5].

Экспериментальные исследования. Проанализируем предлагаемую методику спектрального анализа на примере описания экспериментальной последовательности X , представленной четырьмя ($M=4$) компонентами: оценками долготы $x_{0,t}$ и широты $x_{1,t}$ неподвижного объекта, полученными с помощью системы ГЛОНАСС, и оценками долготы $x_{2,t}$ и широты $x_{3,t}$, произведёнными спутниковой системой GPS. В данном случае многомерная последовательность X представляет собой реализацию четырёхкомпонентного процесса измерения координат объекта с t -ми векторными временными отсчётами наблюдений вида:

$$x_t = [x_{0,t}; x_{1,t}; x_{2,t}; x_{3,t}]^T.$$

На рисунке 1 изображены фрагменты модельных центрированных реализаций $x_{m,t}$ оценок широты и долготы, фиксируемых комбинированной (ГЛОНАСС, GPS) спутниковой бортовой навигационной аппаратурой неподвижного объекта. Значения фиксировались с временным шагом в 1 с. Длительность T записи реализаций

$x_{m,t}$ составляла 6000 с. Периодичность отклонений значений широты принята с частотой $2 \cdot 10^{-3}$ Гц, а долготы $1 \cdot 10^{-3}$ Гц. Значения координат приведены в угловых секундах (угл. сек) с амплитудами 0,1" и 0,2" для широты и долготы соответственно [1]. Разница в амплитудах обусловлена тем, что местоположение комбинированного навигационного приёмника полагалось в районе Подмосковья, т.е. на 55-м градусе северной широты. Поэтому абсолютные отклонения в метрах в направлениях с юга на север и с запада на восток приблизительно равны, т.к. $\cos 55^\circ \approx 0,57$ [6].

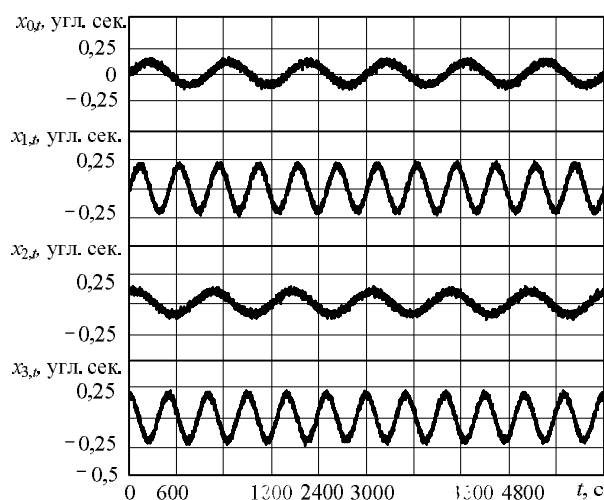


Рисунок 1 — Модель измерений широты и долготы неподвижного объекта системами ГЛОНАСС, GPS

Параметры периодического характера отклонений результатов измерений от истинных координат были приняты аналогичными изложенным в [1]. Непредсказуемые факторы, влияющие на точность измерений, моделировались аддитивным белым гауссовским шумом с нулевым средним и среднеквадратическим отклонением 0,015 угл. сек [1, 6].

Изображённая на рисунке 1 последовательность X исходных данных для построения векторной авторегрессионной модели состояла из четырёх ($M=4$) компонент, представляющих собой текущие оценки: $x_{0,t}$ — широты системой ГЛОНАСС, $x_{1,t}$ — долготы системой ГЛОНАСС, $x_{2,t}$ — широты системой GPS, $x_{3,t}$ — долготы системой GPS. Съём координат комбинированной бортовой спутниковой навигационной аппаратурой объекта подразумевался посекундный и продолжающийся 6000 с, т.е. $t=0, 1, \dots, 5999$ с. Начальные фазы синусоидальных модельных последовательностей $x_{m,t}$ были приняты различными: нулевыми для оценок, полученных системой ГЛОНАСС и $70^\circ, 100^\circ$ для широты и

долготы (соответственно), оценки которых получены системой GPS.

В литературе [1] отмечается, что связность процесса радиоизмерений географических координат спутниковыми навигационными системами, при его описании марковской многомерной моделью, составляет 1...3. Поэтому для описания последовательности X целесообразно ограничиться векторной авторегрессионной моделью небольшого ($p=1...3$) порядка.

Как показали эксперименты, попытки оценить по (4) матричные параметры A векторной модели авторегрессии не дают возможность оценить доминантные частоты компонент векторного процесса X .

На рисунке 2 представлены нормированные частотные характеристики $A(f)/\max[A(f)]$ четырёх каналов векторного авторегрессионного моделирующего фильтра при $p=2$.

На рисунке 2 амплитудно-частотная характеристика $A_0(f)$ нулевого канала, моделирующего реализации процесса $x_{0,t}$, представляющего собой оценку широты системой ГЛОНАСС, изображена точечной линией; амплитудно-частотная характеристика $A_1(f)$ первого канала, моделирующего реализации процесса $x_{1,t}$, представляющего собой оценку долготы системой ГЛОНАСС, изображена штрихпунктирной линией; амплитудно-частотная характеристика $A_2(f)$ второго канала фильтра, моделирующего реализации процесса $x_{2,t}$, представляющего собой оценку широты системой GPS, изображена пунктиром; амплитудно-частотная характеристика $A_3(f)$ третьего канала, моделирующего реализации процесса $x_{3,t}$, представляющего собой оценку долготы системой GPS, изображена сплошной линией.

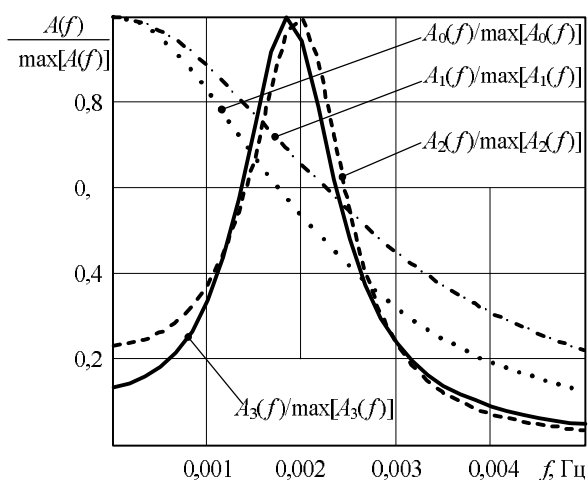


Рисунок 2 — Амплитудно-частотные характеристики каналов моделирующего векторного авторегрессионного фильтра, построенного без переопределённости

Из рисунка 2 видно, что получить параметрическую оценку доминантных частот 0,001 Гц изменения точности оценки широты по заданной выборке в 6000 с не представляется возможным.

Отметим, что применение серии из четырёх одномерных авторегрессионных описаний m компонент реализации X , считая их независимыми, вообще не позволяет произвести оценку доминантных частот по представленным на рисунке 1 выборкам. Увеличение порядка векторного фильтра до $p=3...5$ также не даёт положительного результата.

Использование предлагаемого подхода с переопределённой моделью 2...3 порядков даёт возможность решить поставленную задачу параметрического векторного спектрального анализа и моделирования навигационных сигналов при глубине переопределённости $c \geq 8$.

Проиллюстрируем этот факт рисунком 3, в котором использованы аналогичные принятым на рисунке 2 обозначения амплитудно-частотных характеристик каналов векторного фильтра с параметрами $p=2$, $c=10$.

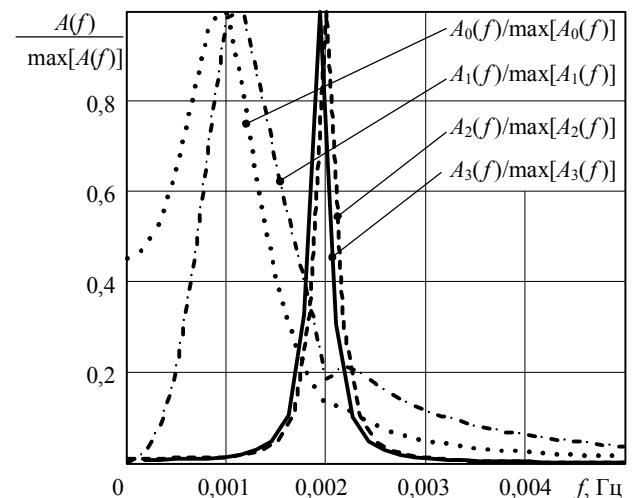


Рисунок 3 — Амплитудно-частотные характеристики каналов моделирующего фильтра, построенного с помощью переопределённой модели

Анализ эффективности. Анализ зависимостей, приведённых на рисунке 3, показывает, что отклонения от истинных частот 0,001 Гц процессов оценок $x_{0,t}$, $x_{2,t}$ широты и 0,002 Гц процессов оценок $x_{1,t}$, $x_{3,t}$ долготы системами ГЛОНАСС и GPS соответственно составляют величины менее 0,0002 Гц.

Проанализируем эффективность предлагаемой методики по критерию относительной ошибки ΔF оценки частоты:

$$\Delta F = \frac{|\hat{F} - F|}{F} 100 \%, \quad (12)$$

где $\hat{F}$ — оценка доминантной частоты, F — её истинное значение. Как показали эксперименты, величина ΔF для предлагаемого метода при $p=2$ и $c=10$ не превышает 10 %. Для приведённых выше данных при оценивании частот с помощью известной векторной модели того же второго порядка ($p=2$) абсолютное отклонение от частоты 0,002 Гц составляет 0,0004...0,0005 Гц, т.е. вдвое выше, чем у предлагаемого метода ($\Delta F=20\%$), а оценка частоты 0,0001 Гц изменения точности определения широты вообще не представляется возможной (см. рисунок 2).

Выводы. Таким образом, имеется возможность повышения точности по критерию (12) параметрических векторных спектральных оценок навигационных сигналов путём введения в векторную авторегрессионную (VAR) модель небольшого порядка $p=2...5$ переопределённости оптимизируемой глубины $c=8...20$. Выигрыши по критерию (12) составляют несколько (1,5...4) раз и достигаются за счёт учёта ($c-p$) старших матричных коэффициентов K_k ковариации при нахождении матрицы A_p параметров векторной авторегрессионной модели.

Показано, что использование предлагаемых моделей для описания навигационных сигналов, полученных совместно системами ГЛОНАСС и

GPS, даёт возможность по короткой (десятки минут, единицы часов) выборке построить компактную ($p=2$) модель процессов оценки координат объекта. Подобные модели дают возможность апробации алгоритмов и устройств обработки навигационных сигналов спутниковых систем.

Библиографический список

1. Миронов М.А., Бабаев А.В., Полосин С.А. Оптимальная оценка параметров модели авторегрессии векторных гауссовских процессов по экспериментальным данным // Радиотехника. 2002. № 7. С. 6-11.
2. Андреев В.Г., Белокуров В.А. Метод повышения точности начальной выставки бесплатформенных навигационных систем // Вестник РГРТУ. №2. Выпуск 36. Рязань, 2011. С. 28-33.
3. Juselius K. The cointegrated VAR model. Methodology and applications. New York: Oxford University Press Inc., 2006. 440 p.
4. Андреев В.Г. Векторный регрессионный спектральный анализ многочастотных отражений // Вопросы радиоэлектроники. Серия «Радиолокационная техника». Выпуск 1. 2011. С. 63-72.
5. Андреев В.Г., Кирьяков А.А. Векторный анализ процессов регуляции физиологических функций человека // Вестник РГРТУ. № 4. Выпуск 34. Рязань, 2010. — С. 19-24.
6. Малышев В.В., Куришин В.В., Ревнивых С.Г. Введение в спутниковую навигацию. М.: МАИ, 2008. 192 с.

УДК 621.3.049.77–048.24:537.2

В.Ф. Алексеев, Г.А. Пискун

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ УСТОЙЧИВОСТИ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ К ВОЗДЕЙСТВИЮ РАЗРЯДОВ СТАТИЧЕСКОГО ЭЛЕКТРИЧЕСТВА ПРИ СТУПЕНЧАТОМ ПОВЫШЕНИИ НАПРЯЖЕНИЯ

Экспериментально исследовано воздействие разрядов статического электричества на 8-битные микроконтроллеры типа AT89C51RC с 32 Кб flash-памяти. Установлено, что накопленный заряд статического электричества, равный 6,4 кВ, приведет к повреждению 94 % информации, инсталлированной во flash-память, а 6,5 кВ приведет к катастрофическому повреждению микроконтроллеров. Предложена методика проведения испытания микроконтроллеров на чувствительность к электростатическим разрядам.

Ключевые слова: микроконтроллер, разряд статического электричества, метод контактного разряда, метод испытания.

Введение. Цель работы – разработать методику оценки устойчивости микроконтроллеров (МК) к воздействию электростатических разря-

дов (ЭСР) при ступенчатом повышении напряжения.

Постепенное увеличение сложности радио-

электронного оборудования, обусловленное возрастающими требованиями потребителей, заставляет разработчиков создавать устройства на базе все более надёжных микроэлектронных компонентов, способных работать в жёстких эксплуатационных условиях. Стремление к достижению повышенной надёжности в таких условиях эксплуатации достигается использованием оборудования и программного обеспечения, в основе которых лежит специальный, защищённый от ошибок, алгоритм проектирования [1]. Всесторонний обзор различных типов дестабилизирующих факторов, приводящих к отказу компонентов, показывает, что одним из самых разрушительных является ЭСР.

Электростатический разряд – импульсный перенос накопленного электростатического заряда между телами с разными электростатическими потенциалами [2].

Теоретические исследования. Природа ЭСР весьма различна, поэтому невозможно обеспечить защиту компонентов во всех возможных ситуациях. Одним из основных факторов, влияющих на зарождение ЭСР, является *статическая электризация* объекта, которая охватывает все процессы, ведущие к образованию и разделению положительных и отрицательных электрических зарядов в результате механической деформации, имеющей место при столкновении или контакте поверхностей двух твердых тел, поверхностей твердого тела и жидкости, а также при разрыве или отделении поверхностей твердых тел или жидкости газами или каким-либо другим агентом, в частности ионизированными газами [4].

Одним из самых распространенных объектов электризации является человек, который накапливает заряд статического электричества до пятнадцати киловольт (рисунок 2) [5]. По исследованиям, проведенным в [6], известно, что данный заряд приводит к 70 % повреждений полупроводниковых приборов.

Данный заряд генерируется на теле человека на основании следующих физических механизмов [7 – 9]:

а) *трибоэлектрический*. При соприкосновении и разделении двух объектов один всегда заряжается положительно, другой – отрицательно;

б) *индукционный*. При перемещении заряженных объектов вблизи незаряженного, в последнем генерируется статический заряд с противоположным знаком и, как следствие, возникает индукционный ток;

в) *емкостной*. Заряд есть произведение напряжения на емкость, поэтому при постоянной величине заряда уменьшение емкости влечет

рост потенциалов разъединяемых поверхностей.

Особое внимание, уделяемое в микроэлектронной промышленности электризации человека, привело к тому, что была разработана экспериментальная модель воздействия ЭСР – *модель человеческого тела (МЧТ)*.

Тестовая схема воздействия ЭСР на МК по МЧТ представлена в [10]. В ней конденсатор ($C_n=150$ пФ) заряжается через высокоомный резистор ($R_z = 50 \div 100$ МОм) напряжением ± 2 кВ, затем разряжается через резистор ($R_p = 330$ Ом) в контактный вывод МК. Конденсатор C_n и резистор R_p моделируют ёмкость и сопротивление человеческого тела соответственно. Одним из самых важных параметров в тесте является время нарастания тока во время разряда. Оно должно быть порядка десятых долей наносекунд и форма импульса разрядного тока на выходе должна соответствовать типовой форме (рисунок 4) [2].

Важность проблемы и необходимость разработки мер, помогающих предотвратить нежелательные эффекты из-за воздействия ЭСР, потребовали систематизации и разработки методики испытания МК на чувствительность к ЭСР, главной целью которой является получение надежных и повторяющихся результатов испытания для наиболее точной классификации МК по чувствительности к ЭСР.

Методика проведения испытания. Авторами были проведены испытания МК на чувствительность к ЭСР по МЧТ [10], которые учитывали результаты, высказанные в [1, 2, 9], а также строго соответствовали требованиям [2, 5, 9] в области климатических условий (испытания проводились при нормальных климатических условиях) и электромагнитной обстановки (электромагнитная обстановка не влияла на результаты испытаний).

Проведение испытаний состояло из следующих *этапов*.

1. Формирование партий МК по три штуки в каждой.

Для проведения испытания был выбран МК типа AT89C51RC, представляющий собой восьмибитный МК с 32- Кб *flash*-памяти и выполненный в сорокавыводном пластмассовом корпусе типа MCS-51 [11].

Данный выбор обусловлен тем, что набор аппаратных средств и совокупность реализуемых функций делают данный МК эффективным средством сбора, обработки информации и управления объектами [12] и широко используется разработчиками современной аппаратуры.

Выбор количества МК обусловлен финансовой стороной.

2. Измерение электрических параметров МК до воздействия ЭСР.

Для измерения электрических параметров МК был использован цифровой запоминающий осциллограф Tektronix TDS3052C, который позволяет измерять и наблюдать сигналы на портах МК до и после воздействия ЭСР. Выбор был обусловлен тем, что данный осциллограф регистрирует и отображает сложные сигналы, случайные события и едва различимые особенности в поведении сигналов в реальном масштабе времени и предоставляет информацию о сигнале в трех измерениях: амплитуда, время и зависимость амплитуды от времени.

3. Анализ программного обеспечения (ПО) МК до воздействия ЭСР.

Для анализа ПО, установленного во *flash*-память МК, использовался персональный компьютер с подключенным к нему универсальным программатором-тестером *ChipStar-Turbo*, который предназначен для программирования современных МК широкого спектра.

Для исключения каких-либо накладок в ПО производилось стирание *flash*-памяти МК. Данная операция реализуется в среднем на протяжении 3 – 4 с.

После осуществления стирания *flash*-памяти МК устанавливалось эталонное ПО, предоставленное разработчиком. Если МК исправен, то данная операция выполняется на протяжении 1 мин. 50 с.

Для подтверждения правильности проделанных ранее операций (стирания и установка ПО во *flash*-память МК) производилась сверка установленного ПО с эталонным.

4. Осуществление контактных разрядов на порты МК с расположением разрядного наконечника генератора ЭСР перпендикулярно к поверхности контактного вывода. Данное расположение позволит улучшить повторяемость результатов испытаний.

Для генерации ЭСР был использован генератор ЭСР – ESD 3000, так как данное оборудование обладает возможностью генерации импульсов с техническими характеристиками и параметрами, указанными в [2].

На каждый порт МК (таблица 1) производилось попеременно по 10 одиночных разрядов разной полярности с интервалом между последовательными одиночными разрядами в 1 с.

Первоначальное значение напряжения ЭСР (250 В) выбрано в соответствии с методом 502-1.1а «испытание микросхем по определению допустимых значений статического электричества по модели человеческого тела» [10]. Последующие значения напряжений воздействующих ЭСР составляли: 500 В, 1 кВ, 2 кВ и

4 кВ. При данных значениях никаких изменений не было выявлено.

Следующее значение напряжения воздействующего ЭСР было взято 6,0 кВ, что обусловлено данными по значению напряжения, приведенному в [11]. Ступенчатое увеличение на 0,1 кВ вызвано необходимостью получения более точных данных по отказам.

5. Анализ ПО, установленного во *flash*-память МК, после воздействия ЭСР.

6. Измерение электрических параметров МК после воздействия ЭСР.

Данные этапы можно представить следующим алгоритмом (рисунок 1).

Проведение экспериментов по разработанному алгоритму. Сгенерированные первые ЭСР напряжениями с 6,0 кВ по 6,2 кВ никак не повлияли на работоспособность МК и ПО, установленного во *flash*-память.

При ЭСР напряжением 6,3 кВ в ПО, установленном во *flash*-память МК, нарушений выявлено не было, однако при попытке осуществить перезапись ПО была выявлена ошибка, подтверждающая возникновение скрытого дефекта (рисунок 2).

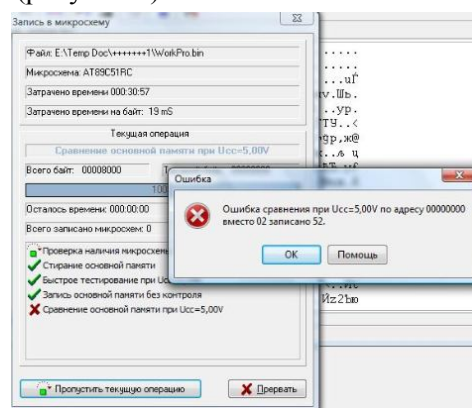
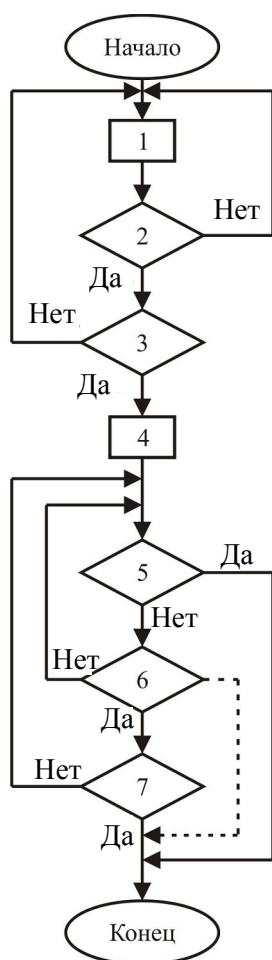


Рисунок 2 – Ошибка, выявленная при установке ПО во *flash*-память МК, после воздействия ЭСР напряжением 6,3 кВ

На рисунке 2 можно увидеть, что время установки ПО во *flash*-память МК увеличилось с 1 мин. 50 с. до 30 мин. 57 с.

Последующее повышение напряжения ЭСР до 6,4 кВ привело к тому, что ПО, установленное во *flash*-память МК, претерпело ряд существенных изменений, а именно: привело к повреждению 94 % информации хранящейся во *flash*-памяти МК. Это было выявлено при осуществлении сверки установленного ПО с эталонным (рисунок 3).

После осуществления ЭСР напряжением 6,4 кВ на всех портах МК были сняты электрические параметры. Осциллограммы, снятые с 1-го МК 5-й выборки и всех МК 6-й выборки, имели форму, свидетельствующую о возникновении повреждения в МК.



Обозначение	Описание операции
Начало	Начало проведения исследования
1	Выбор типа МК, количества партий и штук в партии
2	Стирание <i>flash</i> -памяти МК. <u>Нет.</u> В партии обнаружен МК во <i>flash</i> -память которого невозможно установить ПО. Необходимо исключить МК из партии и перевыполнить п.1. <u>Да.</u> В партии все МК с исправной <i>flash</i> -памятью. Выполнение дальнейших операций
3	Измерение электрических параметров МК. <u>Нет.</u> В партии обнаружен МК не соответствующий техническим характеристикам исследуемых МК. Необходимо исключить МК из партии и перевыполнить п.1. <u>Да.</u> В партии все МК соответствуют техническим характеристикам исследуемых МК. Выполнение дальнейших операций
4	Осуществление первого контактного разряда на контактные выводы МК определенного напряжения
5	Ступенчатое повышение напряжения ЭСР. <u>В случае анализа ПО МК:</u> <u>Нет.</u> Значение напряжения ЭСР не является критическим и не выявлено нарушений. Выполнение дальнейших операций. <u>Да.</u> Значение напряжения ЭСР является критическим для ПО МК и выявлены нарушения. Прекращение эксперимента с обозначением значения напряжения <u>В случае анализа электрических параметров МК:</u> <u>Нет.</u> Значение напряжения ЭСР не является критическим. Электрические параметры МК остались без изменений. Выполнение дальнейших операций. <u>Да.</u> Значение напряжения ЭСР является критическим для МК. Выявлены ухудшения или отказ МК. Прекращение эксперимента с обозначением значения воздействующего напряжения
6	Сверка ПО, установленного во <i>flash</i> -память МК, с эталонным после контактного воздействия ЭСР. <u>Нет.</u> В ПО МК не выявлены нарушения. Осуществить дальнейшее ступенчатое увеличение напряжения ЭСР по п.5. <u>Да.</u> В ПО МК выявлены нарушения. В случае необходимости стоит прекратить дальнейшее исследование с обозначением полученного напряжения как опасного для ПО МК
7	Измерение электрических параметров МК после контактного воздействия ЭСР. <u>Нет.</u> В партии не обнаружен ни один МК не соответствующий техническим характеристикам исследуемых МК. Необходимо осуществить дальнейшее ступенчатое повышение напряжения ЭСР по п.5. <u>Да.</u> В партии обнаружен хотя бы один МК не соответствующий техническим характеристикам исследуемых МК. Необходимо прекратить дальнейшее исследование с обозначением полученного напряжения как критического для исследуемого типа МК
Конец	Конец проведения исследования

Рисунок 1 – Алгоритм испытания МК на чувствительность к ЭСР

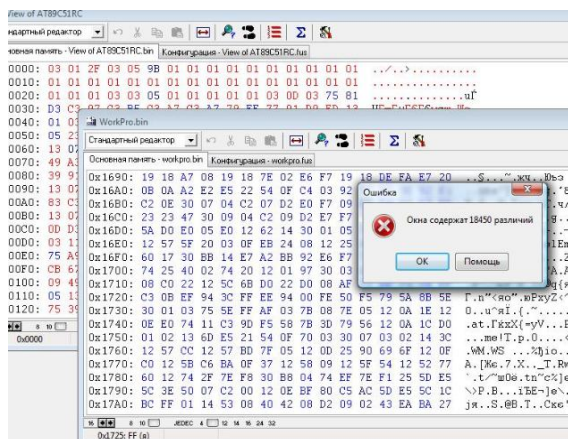


Рисунок 3 – Ошибка, выявленная при сравнении эталонного ПО с ПО, установленным во flash-память МК, после воздействия ЭСР напряжением 6,4 кВ

После подачи напряжения питания на 1-й МК 5-й выборки и все МК 6-й выборки с помощью цифрового пирометра Mastech MS6530 было выявлено постепенное повышение температуры, которая в течение 7 ÷ 9 мин поднялась с 30 до 78 °С. По прошествии 10 мин с МК нельзя было снять осциллограммы, что говорит о полной утрате работоспособности.

При выявлении причин каждого отказа, при испытании МК на чувствительность к ЭСР учитывалась возможность разрушения разрядным импульсом отдельных элементов их конструкции. Можно предположить, что отказ 1-го МК 5-й выборки обусловлен наличием технологических дефектов в структуре или конструкции МК. Отказы всех МК 6-й выборки обусловлены воздействием критического значения напряжения для данного типа МК.

Математическая модель расчета результатов. Предложим следующие различные математические выражения:

$$V^k T = A, \quad (1)$$

$$(V - V_0)^k T = A, \quad (2)$$

$$V = V_0 - N \log \frac{T}{T_0}. \quad (3)$$

где V и T соответственно – подаваемое напряжение и продолжительность его воздействия; V_0 и T_0 – пара частных величин; A , k и N – постоянные, свойственные испытуемым МК.

Представим математическое выражение (1) в логарифмической форме:

$$k \log V + \log T = \log A. \quad (4)$$

Графически его можно представить в логарифмических координатах в виде прямой линии.

Этот метод применим тогда, когда k (кру-

тизна кривой электрической устойчивости на логарифмическом графике) приблизительно установлена по результатам предшествующих испытаний или испытаний на электрическую устойчивость, полученных до достижения медианного времени до пробоя. Конечные точки для более прочных образцов или другой не испытанной группы аналогичных образцов можно определить по этому методу ступенчатым повышением напряжения.

С учетом допущений, изложенных выше, напряжение $V' = aV$, поданное за время T' , отнимает от срока службы МК часть, эквивалентную подаче напряжения V за время T :

$$T'' = \frac{1}{a^k} T. \quad (5)$$

При выборе $a = \sqrt[k]{2}$ подача напряжения V_i за время T_i эквивалентно подаче напряжения aV_i за время $T_i/2$. При использовании n образцов напряжение подают ступенями в геометрической прогрессии $V_0, aV_0, \dots, a^p V_0$ для времени $T_0, T_1, \dots, T_p$ на все образцы.

Если испытуемый образец пробит при напряжении $a^p V_0$, общее время T_a , эквивалентное этому напряжению, составит:

$$T_a = \frac{T_0}{2^p} + \frac{T}{2^{p-1}} + \dots + \frac{T_{p-1}}{2} + T_p. \quad (6)$$

Тогда срок службы рассматриваемого МК при напряжении $a^p V$ будет T_a и в соответствии с уравнением (1) можно принять, что при любом напряжении V срок службы будет T , если:

$$V^k T = (a^p V_0)^k T_a. \quad (7)$$

При использовании n образцов каждому соответствует пара значений:

$$(a^p V_0)_i; T_{ai} \text{ при } i = 1 \text{ до } n. \quad (8)$$

Предположим, что это время T_m . Для каждого образца с помощью уравнения (4) будет вычислено напряжение, соответствующее этому сроку службы, что даст n напряжений V_{mi} , соответствующих сроку службы T_m . Из этих n значений напряжения вычисляют среднее напряжение для группы образцов:

$$V_m = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n V_{mi}. \quad (9)$$

Вычислим также элементы, относящиеся к разбросу, например соответствующее стандартное отклонение;

$$S = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (V_{mi} - V_m)^2}{n-1}}. \quad (10)$$

Если допущения, данные в 1, точны, то

четыре точки размещаются на одной линии или более точно можно провести прямую линию в доверительных пределах при 95 % средних

значений напряжения, а крутизна этой прямой с логарифмическими координатами соответствует коэффициенту k формулы (1).

Таблица 1 – Комбинация контактных выводов МК и выявление отказов после воздействия ЭСР

№ выборки	№ МК	Комбинация контактных выводов МК	Испытательное напряжение ЭСР со знаком «±», кВ					
			6,0	6,1	6,2	6,3	6,4	6,5
1 – 3	1	(Port 0; Port 1; Port 2; Port 3) – GND	–					
	2	(RST; XTAL1; XTAL2) – GND	–					
	3	(ALE/PROG; PSEN; EA/VPP) – GND	–					
4	1	(Port 0; Port 1; Port 2; Port 3) – GND				+		
	2	(RST; XTAL1; XTAL2) – GND				–		
	3	(ALE/PROG; PSEN; EA/VPP) – GND				–		
5	1	(Port 0; Port 1; Port 2; Port 3) – GND					~	
	2	(RST; XTAL1; XTAL2) – GND					+	
	3	(ALE/PROG; PSEN; EA/VPP) – GND					+	
6	1	(Port 0; Port 1; Port 2; Port 3) – GND						~
	2	(RST; XTAL1; XTAL2) – GND						~
	3	(ALE/PROG; PSEN; EA/VPP) – GND						~
Примечание: «-» - нет нарушений в программном обеспечении; «+» - есть нарушения в программном обеспечении; «~» - полная утрата работоспособности МК								

Заключение. В результате проведенных экспериментальных исследований:

а) экспериментально проверено воздействие ЭСР на *flash*-память МК типа AT89C51RC в соответствии с разработанной методикой;

б) установлено, что накопленный заряд статического электричества, равный 6,4 кВ, приведет к повреждению 94 % информации хранящейся, во *flash*-памяти МК;

в) выявлено, что заряд статического электричества, равный 6,5 кВ, приведет к повреждению 100 % МК.

Полученные результаты полностью подтверждают значения, приведенные в [11], что говорит о том, что данная методика верна. Рекомендация к использованию данной методики основана на том, что при минимизации материальных затрат можно получить результаты не уступающие тем, что и на более дорогостоящих установках.

Предложенная методика проведения испытаний *flash*-памяти МК на чувствительность к ЭСР позволяет упростить процедуру существующих испытаний и сократить материальные затраты на проведение эксперимента.

Библиографический список

1. Горлов М.И., Строгонов А.В. Воздействие электростатических разрядов на полупроводниковые

изделия. Часть 1 // ChipNews. 2001. № 1.

2. СТБ МЭК 61000-4-2-2006 Электромагнитная совместимость Часть 4-2. Методы испытаний и измерения. Испытания на устойчивость к электростатическим разрядам.

3. Гизатуллин З.М. Воздействие электростатического разряда на функционирование цифровых элементов печатных плат электронных средств : автореферат дис. ... кандидата технических наук : 05.13.05 / Казан. гос. техн. ун-т им. А.Н. Туполева Казань, 2004 16 с. : 9 04-9/2809-6 9 04-9/2810-X

4. Лёб Л. Статическая электризация, перевод с английского, М. – Л., Госэнергоиздат, 1963, 408 с. с черт.

5. IEC 61000-4-2:2008 Electromagnetic compatibility (EMC). Part 4-2: Testing and measurement techniques. Electrostatic discharge immunity test.

6. Горлов М.И. Электростатические заряды в электронике / М.И. Горлов, А.В. Емельянов, В.И. Плебанович. – Мн.: Бел. наука, 2006. – 295 с.

7. Каверзнев В.А. и др. Статическое электричество в полупроводниковой промышленности. М.: Энергия, 1975.

8. Джоветт Ч.Е. Статическое электричество в электронике: пер. с англ. – М.: Энергия, 1980. – 136 с., ил.

9. ОСТ 11 073.013 – 2008 Микросхемы интегральные. Методы испытаний. Методы электрических испытаний. Часть 7

10. Datasheet AT89C51RC [Электронный ресурс]. – 2009. – Режим доступа: <http://www.datasheet.ru>

11. Бродин В.Б., Калинин А.В. Системы на микроконтроллерах и БИС программируемой логики – М.: Издательство ЭКОМ, 2002.—400 с: илл.

12. ГОСТ 27.310-95 Надежность в технике. Анализ видов, последствий и критичности отказов. Основные положения.

13. THERMO SCIENTIFIC SYSTEM 700 Паспорт

установки тестирования на воздействие электростатического разряда

14. Стенд для испытаний интегральных схем на чувствительность к разряду статического электричества (УИСЭ-10) [Электронный ресурс]. – 2010. – Режим доступа: <http://www.ruselectronics.ru>.

УДК 004.627

И.В. Косткин, В.А. Пушкин, А.А. Лоцманов, И.Д. Корсуков

АЛГОРИТМ УЛУЧШЕНИЯ КАЧЕСТВА ПОДВОДНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Проанализировано влияние различных искажающих факторов на формирование подводных видеоизображений. Обоснована математическая модель формирования подводных видеоданных, учитывающая различные мешающие воздействия. На основе данной модели разработан программный алгоритм предобработки подводных изображений, который позволил увеличить видимую дальность съемки в 3...4 раза при работе с видеопотоком в режиме реального времени.

Ключевые слова: алгоритм обработки изображений, модель формирования подводных изображений, вейвлет фильтрация, гомоморфная фильтрация, анизотропная фильтрация.

Введение. В связи с бурным развитием подводных роботизированных комплексов появляется потребность в разработке качественных алгоритмов обработки видеопоследовательностей, полученных в водной среде рек, морей и океанов [1].

Основная проблема обработки подводных изображений вызвана значительным ослаблением света, что уменьшает дальность видимости до 20 метров в чистой воде и до 5 метров в мутной. Ослабление объясняется поглощением и рассеиванием, как в самой воде, так и в растворенных в ней органическими веществами и малыми взвешенными частицами.

В современных системах обработки подводных видеоизображений для борьбы со специфическими искажениями используются дополнительные аппаратные средства, в частности лазерная подсветка, применение поляризационных линз, внешняя подсветка объекта съемки и другие [2,3]. Подобные подходы приводят к увеличению массогабаритных показателей, повышенному энергопотреблению и росту стоимости аппаратуры для подводной видеосъемки в реальном масштабе времени.

Целью данной работы является разработка полностью программного алгоритма улучшения качества подводных изображений в режиме реального времени без использования допол-

нительных аппаратных средств фототехники.

Негативные факторы, характерные для подводной видеосъемки [1,3]:

- быстрое затухание света, которое требует применения специальных аппаратных источников освещения; при этом искусственное освещение сцены неоднородно и приводит к яркому пятну в центре изображения, в свою очередь окрестность остаётся плохо освещенной;

- преобладание синей и зеленой цветовых компонент в необработанных подводных видеоизображениях, которое происходит из-за того, что красная компонента сильно поглощается средой и фиксируется только на расстоянии менее одного метра;

- усиление эффектов затухания и поглощения, которые происходят из-за неоднородности типа и концентрации взвешенных частиц, что приводит к размытию изображения (прямое рассеивание), искажению цвета, а также к появлению ярких артефактов, известных под названием «морской снег»;

- искажение контраста изображения, которое происходит из-за нестабильности оптических свойств подводной среды.

Особенности формирования подводных изображений, учтенные при разработке алгоритма, представлены на рисунке 1.

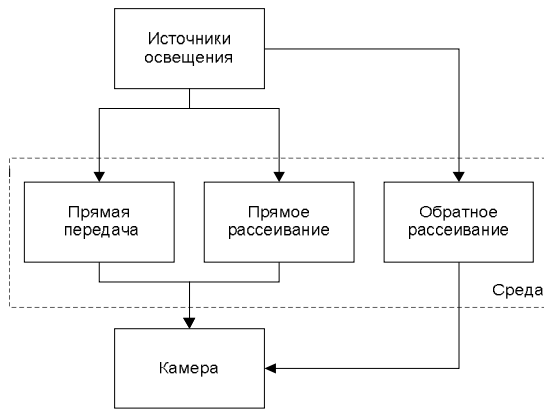


Рисунок 1 - Схема формирования подводных изображений

Для подводных изображений характерно наличие двух условных источников освещения. Первым источником является подсветка камеры, которая ослабляется поглощением и рассеиванием в воде. Сигнал, приходящий на фоторегистрирующее устройство от данного источника, формирует исходное (искаженное) изображение. Данный сигнал состоит из двух частей: компоненты прямой передачи и компоненты прямого рассеивания [1].

Вторым источником является свет, отраженный от различных элементов, находящихся вне снимаемой сцены, и характеризуемый величиной обратного рассеивания.

Компонента прямой передачи определяется выражением [3]:

$$D(x, y, z) = L_{об}(x, y) \cdot \exp(-\eta z),$$

где x, y - координаты точки в плоскости камеры, z - расстояние до объекта, η коэффициент ослабления, а $L_{об}(x, y)$ - свет, отраженный от снимаемого объекта.

Коэффициент ослабления $\eta = \alpha + \beta$ представляет собой сумму коэффициента поглощения α и общего коэффициента рассеивания среды β . Коэффициент рассеивания β , в свою очередь, характеризует интенсивность рассеивания света в заданном направлении и описывается следующей формулой [2]:

$$\beta = 2\pi \int_0^\pi \beta(\theta) \sin(\theta) d\theta,$$

где θ угол рассеивания относительно направления распространения, а $\beta(\theta)$ угловой коэффициент рассеивания. Коэффициенты α и β зависят от длины волны λ .

Компонента прямого рассеивания представляет собой свет, рассеянный под небольшими углами относительно линии визирования камеры [2],

$$N(x, y, z) = (L_{об}(x, y) \cdot \exp(-\eta z)) \otimes g(x, y, z),$$

где $L_{об}(x, y) \cdot \exp(-\eta z)$ - компонента прямой передачи, $g(x, y, z)$ - функция рассеивания точки (ФРТ), а $\otimes$ - операция свертки. ФРТ зависит от расстояния z , причем, чем дальше от камеры находится объект, тем больше величина рассеивания.

В известных работах [1,3] обосновано несколько форм подводных ФРТ. Принимая во внимание тот факт, что данная функция зависит от различных солей, растворенных в воде, обычно используют выражения, полученные эмпирическим путем. При моделировании чаще всего используют ФРТ вида [3]:

$$g(x, y, z) = (\exp(-\gamma z) - \exp(-\eta z)) F^{-1}\{G(z)\},$$

где $G(z) = \exp(-Kz\omega)$, F^{-1} обратное преобразование Фурье, ω - пространственная частота изображения, а K и γ - эмпирические константы. Здесь $G(z)$ есть передаточная функция низкочастотного фильтра, полоса пропускания которого обратно пропорциональна расстоянию z . Данный факт выражается в увеличении пространственного размытия для удаленных объектов. Константа γ лежит в пределах $|\gamma| \leq 20$ [3].

Таким образом, в фоторегистрирующем устройстве формируются размытая и ослабленная части изображения $S(x, y, z)$. В общем виде сигнал от источника подсветки можно представить как сумму вышеописанных компонент:

$$S(x, y, z) = \exp(-\eta z)(L_{об}(x, y) + L_{об}(x, y) \otimes g(x, y, z)).$$

Тогда эффективный отраженный свет от объекта будет иметь вид:

$$L_{ос}(x, y, z) = L_{об}(x, y, z) + L_{об}(x, y) \otimes g(x, y, z)$$

а сигнал от источника подсветки представляет собой выражение:

$$S(x, y, z) = L_{ос}(x, y, z) \cdot \exp(-\eta z).$$

Обратное рассеивание. Влияние компоненты интенсивности света обратного рассеивания будет описываться следующим выражением [3]:

$$B(\bar{r}) = \int_0^{l_k} \beta(\theta) I_{uc}(\bar{r}) \exp(-\eta l_k) \times [1 - f/(l_k + l_0)]^2 dl \quad (1)$$

где $I_{uc}(\bar{r})$ - интенсивность света от источника вне сцены, f - фокусное расстояние камеры, а l_0 -

расстояние между линзой и оправой, защищающей камеру от воды, $\bar{r}(\theta)$ - направление освещения. Выражение (1) позволяет рассчитать ослабления освещенности объекта расположенного на расстоянии l_k от камеры. С учетом типичных диапазонов значений [3]: $\eta^{-1} \in [3\text{м}...1\text{м}]$, $f \in [20\text{мм}...50\text{мм}]$, $f \in [20\text{мм}...50\text{мм}]$ и ввода коэффициента $k(f)$, параметризованного относительно фокусного расстояния, можно с точностью до 99 % [3] представить выражение (1) в виде:

$$B(\bar{r}) \approx k(f)\beta(\theta)I_{uc}(\bar{r}) \int_0^{l_k} \exp(-\eta l_k) dl \approx \\ \approx B_{\infty}(\bar{r})(1 - \exp(-\eta l_k)),$$

где $B_{\infty}(\bar{r}) = k(f)I_{uc}(\bar{r})\beta(\theta)/\eta$.

Суммируя вклад всех источников по всем направлениям распространения $\bar{r}(\theta)$, близким к линии визирования, получаем выражение для общего обратного рассеивания в виде:

$$B(l_k) = \int B(\bar{r})d\bar{r} = B_{\infty}(1 - \exp(-\eta l_k)),$$

где $B_{\infty} = \int_r B_{\infty}(\bar{r})d\bar{r}$ - есть скалярная величина.

Модель искажения подводных изображений. В общем виде с учетом вышеизложенных эффектов модель искажения подводных изображений будет определяться следующим выражением:

$$I_{об}(x, y, z) = S(x, y, z) + B(z) = \exp(-\eta z) \times \\ \times [L_{об}(x, y) + L_{об}(x, y) \otimes g(x, y, z)] + B(z), \quad (2)$$

где $I_{об}$ - изображение, фиксируемое камерой, а $B(z)$ характеризует аддитивную составляющую искажений подводных изображений и проявляется в виде муарового эффекта [5], а величина в скобках [...] представляет собой мультипликативные искажения в спектральной области.

Следует также отметить, что любое подводное изображение подвержено довольно сильным искажениям цвета и контраста, которые вызваны поглощением красной цветовой компоненты средой. Данные искажения будут воздействовать непосредственно на отражаемый от объекта цвет:

$$L_{об}(x, y, z) = L_{ucx}(x, y, z)(1 + \mu_{abc}(x, y)),$$

где $\mu_{abc}(x, y)$ - искажение цвета и контраста [3].

Метод программной предобработки подводных изображений, проводимой с целью улучшения качества, основан на неоднородной кор-

рекции цвета и освещения [4]. В известных работах [1,3,5] описано довольно много способов борьбы с вышеописанными эффектами в подводных изображениях, но почти все они целиком или частично являются аппаратными, в частности, применяются такие методы, как лазерная подсветка изображения, использование поляризационных линз, внешняя подсветка объекта съемки и другие.

В работе предлагается полностью программный алгоритм устранения подводных искажений и улучшения качества изображений. Данный подход не требует предварительной калибровки, работая одинаково эффективно с изображениями, полученными на глубинах от 30 до 100 метров. С учетом, описанной модели искажений подводных изображений (2) предложено проводить обработку в следующем порядке. Вначале необходимо удалить аддитивную компоненту муарового эффекта $B(z)$, который проявляется в виде узора, возникающего при наложении двух периодических сетчатых рисунков. Данный этап является очень важной частью алгоритма, т.к. его отсутствие приводит к неэффективности дальнейшей фильтрации. После этого производится удаление мультипликативной компоненты прямого рассеивания $g(x, y, z)$, которая описывает фактор неравномерности освещения в полученном изображении. Данная компонента изменяется сравнительно медленно, следовательно, для её устранения целесообразно проводить гомоморфную фильтрацию в частотной области. В работах [7,8] показано, что для полного устранения мультипликативных искажений частотной области необходимо дополнительно осуществлять вейвлет и анизотропную фильтрацию подводных видеоданных, после чего требуется проводить коррекцию цвета для уменьшения влияния искажения $\mu_{abc}(x, y)$.

В целом, разработанный алгоритм состоит из следующих этапов.

1. Удаление муарового эффекта.
2. Симметричное расширение изображения.
3. Преобразование из цветового пространства RGB в пространство YUV.
4. Гомоморфная фильтрация.
5. Вейвлет фильтрация.
6. Анизотропная фильтрация.
7. Растяжение контрастности.
8. Обратное преобразование из цветового пространства YUV в пространство RGB.
9. Выравнивание цвета.

Рассмотрим особенности каждого шага предложенной последовательности более подробно.

Удаление потенциального муарового эффекта. Для удаления этого эффекта применяются методы на основе спектрального анализа, поскольку муар представляет собой ярко выраженные пики в частотной области [5]. Для этого осуществляется:

- выделение полосы низких частот защищенной от изменения. При этом исходя из предположения, что муар является горизонтальной периодической структурой [5], можно сделать вывод, что аддитивная муаровая составляющая обратного рассеивания $B(z)$ будет проявляться в виде пиков в спектре изображения. Зададим диапазон защищенных частот $\pm\Omega$, для которых спектр при преобразовании будет оставаться неизменным. Оптимальное значение $\pm\Omega$ определяется экспериментальным путем;

- создание поля детектирования [5]:

$$H_{det}(\omega) = \begin{cases} 1, & (|F_m(\omega)| > \varepsilon \Delta) \wedge (|\omega| > \Omega), \\ 0, & \end{cases}$$

где $F_m(\omega)$ - амплитуда спектральной составляющей на частоте ω , а параметр Δ рассчитывается исходя из выражения [5]:

$$\Delta = (\max |F_m(\omega)| + \min |F_m(\omega)|) / 2; \quad (3)$$

- замена спектральных компонент на частотах, выбранных согласно выражению (3), медианным значением спектра в защищенном диапазоне.

Для работы рассмотренного алгоритма были дополнительно оптимизированы следующие параметры фильтрации: ε , Δ , $\pm\Omega$.

Симметричное расширение изображения путем зеркального отражения его элементов таким образом, чтобы размеры изображения были кратны 2^n , $n = 1, 2, \dots$. Это требуется для использования быстрого преобразования Фурье и быстрых алгоритмов вейвлет обработки. Симметричное расширение изображения имеет вид:

$$O_I(x_m, y_m) = O_I(x_i, y_j) \cup O_{sim}(x_i, y_j),$$

где $O_{sim}(x_i, y_j) = O_I(x_{2M-m} \dots x_M, y_{2N-m} \dots y_N)$ - зеркально отражаемая часть изображения, $m = 2^c$, $c = 1, 2, \dots$, $i = \overline{1, M}$, $j = \overline{1, N}$ и M, N - соответственно количество строк и столбцов изображения.

Преобразование изображения из цветового пространства RGB в пространство YUV необходимо, так как цветовое пространство YUV, в отличие от RGB, позволяет работать только с каналом освещенности, Y не затрагивая цветовые каналы U и V. Данное преобразование описывается следующими выражениями [6]:

$$\begin{cases} Y = 0,299 \cdot R + 0,587 \cdot G + 0,114 \cdot B, \\ U = -0,14713 \cdot R - 0,28886 \cdot G + 0,436 \cdot B, \\ V = 0,615 \cdot R - 0,51499 \cdot G - 0,10001 \cdot B. \end{cases}$$

Гомоморфная фильтрация используется для устранения мультипликативных искажений освещения в спектральной области [6]. Согласно модели формирования подводных искажений, изображение после удаления муарового эффекта имеет вид:

$$f(x, y, z) = L_{об}(x, y) + L_{об}(x, y) \otimes g(x, y, z), \quad (4)$$

Применим к выражению (4) преобразование Фурье:

$$\begin{aligned} F_\phi(\omega_x, \omega_y) &= L^F_{об}(\omega_x, \omega_y) + \\ &+ L^F_{об}(\omega_x, \omega_y) \cdot G(\omega_x, \omega_y) = \\ &= L^F_{об}(\omega_x, \omega_y)(1 + G(\omega_x, \omega_y)), \end{aligned}$$

где ω_x, ω_y - пространственные частоты изображения, $F_\phi(\omega_x, \omega_y)$ - Фурье спектр $f(x, y, z)$, $L^F_{об}(\omega_x, \omega_y)$ - Фурье спектр $L_{об}(x, y)$ и $G(\omega_x, \omega_y)$ - Фурье спектр от ФРТ $g(x, y, z)$.

Далее прологарифмируем полученный результат для перехода от мультипликативной составляющей искажений прямого рассеивания к аддитивной:

$$\begin{aligned} \ln(F_\phi(\omega_x, \omega_y)) &= \ln(L^F_{об}(\omega_x, \omega_y)) + \\ &+ \ln(1 + G(\omega_x, \omega_y)). \end{aligned}$$

После чего проведем высокочастотную фильтрацию. В работе предложено использовать фильтр с частотной характеристикой следующего вида:

$$H(\omega_x, \omega_y) = (a_H - a_L)(1 - \exp(-\frac{(\omega_x^2 + \omega_y^2)}{a_L 2s_w^2})) + a_L,$$

где коэффициенты a_H, a_L и s_w были оптимизированы в ходе экспериментальных исследований. Далее необходимо произвести обратное преобразование Фурье и экспоненцирование результата [6].

Удаление шума с использованием вейвлет пакетного разложения дополняет и улучшает качество работы гомоморфной фильтрации. Данный метод позволяет добиться лучших результатов по сравнению с другими способами удаления шумов. В работе использовался вейвлет-базис Фаррасса [7]. Коэффициенты высокочастотного фильтра g_+ задавались следующим образом:

$$g_+ = \begin{cases} 0, & g < 0, \\ g, & g \geq 0. \end{cases}$$

- Произведем оценку дисперсии шума для каждого набора ВЧ-коэффициентов изображения y_i [6]:

$$\sigma_n^2 = \text{med}(|y_i|)/0,6746,$$

где med - медианное значение.

- Вычислим среднеквадратическое отклонение сигнала u для каждого набора ВЧ-коэффициентов каждого уровня вейвлет пакетного разложения [6]:

$$\nu = \sqrt{(\sigma_y^2 - \sigma_x^2)},$$

где $\sigma_y^2 = 1/L \cdot \sum_{y_i \in Q(\tau)} y_i^2$, а L - размер окрестности $Q(t)$.

- Произведем поправку шумовых вейвлет коэффициентов согласно выражению [6]:

$$y_{i_{\text{кор}}} = \frac{\sqrt{y_i^2 + y_{i+1}^2} - \sqrt{3}\sigma_n/\nu}{\sqrt{y_i^2 + y_{i+1}^2}} \cdot y_i,$$

причем y_{i+1} - коэффициент-родитель, а y_i - коэффициент-потомок.

- Осуществим обратное многоступенчатое вейвлет-преобразование для восстановления изображения.

Анизотропная фильтрация. Данный вид фильтрации позволяет сгладить изображения в неоднородных областях, но при этом сохраняет и даже усиливает пиксели, находящиеся вблизи границ изображения [8]. Для анизотропной фильтрации предложено использовать алгоритм «Перона и Малик» [8]. Анизотропная фильтрация обычно используется до тех пор, пока результат не будет удовлетворительным по субъективным критериям качества изображения. Однако в данном алгоритме используется заранее выбранное количество итераций для сокращения времени расчета. Один цикл прохода алгоритма для каждого пикселя можно представить как:

- вычисление разницы $\Delta_C, \Delta_{IO}, \Delta_3, \Delta_B$ между соседними пикселями $I_{i,j}$, а также коэффициента рассеивания осуществляется в четырех направлениях: $C_{C_{i,j}}, C_{IO_{i,j}}, C_{3_{i,j}}, C_{B_{i,j}}$ соответственно. Существуют различные методы вычисления данных коэффициентов [8], но наиболее простым из них является следующий:

$$\begin{aligned} \Delta_C I_{i,j} &= \Delta_C I_{i-1,j} - I_{i,j}, & C_{C_{i,j}} &= U(|\Delta_C I_{i,j}|), \\ \Delta_{IO} I_{i,j} &= \Delta_{IO} I_{i+1,j} - I_{i,j}, & C_{IO_{i,j}} &= U(|\Delta_{IO} I_{i,j}|), \\ \Delta_B I_{i,j} &= \Delta_B I_{i,j+1} - I_{i,j}, & C_{B_{i,j}} &= U(|\Delta_B I_{i,j}|), \\ \Delta_3 I_{i,j} &= \Delta_3 I_{i,j+1} - I_{i,j}, & C_{3_{i,j}} &= U(|\Delta_3 I_{i,j}|), \end{aligned}$$

где функция U определяется как:

$U(\Delta I) = \exp(-(\|\Delta I / E\|^2))$, а значение E было оптимизировано в ходе имитационного моделирования;

- модификация значений пикселей $I_{i,j}$ по следующей формуле [9]:

$$I_{i,j_{\text{кор}}} = I_{i,j} + p[C_C \Delta_C I + C_{IO} \Delta_{IO} I + C_3 \Delta_3 I + C_B \Delta_B I],$$

где $0 \leq p \leq 0.25$.

Растяжение контрастности. Этот метод улучшения качества изображения основан на расширении диапазона значений интенсивности до желаемого [10]. Полный диапазон значений интенсивности пикселей $I_{i,j}$ определяется исходя из следующего соотношения:

$$I_{i,j} = \begin{cases} \frac{I_{i,j} - \min_I}{\max_I - \min_I}, & 0 < I_{i,j} < 1, \\ 0, & 0 > I_{i,j}, \\ 1, & 1 < I_{i,j}. \end{cases}$$

где $\min_I$ и $\max_I$ минимальное и максимальное значения компоненты яркости I .

Обратное преобразование изображения из пространства YUV в пространство RGB необходимо для дальнейшей работы со всеми цветовыми компонентами и осуществляется согласно следующим выражениям [6]:

$$\begin{cases} R = Y + 1,13983 \cdot V, \\ G = Y - 0,39465 \cdot U - 0,58060 \cdot V, \\ B = Y + 2,03211 \cdot U. \end{cases}$$

Выравнивание цвета – дополняет шаг растяжение контрастности, при этом осуществляется преобразование всех трех цветовых компонент RGB, требуется для улучшения цветопередачи в исходном изображении. Редко можно встретить подводные изображения, в которых цветовые каналы корректно сбалансированы. На этом шаге подавляется доминирующая компонента цвета, и усредняются все цветовые каналы пространства RGB. Выравнивание цвета так же улучшает восприятие изображения. В работе предложено использовать следующий метод [8]:

- определение минимума и максимума по каждому из каналов $R_{\min}, R_{\max}, G_{\min}, G_{\max}, B_{\min}, B_{\max}$.

- преобразование цветовых каналов [6]:

$$R_{из} = (R - R_{min}) \cdot \frac{255}{R_{max} - R_{min}};$$

$$G_{из} = (G - G_{min}) \cdot \frac{255}{G_{max} - G_{min}};$$

$$B_{из} = (B - B_{min}) \cdot \frac{255}{B_{max} - B_{min}}.$$

Экспериментальные исследования предложенного алгоритма улучшения качества подводных видеоданных проводились на цветных 8-ми битных видеоизображениях размером 480x360 пикселей, с частотой 25 кадров в секунду, полученных на глубинах от 30 до 150 м. Кроме того, для анализа подводных изображений была использована модель «Макглаймери» [3] при гауссовском шуме как аддитивной составляющей, а также сужение цветового диапазона гистограммным методом [6]. В ходе имитационного моделирования были подобраны оптимальные параметры фильтрации: ε , Δ , α_H , α_L , σ_ω и E . Жесткое задание параметров фильтрации позволило значительно увеличить скорость работы алгоритма.

Данный алгоритм был протестирован на современном ПК с частотой процессора 3,3 ГГц. На рисунке 2 представлены результаты работы предложенного алгоритма улучшения качества подводных видеоизображений.

Тестирование показало, что алгоритм позволяет увеличивать дальность видимости в 3...4 раза и при этом работает с видеопотоком в режиме реального времени. Сравнение рисунков 2, А и 2, Б показывает, что обработанное изображение обладает большей четкостью.

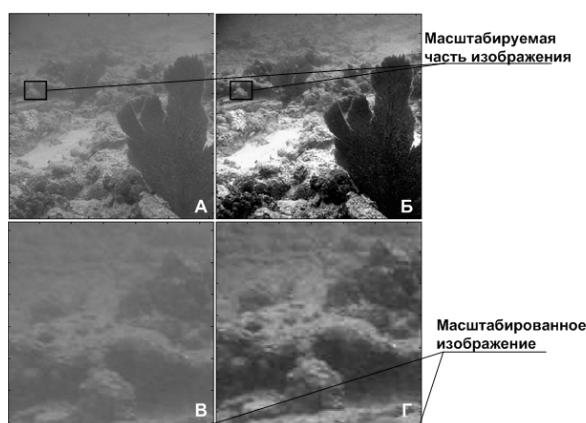


Рисунок 2: А – исходное изображение,
Б – изображение после обработки,
В – увеличенный фрагмент исходного изображения,

Г – увеличенный фрагмент изображения после обработки

Кроме того, анализируя увеличенные фрагменты изображений на рисунках 2, В и 2, Г мож-

но сделать вывод, что после обработки становятся видны мелкие детали изображения, дальность визуального распознавания небольших объектов существенно увеличивается. Субъективная оценка качества по ГОСТ 26320-84 показала, что разработанный алгоритм обработки позволяет увеличить качество подводных видеоизображений с 3 до 5 баллов (по пятибалльной шкале).

Выводы. Таким образом, была обоснована модель формирования искажений подводных видеоданных (2). На основе данной модели был разработан полностью программный алгоритм предобработки подводных изображений, состоящий из строго определенной последовательности действий, с оптимизированными параметрами применяемых фильтров.

Данный алгоритм был протестирован на натуральных и синтезированных подводных изображениях, показав увеличение дальности визуального распознавания небольших объектов в 3...4 раза по сравнению с исходным изображением. Кроме того, алгоритм является полностью автоматическим и не требует какой-либо калибровки в процессе работы.

Работа выполнена в рамках реализации ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России» на 2007-2013 годы (ГК 07.514.11.4083).

Библиографический список

1. R. Garcia, T. Nicosevici, X. Cufi. On the way to solve lighting problems in underwater imaging// IEEE OCEAN 02, October 2002. 1018-1024 pp.
2. Z. Liu, Y. Yu, K. Zhang, H. Huang. Underwater image transmission and blurred image restoration // SPIE Journal of optical Engineering, June 2001. Vol. 40(6). 1125-1131 pp.
3. B.L. McGlamery. A computer model for underwater camera system // Proc. SPIE, 1979. 221-231 pp.
4. E. H. Adelson. Lightness perception and lightness illusions // The New Cognitive Neurisciences. Cambridge: MIT, 2000. 201-247 pp.
5. D. N. Sidorov, ANil C. Kokaram. Suppression of moir'e patterns via spectral analysis // Proceedings of SPIE in VisualCommunications and Image Processing, January 2002. 475-493 pp.
6. Гонсалес Р. Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005. - 1072 с.
7. A. Farras Abdelmour, Ivan W. Selesnick. Symmetric Nearly Orthogonal, and Orthogonal Nearly Symmetric Wavelets // Research Report, February 2003. 331-374 pp.
8. P. Perona, J.Malik. Scale space and edge detection using anisotropic diffusion // IEEE Trans on Pattern Analysis and Machine Intelligence, July 1990. 629-639 pp.

9. *Catipovic J.* Performance Limitation in Underwater Acoustic Telemetry // IEEE J. Oceanic Eng., July 1990. 205-216 pp.

10. *Ahlen J.* Color correction of underwater images using spectral data. Thesis. Uppsala University: Centre for Image Analysis. 2005. 114 – 123 pp.