

АЛГОРИТМ НУЛЕВОГО ЛИСТА В ЗАДАЧЕ ПОДАВЛЕНИЯ ИНТЕРФЕРЕНЦИОННЫХ ШУМОВ НА ИЗОБРАЖЕНИЯХ

Буцких В.А.

На сегодняшний день существует ряд измерительных устройств, в основе работы которых лежат те или иные методы обработки изображений. Примером подобных устройств служат триангуляционные сканеры. Основной проблемой, с которой сталкиваются при обработке изображений, полученных с этих устройств, является компенсация интерференционных искажений. Данный тип искажений ведет к резкому возрастанию погрешности измерений. Для борьбы с этим негативным явлением предлагается использовать методы слепой обработки, в частности алгоритм нулевого листа.

Ключевые слова: интерференционный шум, компаньонная матрица, ряд Тейлора, преобразование Фурье, факторизация полинома.

Введение

В основе многих современных измерительных приборов, применяемых в промышленности, лежат алгоритмы обработки изображений. Ярким примером такого устройства может служить лазерный триангуляционный сканер, измеряющий профиль объекта. Основной вклад в погрешность данного устройства вносит интерференционный шум. Данный шум носит мультипликативный характер. Добиться его полной компенсации классическими методами фильтрации затруднительно [2], так как наличие этого шума определяется профилем измеряемой поверхности, а также ее шероховатостью. Для компенсации интерференционного шума предлагается использовать методы слепой обработки, не требующие априорной информации о фильтруемом сигнале. При этом получаемое изображение на матрице рассматривается как двумерный скалярный сигнал.

Возможности слепой идентификации скалярных двумерных сигналов несколько шире, чем одномерных, что исторически привело к более интенсивному внедрению методов слепой обработки в данном случае. Хорошо известно, например, что ковариационные функции стационарного процесса на выходе линейной системы не содержат информации о фазе ее передаточной функции и слепая идентификация сигнала по модулю передаточной функции возможна только для узкого класса систем с минимальной фазой. Для дискретных случайных полей это, вообще говоря, не так. Это означает, что для двумерных дискрет-

ных сигналов возможности восстановления фазы по модулю передаточной функции значительно шире [4]. Объяснение этому факту заключается в том, что в кольце полиномов от двух и более переменных над полем комплексных чисел существует достаточно мощное множество неприводимых полиномов в отличие от кольца полиномов от одной переменной, где, как известно, не существует неприводимых полиномов, степень которых больше единицы. Поэтому если двумерный дискретный сигнал имеет z -преобразование, неразложимое на более простые множители, то, очевидно, используя единственность факторизации многочлена на неприводимые множители, мы можем восстановить дискретный сигнал по его автокорреляции, или, что эквивалентно, по его амплитудному спектру. Данное свойство двумерных сигналов можно использовать и для решения задачи детерминированной слепой идентификации канала формирования изображения. В качестве практического алгоритма подавления интерференционных шумов в данной работе предлагается использовать алгоритм нулевого листа [1].

Группировка корней полинома

Рассмотрим двумерный сигнал (изображение), полученный на входе системы

$$g(x, y) = f(x, y) * h(x, y), \quad (1)$$

здесь $f(x, y)$ – исходный сигнал, $h(x, y)$ – функции рассеяния точек (импульсная характеристика), сквозь которые прошел исходный сигнал $f(x, y)$. Особенностью алгоритма нулевого листа является то, что он позволяет определять все функции рассеяния как неприводимые полиномы. Из теории преобразования Фурье известно, что

$$f(x, y) * h_1(x, y) * \dots * h_k(x, y) \Leftrightarrow F(\omega_x, \omega_y) H_1(\omega_x, \omega_y) \dots H_k(\omega_x, \omega_y). \quad (2)$$

В случае дискретного сигнала, которым и является исходное изображение размером $N \times M$ пикселей, получаем дискретное преобразование Фурье в виде:

$$G(k, l) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} g(m, n) e^{-j \frac{2\pi mk}{M}} e^{-j \frac{2\pi nl}{N}}. \quad (3)$$

Введя замену переменных $u = e^{-j\frac{2\pi k}{M}}$ и $v = e^{-j\frac{2\pi m}{N}}$, мы получаем полиномиальную форму представления изображения:

$$G(u, v) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} g(m, n) u^m v^n. \quad (4)$$

Проведя факторизацию полинома $G(u, v)$ и обратное дискретное преобразование Фурье, мы получаем исходное изображение $f(x, y)$. При этом следует отметить, что факторизация для данного полинома является однозначной и единственной, тем самым обеспечивая устойчивое решение [1]. Начальным этапом алгоритма нулевого листа является фиксация значения $u = u_0$, в результате чего полином $G(u_0, v)$ становится одномерным:

$$G(u_0, v) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n(u_0) v^n, \quad (5)$$

где коэффициент $a_n(u)$ определяется значением комплексного параметра u и $g(m, n)$:

$$a_n(u_0) = \sum_{m=0}^{M-1} g(m, n) u_0^m. \quad (6)$$

Коэффициенты a_n можно найти в матричном виде, а именно:

$$\begin{pmatrix} g_{0,0} & g_{0,1} & \cdots & g_{0,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{M-2,0} & g_{M-2,1} & \cdots & g_{M-2,N-2} \\ g_{M-1,0} & g_{M-1,1} & \cdots & g_{M-1,N-1} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u^0 \\ u^1 \\ \vdots \\ u^{N-1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_{N-1} \end{pmatrix}. \quad (7)$$

На следующем этапе находятся корни уравнения $v_i(u)$, $i = 1, 2, \dots, N-1$, полученного приравнованием полинома (5) к нулю при заданном параметре $u = u_0$:

$$\sum_{n=0}^{N-1} a_n(u_0) v^n = 0. \quad (8)$$

Поиск корней уравнения осуществляется с использованием компаньонной матрицы $C(v)$, определяемой как

$$C(v) = \begin{pmatrix} 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & 1 \\ -\frac{a_0}{a_{N-1}} & -\frac{a_1}{a_{N-1}} & \cdots & -\frac{a_{N-2}}{a_{N-1}} \end{pmatrix}. \quad (9)$$

При этом поиск корней уравнения сводится к решению уравнения:

$$\det(C - \gamma_i I) = 0, \quad (10)$$

где γ_i является корнем уравнения (10), а также элементом собственного вектора γ матрицы C . Перепишем выражение (4) в виде:

$$G(u, v) = F(u, v) H(u, v), \quad (11)$$

где $F(u, v)$ – исходный сигнал, $H(u, v)$ – функция размытия точек.

Введем в рассмотрение два множества S_F и S_H . Множеству S_F принадлежат все корни полинома $F(u, v)$, а множеству S_H все корни полинома $H(u, v)$ при фиксированном $u = u_0$. После того как корни относительно переменной v разнесены по соответствующим множествам S_F и S_H , производится фиксация $v = v_0$ и задача решается уже относительно переменной u , при этом получаются корни $u_i(v)$, $i = 1; 2 \dots M-1$ с разнесением по множествам T_F и T_H . Основной проблемой является то, каким образом соотнести корни уравнения к тому или иному множеству.

Рассмотрим пример группировки корней в случае фиксированного значения $u = u_0$. В качестве начального значения используем $u_0 = 1, 0$. Для фиксированного значения $v = v_0$ подход аналогичен. На рис. 1 представлен пример начального распределения корней для полинома восьмой степени.

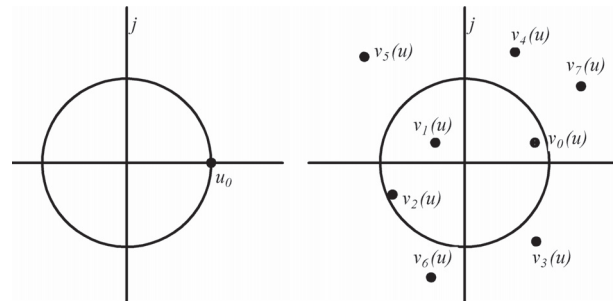


Рис. 1. Начальное распределение корней

Из полученных корней выбирается произвольная пара корней v_i и v_j с таким условием, что $i \neq j$. При этом количество таких пар равно $N(N-1)/2$. Изменением комплексного параметра добиваемся сходимости корней, то есть $v_i = v_j = \tilde{v}$. При этом комплексный параметр u принимает значение $u = \tilde{u}$, а в комплексной точке $u = \tilde{u}$ $v = \tilde{v}$ выполняется условие

$$\frac{\partial}{\partial v} G(\tilde{u}, \tilde{v}) = 0. \quad (12)$$

Распишем частную производную по переменной u выражения (11):

$$+ H(\tilde{u}, \tilde{v}) \frac{\partial}{\partial u} F(\tilde{u}, \tilde{v}), \quad (13)$$

если $v_i \in S_F$; $v_j \in S_H$ $\frac{\partial}{\partial u} G(\tilde{u}, \tilde{v}) = 0$. Тем самым данный критерий может быть использован для идентификации принадлежности корней полинома тому или иному множеству.

Проблемой, решаемой на данном этапе, является задача сведения корней. Для ее решения произведем замену переменных, положив, что u и v зависят от некоего параметра s , то есть $u = u(s)$; $v = v(s)$. Найдем производную $G[u(s), v(s)]$ по s и приравняем ее к нулю – тем самым определим зависимость $\frac{dv}{ds}$, которую используем в дальнейшем:

$$\frac{\partial G[u(s), v_i(s)]}{\partial u} \frac{du}{ds} + \frac{\partial G[u(s), v_i(s)]}{\partial v} \frac{dv_i}{ds} = 0, \quad (14)$$

$$\frac{\partial G[u(s), v_j(s)]}{\partial u} \frac{du}{ds} + \frac{\partial G[u(s), v_j(s)]}{\partial v} \frac{dv_j}{ds} = 0. \quad (15)$$

Введем новые обозначения $G_u = \frac{\partial G}{\partial u}$; $G_v = \frac{\partial G}{\partial v}$. Из выражений (14)-(15) получим

$$\frac{dv_i}{ds} = - \frac{G_u(u, v_i)}{G_v(u, v_i)} \frac{du}{ds}, \quad (16)$$

$$\frac{dv_j}{ds} = - \frac{G_u(u, v_j)}{G_v(u, v_j)} \frac{du}{ds}. \quad (17)$$

Сведение корней полинома сводится к уменьшению расстояния D между ними, которое определяется соотношением

$$D^2 = |v_i - v_j|^2 = (v_i - v_j)(v_i^* - v_j^*). \quad (18)$$

Продифференцировав (18) по переменной s , находим

$$\frac{dD^2}{ds} = 2 \operatorname{Re} \left[(v_i^* - v_j^*) \left(\frac{dv_i}{ds} - \frac{dv_j}{ds} \right) \right]. \quad (19)$$

С учетом выражений (16)-(17) получаем

$$\frac{dv_i}{ds} - \frac{dv_j}{ds} = \left[\frac{G_u(u, v_j)}{G_v(u, v_j)} - \frac{G_u(u, v_i)}{G_v(u, v_i)} \right] \frac{du}{ds}. \quad (20)$$

Перепишем выражение (19) с учетом (20), получим:

$$\frac{dD^2}{ds} = 2 \operatorname{Re} \left\{ (v_i^* - v_j^*) \left[\frac{G_u(u, v_j)}{G_v(u, v_j)} - \frac{G_u(u, v_i)}{G_v(u, v_i)} \right] \frac{du}{ds} \right\}. \quad (21)$$

Для сближения корней v_i и v_j необходимо $\frac{d}{ds} D^2 < 0$. С учетом того, что в (21) все элементы являются комплексными, можно записать

$$\rho_0 \exp(j\varphi_0) = (v_i^* - v_j^*) \left[\frac{G_u(u, v_j)}{G_v(u, v_j)} - \frac{G_u(u, v_i)}{G_v(u, v_i)} \right]; \quad (22)$$

$$\frac{du}{ds} = \left| \frac{du}{ds} \right| \exp(j\theta). \quad (23)$$

Перепишем (19) с учетом (22) и (23):

$$\frac{dD^2}{ds} = 2 \operatorname{Re} \left[\rho_0 \exp(j\varphi_0) \left| \frac{du}{ds} \right| \exp(j\theta) \right]. \quad (24)$$

Из выражения (24) видно, что $\frac{dD^2}{ds} < 0$ при $\varphi_0 + \theta = \pi$. Отсюда следует, что для сведения корней v_i и v_j параметр u надо перемещать в направлении $\theta = \pi - \varphi_0$ на величину

$$\Delta u = \left| \frac{du}{ds} \right| \exp(\pi - \varphi_0) \Delta s, \quad (25)$$

где φ_0 определяется соотношением

$$\varphi_0 = \arg \left\{ (v_i^* - v_j^*) \left[\frac{G_u(u, v_j)}{G_v(u, v_j)} - \frac{G_u(u, v_i)}{G_v(u, v_i)} \right] \right\}. \quad (26)$$

Для определения модуля перемещения комплексной величины Δu разложим вызываемую этим перемещением величину v в ряд Тейлора, ограничившись второй степенью:

$$v + \Delta v \cong v + \frac{dv}{du} \Delta u + \frac{1}{2} \frac{d^2 v}{du^2} (\Delta u)^2. \quad (27)$$

Значения $\frac{dv}{du}$ и $\frac{d^2 v}{du^2}$ определим, воспользовавшись неявной теоремой:

$$v_u = \frac{dv}{du} = - \frac{G_u(u, v)}{G_v(u, v)}; \quad (28)$$

$$v_{uu} = \frac{d^2 v}{du^2} = - \frac{1}{G_v^3(u, v)} \left[G_{uu}(u, v) G_v^2(u, v) - 2 G_{uv}(u, v) G_u(u, v) G_v(u, v) + G_{vv}(u, v) G_u^2(u, v) \right]. \quad (29)$$

Разложение в ряд Тейлора позволяет вычислить корни v_i и v_j полинома лишь однажды, на этапе получения начального распределения корней, а корни, получаемые на последующих итерациях, определять при помощи ряда Тейлора. Использование ряда Тейлора позволяет при реа-

лизации алгоритма использовать распараллеливание при сведении корней, тем самым увеличивая быстродействие алгоритма в разы. Для того чтобы определить модуль Δu , введем коэффициент k , который задает соотношение между линейной составляющей Δu и нелинейной $(\Delta u)^2$, откуда получаем неравенство:

$$\frac{\frac{1}{2}|v_{uu}| \left(|\Delta u|_{\max} \right)^2}{|v_u| |\Delta u|_{\max}} \leq k; \quad (30)$$

$$|\Delta u|_{\max} \leq 2k \frac{|v_u|}{|v_{uu}|}. \quad (31)$$

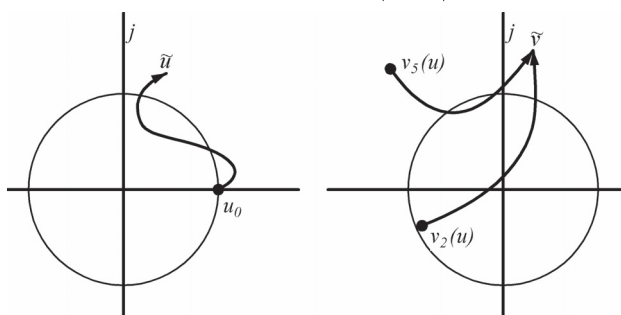


Рис. 2. Пример сведения корней

При сведении корней полной сходимости получить на практике не получается из-за наличия аддитивного шума – для устранения этой проблемы вводится минимальное расстояние между корнями $l_{\min}$: если $|v_i - v_j| < l_{\min}$, корни считаются сближенными. После того как корни сближены, то есть $v_i = v_j = \tilde{v}$ и $u = \tilde{u}$, необходимо произвести корректировку значения $\tilde{u}$ и $\tilde{v}$, воспользовавшись методом Ньютона решения системы уравнений

$$\begin{cases} G(u, v) = 0 \\ G_v(u, v) = 0 \end{cases} \quad (32)$$

После того как все корни сведены, строится матрица группировки корней S , элементы которой определяются соотношением

$$S(i, j) = |G_u(\tilde{u}, \tilde{v})|, \quad (33)$$

где i, j определяют номер соответствующих корней в начальном распределении (рисунок 1). Ниже приведен пример матрицы для полинома восьмой степени:

$$S = \begin{pmatrix} 1 & 0,12 & 0 & 0 & 0 & 0,34 & 0 & 0 \\ 0,12 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0,25 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0,22 & 0 & 0 & 0,18 & 0 \\ 0 & 0 & 0,22 & 1 & 0 & 0 & 0,16 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0,42 \\ 0,34 & 0,25 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0,18 & 0,16 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0,42 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

При наличии аддитивного шума нулевые элементы матрицы S могут отличаться от нуля. На практике данные значения составляют порядок $10^{-5} \dots 10^{-7}$, для фильтрации вводится порог $\varepsilon_{\text{пор}}$ порядка 10^{-5} и проводится пороговая обработка матрицы S в соответствии с выражением:

$$\bar{S}(i, j) = \begin{cases} 1, & S(i, j) > \varepsilon_{\text{пор}}; \\ 0, & S(i, j) \leq \varepsilon_{\text{пор}}. \end{cases} \quad (34)$$

Проведя пороговую обработку, получаем:

$$\bar{S} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}. \quad (35)$$

Из матрицы (35) видно, что имеется три группы корней:

- (1 1 0 0 0 1 0 0) – группа I;
- (0 0 1 1 0 0 1 0) – группа II;
- (0 0 0 0 1 0 0 1) – группа III.

Данный пример показывает возможность работы алгоритма, в случае если исходный сигнал прошел через несколько искажающих систем с импульсными характеристиками $H_1(u, v), H_2(u, v) \dots H_N(u, v)$. Это свойство алгоритма выделяет его на фоне остальных алгоритмов, используемых в слепой обработке.

Формирование выходного изображения

После того как сформировались группы корней, необходимо сгенерировать факторы для интересующей нас группы корней [3]. В нашем случае имеется два фактора группы i : $A_i(u, v)$ для случая множеств S_F и S_H и $B_i(u, v)$ для случая множеств T_F и T_H . Вычисление этих факторов аналогично друг другу и в случае $A_i(u, v)$ может быть записано в виде:

$$A_i(u, v) = \prod_{m=1}^{NR} [v_n - v_m(u_k)], \quad (36)$$

где $u_k = \exp(-j2\pi k / M)$,
 $k = 0; 1 \dots M-1$,
 $v_n = \exp(-j2\pi n / M); n = 0; 1 \dots N-1$;

NR – число корней в группе i ; $v_m(u_k)$ – корень m -ой группы i при $u = u_k$. Стоит отметить, что $A_i(u, v)$ и $B_i(u, v)$ по своей сути имеют размерность $M \times N$ и $N \times M$ соответственно. Интересующая нас матрица $a_{i,j}$ выходного изображения может быть найдена из системы матричных уравнений

$$\begin{cases} A_{i,j} = c_j a_{i,j}; \\ B_{i,j} = d_i a_{i,j}. \end{cases} \quad (37)$$

Систему (37) перепишем в виде

$$d_i A_{i,j} - c_j B_{i,j} = 0. \quad (38)$$

В общем случае выражение (38) можно переписать в виде:

$$\Gamma x = 0, \quad (39)$$

где

$$x = (d_1 \ d_2 \ \dots \ d_M \ c_1 \ c_2 \ \dots \ c_N)^T.$$

С учетом того что размерность матрицы Γ составляет $(M + N) \times (MN)$, прямое решение уравнения (35) представляет определенные трудности. Для его решения воспользуемся соотношением:

$$\Gamma^T \Gamma x = \lambda x, \quad (40)$$

где λ – константа, а вектор x ищется как собственный вектор матрицы получаемый в результате операции $\Gamma^T \Gamma$.

$$\Gamma = \begin{pmatrix} A_{1,1} & 0 & \dots & 0 & -B_{1,1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & A_{2,1} & \dots & 0 & -B_{2,1} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & A_{M,1} & -B_{M,1} & 0 & \dots & 0 \\ A_{1,2} & 0 & \dots & 0 & 0 & -B_{1,2} & \dots & 0 \\ 0 & A_{2,2} & \dots & 0 & 0 & -B_{2,2} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & A_{M,2} & 0 & -B_{M,2} & \dots & 0 \\ A_{1,N} & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & -B_{1,N} \\ 0 & A_{2,N} & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & -B_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & A_{M,N} & 0 & 0 & \dots & B_{M,N} \end{pmatrix}. \quad (41)$$

После того как собственный вектор найден и из него выделены интересующие нас элементы $c_1 \dots c_N$ и $d_1 \dots d_M$, выходная матрица (выходное изображение) $a_{i,j}$ ищется как произведение

$$a_{i,j} = A^{-1} c_j; \quad (42)$$

или

$$a_{i,j} = d_i^{-1} B. \quad (43)$$

На рис. 3 представлено исходное изображение с триангуляционного сканера, полученное после сканирования цилиндрического вала.

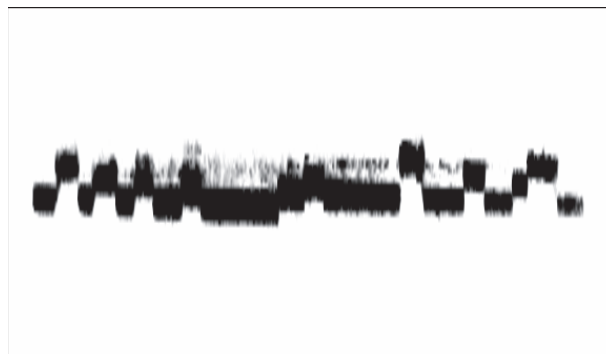


Рис. 3. Исходное изображение

После обработки данного изображения алгоритмом нулевого листа было получено изображение, показанное на рис. 4: видно, что большую часть интерференционных шумов удалось подавить. Оставшиеся искажения на изображении можно объяснить малым динамическим диапазоном матрицы и эффектом блюминга, выражающимся растеканием заряда между чувствительными фотоэлементами при их насыщении.



Рис. 4. Изображение после обработки

Заключение

В статье представлено детальное описание алгоритма нулевого листа, из которого видно, что данный алгоритм представляет непростую вычислительную задачу. По этой причине алгоритм долгое время не находил практического применения. Однако в связи с появлением процессоров с возможностью обработки информации в несколько потоков данный алгоритм может получить внедрение. В отличие от большинства существующих алгоритмов, алгоритм нулевого листа имеет возможность получить из входного сигнала не только интересующий нас сигнал, но и искажающие его составляющие.

Литература

1. Lane R. G., Bates R.H.T. Automatic multidimensional deconvolution // Journal Opt. Soc. Am. A4, 1987. – P. 180-188.
2. Bates R.H.T., Quek B.K. Some implications of zero sheets for blind deconvolution and phase retrieval // Journal Opt. Soc. Am. A 7, 1990. – P. 387-395.
3. Bones P.J., Parker C.R. Deconvolution and phase retrieval with use of zero sheets // Journal Opt. Soc. Am. A9, 1995. – P. 231-241.
4. Горячкин О.В. Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи. М.: Радио и связь, 2003 – 230 с.

ALGORITHM OF ZERO SHEET IN THE PROBLEM OF SUPPRESSION INTERFERENCE NOISE ON AN IMAGE

Butskikh V.A.

To date, a number of measurement exist of devices, based on the work which are certain methods of image processing. Examples of such devices, random-tain triangulation scanners. The main problem faced by the image processing of the obtained with these devices is to compensate for interference-discriminatory distortions. This type of distortion leads to a sharp increase in uncertainty. To combat this negative phenomenon is proposed to use methods of blind treatment, in particular algorithm zero sheet.

Keywords: interference noise, companion matrix, Taylor series, Fourier transform, factorization of the polynomial.

Буцких Виктор Александрович, аспирант Кафедры «Системы связи» Поволжского государственного университета телекоммуникаций и информатики. Тел. (8-846) 339-11-26. E-mail: brainvictor@rambler.ru

ТЕХНОЛОГИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

УДК 621.396.677

ТЕХНОЛОГИИ РЕАЛИЗАЦИИ МОДИФИЦИРОВАННОГО МЕТОДА КОМПЕНСАЦИИ ПОМЕХ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ С АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ

Миценко С.Е., Колесников В.Н., Стрекалов Ю.А., Шацкий В.В., Шацкий Н.В.

Рассмотрена возможность совмещения антенн основного и компенсационного каналов в телекоммуникационных системах связи с антенными решетками. Приведены результаты численного моделирования, на основе которых сформулированы рекомендации по выбору конфигурации и числа элементов антенной решетки компенсационного канала, совмещенной с антенной решеткой основного канала, при заданной геометрии основной антенной решетки.

Ключевые слова: антенная решетка, диаграмма направленности, компенсационный канал, метод компенсации, основной канал.

Введение

Анализ возможных направлений повышения помехоустойчивости телекоммуникационных систем связи, функционирующих в условиях преднамеренных помех, показывает, что многие

из них связаны с применяемыми в их составе антеннами, обеспечивающими решение задач пространственной, частотной и поляризационной селекции. В связи с этим повышение помехоустойчивости этих систем напрямую зависит от путей реализации методов решения этих задач. Одним из таких методов является метод компенсации помех, при использовании которого не требуется информация о пространственной ориентации помех и их временной структуре [1].

Важным элементом метода является корреляционная обработка, позволяющая определить наилучший вес компенсирующего сигнала. Это делает метод компенсации помех близким к методу адаптации, но в отличие от адаптивных антенных решеток (АР) в антеннах с компенсацией помех выделяют только два канала: основной и компенсационный, что значительно упрощает обработку. В идеальном случае для борьбы с по-