С.М. Широков, И.В. Григоров

МЕТОД ПОДАВЛЕНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ ПРИ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЛИНЕЙНЫХ ФАЗОВЫХ ФИЛЬТРОВ

ВВЕДЕНИЕ

Импульсные помехи (ИП) являются одним из основных факторов, ухудшающих качество изображений, и могут возникать как при передаче сигналов, несущих информацию об изображениях, по каналам связи (в особенности коммутируемым проводным каналам низкого качества и радиоканалам), так и непосредственно в процессе их обработки (например, вследствие ошибок декодирования) [1–3]. Если ИП носят точечный характер, их влияние удается сравнительно просто свести к минимуму путем "исправления" пораженных помехой элементов изображения с помощью интерполяции по соседним элементам [1] или медианной фильтрации [3]. При обработке одномерных сигналов на практике широко используется ограничение, бланкирование и другие подобные нелинейные операции подавления ИП [4]. Однако все эти методы становятся малоэффективными, если помеха поражает не один, а достаточно много соседних элементов, т.е. становится соизмеримой по размерам с изображением (или по длительности – с сигналом).

Для подавления таких видов ИП в принципе можно использовать методы нелинейной фильтрации по минимуму среднего квадрата отклонения (СКО), основанные на представлении сигналов и изображений марковскими моделями в пространстве состояний [5,6]. Но возможности их практической реализации весьма ограничены – как из-за отсутствия точных решений у соответствующих уравнений для апостериорных распределений и необходимости использования многочисленных и не всегда оправданных приближений, так и потому, что вопрос о применимости марковских моделей для изображений часто остается открытым [6]. Кроме того, критерий минимума СКО далеко не всегда приемлем для оценки качества изображений и других видов непрерывных сообщений, особенно, если речь идет о субъективном восприятии.

В то же время значительный прогресс, достигнутый за последние годы в технике цифровой обработки сигналов, появление процессоров и других видов СБИС с высоким быстродействием значительно расширяют возможности реализации более сложных алгоритмов обработки, чем перечисленные выше простейшие нелинейные преобразования. Один из таких алгоритмов предложен авторами в [7] и включает в себя такие операции, которые позволяют сжать импульсы помехи до точечных практически без изменения полезного сигнала, что дает возможность затем подавить их одним из известных указанных выше методов. Цель данной работы – его обобщение на двумерные сигналы (изображения и поля).

1. МОДЕЛИ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ

Импульсные помехи в каналах связи и на изображениях отличаются от других видов шумов тем, что имеют значительно меньшую длительность или размеры по сравнению с анализируемой областью одномерного или двумерного сигнала [1,8]. Как правило, их можно рассматривать как квазидетерминированные функции времени или пространственных координат, форма которых известна, а случайными являются только параметры. В зависимости от вида сигнала (модулированный сигнал в канале связи, комплексная амплитуда волнового поля, яркость точки двумерного изображения и т.п.) ИП может принимать значения на множествах комплексных, вещественных или положительных чисел. Используя, как наиболее общее, комплексное представление, можно записать выражение для ИП в виде

$$u(t_1,t_2)=\sum_k A_k \times \times q\left(t_1-t_{1k},t_2-t_{2k};\tau_{1k},\tau_{2k}\right)\exp\left(i\varphi_k\right) \quad (1)$$

где $q\ (t_1,\ t_2\ ;\ \tau_1,\ \tau_2)$ – детерминированная функция , описывающая форму огибающей ИП, A_k, t_{1k}, t_{2k}, τ_{1k}, τ_{2k}, φ_k – случайные параметры, имеющие смысл амплитуды, координат, размеров и фазы k-го импульса. Как правило, их можно считать независимыми с известными плотностями вероятностей. В рассматриваемых здесь задачах свойства последовательностей ИП в целом не существенны и алгоритмы фильтрации синтезируются с учетом характеристик отдельных импульсов. При этом начало координат можно связать с центром анализируемого импульса, так что модель одиночной ИП принимает вид

$$u(\mathbf{t},\Theta)=Aq(\mathbf{t},\tau)\exp\left(i\varphi_k\right), \quad (2)$$

где $\mathbf{t}=(t_1\ ,\ t_2)\in \boldsymbol{T}$ - вектор координат из некоторой двумерной области $\boldsymbol{T}$, $\tau_n=(\tau_1,\ \tau_2)$ и $\Theta=(\ A,\ \tau_1,\ \tau_2,\ \varphi_n\ )$ – векторы случайных параметров. В качестве простого приближения для формы ИП на изображениях можно использовать гауссовскую функцию

$$q(t,\tau)=\exp\left\{-\frac{t_1^2}{2\tau_1^2}-\frac{t_2^2}{2\tau_2^2}\right\}. \quad (3)$$

В каналах связи ИП обычно имеют осцилляции [8], для учета которых можно использовать модель вида

$$q(\mathbf{t},\tau_n)=\exp\left(-\frac{k_{\text{тм}}\pi t}{\tau_n}\right)\sin\frac{\pi t}{\tau_n}, \quad (4)$$

где t – одномерная временная координата, $k_ф$ – коэффициент формы, характеризующий затухание ИП. При $k_ф$>>0 ИП практически не имеет осцилляций, а при $k_ф = 0$ осцилляции принимают вид незатухающего гармонического колебания. Результаты статистического анализа реальных радиопомех [6,8] показывают, что для их амплитуд типично логнормальное распределение

$$w(A) = \frac{1}{A\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\ln^2(A/\mu)}{2\sigma^2}\right), \qquad (5)$$

где σ, μ – параметры распределения. Закон распределения фаз импульсов часто принимается равномерным, а длительностей – усеченным нормальным

$$\mathrm{w}\,(\tau_n) = \begin{cases} \dfrac{C\exp[-(\tau_n - m_\tau)^2]}{2\sigma_\tau^2}; & \tau_1 \le \tau_n \le \tau_2 \\ 0; & \tau_n < \tau_1,\ \tau_n > \tau_2, \end{cases} \qquad (6)$$

где C – нормирующая константа, определяемая границами усечения, m_τ, σ_τ^2 –моменты исходной (неусеченной) гауссовской функции.

2. ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ СИГНАЛОВ И ПОМЕХ В ЗАДАЧАХ АМПЛИТУДНОЙ СЕЛЕКЦИИ

На вход приемного устройства поступает смесь сигнала s (**t**), суммы сосредоточенной и флуктуационной помех n (**t**) с ИП u (**t**)

$$z(\mathbf{t}) = s(\mathbf{t}) + n(\mathbf{t}) + u(\mathbf{t}). \qquad (7)$$

В наиболее общем виде рассматриваемый здесь класс нелинейных фильтров можно представить структурной схемой, показанной на рис. 1. Оператор **F** задает отображение множества входных воздействий вида (7) на множество функций некоторой (в общем случае – новой) переменной $v(\vartheta)$, в котором обеспечена наилучшая селекция сигнала и импульсных помех, определяемая оператором **К**. Обратный оператор $\mathbf{F}^{-1}$ обеспечивает формирование оценки

$$\hat{z}_0(\mathbf{t}) = z(\mathbf{t}) - \hat{u}(\mathbf{t})$$

остатка смеси (7) с подавленной ИП

$$z_0(\mathbf{t}) = s(\mathbf{t}) + n(\mathbf{t}) \qquad (8)$$

по селектированной функции v_0 (ϑ), а оператор **W** описывает линейный фильтр, обеспечивающий оптимальную оценку полезного сигнала $\hat{s}$ (**t**) в смеси (8).

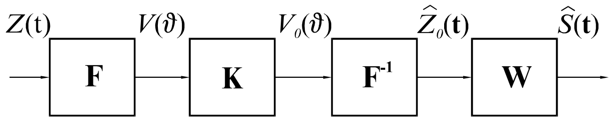

Рис. 1

Критерием оптимальности блоков нелинейной селекции и фильтра в целом при обработке временных сигналов обычно является минимум СКО

$$\varepsilon^2 = \overline{(z_0 - \hat{z}_0)^2}, \qquad (9)$$

$$\varepsilon^2 = \overline{(s - \hat{s})^2}, \qquad (10)$$

где

$$\hat{z}_0 = \mathbf{F}^{-1}\mathbf{KF}z. \qquad (11)$$

В задачах обработки изображений, а также при приеме непрерывных сообщений, часто используется критерий приближения в равномерной метрике

$$\Delta^2 = \max_{t,\Omega} \left| s(t) - \hat{s}(t) \right|^2, \qquad (12)$$

где Ω – пространство реализаций.

В отличие от задач оптимальной линейной фильтрации, где выбор базиса для представления сигналов не влияет на результат и определяется лишь удобствами реализации (например, применением БПФ), качество амплитудной селекции сигналов и ИП существенно зависит от такого выбора. Например, селекция с помощью ограничения или бланкирования ИП эффективна во временной или пространственной области, где сигнал и помеха различаются по амплитуде и длительности, и теряет смысл в спектральной области, где их спектры сходны.

Таким образом, возникает задача выбора оптимального отображения **F**, при котором с учетом вида оператора селекции **К** обеспечивается наиболее эффективное подавление ИП по критерию (9).

Как и в других задачах оптимальной обработки сигналов, из общего критерия (9) можно вывести более простое и удобное для синтеза алгоритмов решающее правило. Оно зависит от выбранного способа селекции (оператора **К**).

Нетрудно показать, что при использовании ограничения указанное правило сводится к максимизации показателя селективности

$$\gamma = P_u / P_0, \qquad (13)$$

где P_u и P_0 – усредненные по реализациям пиковые мощности ИП и остаточной смеси вида (8) в области отображений (функций v (ϑ)).

При использовании бланкирования необходимо минимизировать среднюю ширину ИП в области отображений $\overline{\vartheta}_n$.

Обоим правилам удовлетворяет отображение **F**, обеспечивающее максимальное увеличение амплитуды и уменьшение длительности ИП или площади пораженного ИП участка изображения в смеси (7). Детальный анализ показывает, что такое отображение не может быть линейным и должно зависеть от амплитуды или мгновенной мощности z(**t**) (в противном случае, возможно пропорциональное увеличение пиков помехи и сигнала). Кроме того, должна быть простой и однозначной реализация обратного оператора $\mathbf{F}^{-1}$. Этому требованию в наибольшей степени удовлетворяют унитарные (ортогональные) операторы.

Таким образом, отображение **F**, удовлетворяющее поставленным требованиям, следует искать в классе операторов с унитарной нелинейностью. Один из классов таких операторов для функций непрерывных аргументов рассматривается в нелинейной квантовой механике [9], нелинейной оптике [10] и описывается эволюционными уравнениями шредингеровского типа

$$i\frac{\partial\Psi}{\partial\eta}+\alpha\Delta\Psi+f\left(\Psi\right)=0, \tag{14}$$

где α – постоянный коэффициент, Δ – оператор Лапласа по координатам t_1 и t_2, f – функция, определяющая вид нелинейности, $\Psi(\eta,\ \mathbf{t})$ – комплексная функция, значение которой при $\eta = 0$ и некотором $\eta = l$ соответствует сигналам на входе и выходе блока **F**:

$$\Psi\left(0,\mathbf{t}\right)=z\left(\mathbf{t}\right);\Psi\left(l,\mathbf{t}\right)=v\left(\mathbf{t}\right). \tag{15}$$

Уравнение (14) задает отображение функций, определенных в области T, которое описывает преобразование сигнала z ($\mathbf{t}$) в некотором двумерном пространственно распределенном нелинейном фильтре.

При этом обратное отображение задается сопряженным уравнением

$$-i\frac{\partial\Psi}{\partial\eta}+\alpha\Delta\Psi+f\left(\Psi\right)=0, \tag{16}$$

где

$$\Psi\left(0,\mathbf{t}\right)=v_0\left(\mathbf{t}\right);\Psi\left(l,\mathbf{t}\right)=z_0\left(\mathbf{t}\right), \tag{17}$$

т.е.

$$\mathbf{F}^{-1}=\mathbf{F}^{*}. \tag{18}$$

Непосредственная реализация указанных операторов в аналоговой форме возможна для двумерных и одномерных полей оптического и некоторых других (например, СВЧ) диапазонов электромагнитных волн в нелинейных диэлектрических средах. При определенном выборе нелинейности, описываемой функцией $f(\Psi)$ в (14), можно за счет самовоздействия волн обеспечить селективную фокусировку участков поля с аномально большой интенсивностью, обусловленной наложением ИП, и тем самым – увеличение показателя селективности (13). Однако, возможности варьирования и оптимизации параметров нелинейного оператора в этом случае весьма ограничены. Поэтому основное применение рассматриваемый метод может найти при дискретной и цифровой обработке сигналов.

Для такой реализации оператор **F** целесообразно представить, используя метод расщепления по физическим факторам [11,12], в виде произведения линейных ($\mathbf{G}_k$) и нелинейных ($\mathbf{H}_k$) операторов вида

$$\mathbf{F}=\prod_{k=1}^{n}\mathbf{G}_k\mathbf{H}_k\left[\Psi_k\right]. \tag{19}$$

Каждый из линейных операторов $\mathbf{G}_k$ реализуется звеном с передаточной функцией

$$G_k\left(i\omega\right)=\exp\left\{-i\alpha\left(\omega_1^2+\omega_2^2\right)\Delta\eta_k\right\}, \tag{20}$$

которой соответствует импульсная характеристика (функция Грина линейной части уравнения (14))

$$g_k\left(\mathbf{t}\right)=g_{0k}\exp\frac{ia_k\left(t_1^2+t_2^2\right)}{2}, \tag{21}$$

где $\boldsymbol{\omega} = (\omega_1, \omega_2)$ – вектор частот, n – число пар звеньев,

$$\begin{aligned}&\Delta\eta_k=\eta_{k+1}-\eta_k,\\ &g_{0k}=\left(4\pi\Delta\eta_k\alpha i\right)^{-\frac{1}{2}},\\ &a_k=\frac{1}{2\Delta\eta_k\alpha}.\end{aligned} \tag{22}$$

Нетрудно заметить, что линейный интегральный оператор с ядром (21) представляет собой известное преобразование Френеля [2] и , таким образом, указанные линейные звенья – это фильтры Френеля. Нелинейные операторы $\mathbf{H}_k[\Psi_k]$ в (19) соответствуют умножению функции $\Psi_k(\tau) = \Psi(\eta_k,\tau)$ на зависящие от нее коэффициенты преобразования

$$\mathbf{H}_k\left[\Psi_k\right]=\exp\left[if\left(\Psi_k\right)\right]. \tag{23}$$

Сопряженный оператор вследствие уже упоминавшегося свойства унитарности представляется в виде

$$\mathbf{F}^{*}\left[\Psi\right]=\prod_{k=1}^{n}\mathbf{H}^{*}\left[\Psi_k\right]\mathbf{G}_k^{*}. \tag{24}$$

Как видно из (20) и (23), рассматриваемые линейные и нелинейные звенья имеют единичные, не зависящие от частоты модули коэффициентов передачи и в совокупности образуют некоторый нелинейный фазовый фильтр с распределенными параметрами. Для его реализации в цифровой форме производится обычная дискретизация переменных t_1, t_2 и соответствующих им частот ω_1, ω_2. Нелинейное преобразование (23) реализуется непосредственно в области определения сигнала, а преобразование Френеля – с помощью одного или двух двумерных БПФ [2,12]. При втором способе затраты времени больше, но зато выше точность.

3. ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ФИЛЬТРА

Минимальное число пар звеньев, необходимое для реализации предъявленных к оператору **F** требований $n = 1$. С увеличением n отображение **F** становится менее критичным к форме ИП.

При $n = 1$ результат отображения **F** можно записать в явном виде:

$$v(\mathbf{t}) = g_0 \iint_T \exp\left\{\frac{ia\left|\mathbf{t}-\tau\right|^2}{2} + if\left[z(\tau)\right]\right\}\times z(\tau)\, d\tau_1 d\tau_2. \qquad (25)$$

Для определения функции f в (25), доставляющей максимум показателя селективности (13), необходимо учесть исходное требование к нелинейному оператору **H**: селективное действие на ИП без существенного изменения остальных компонент смеси $z(\mathbf{t})$, которые предполагаются слабыми по сравнению с ИП $u(\mathbf{t})$. Это достигается при условии

$$\left|f\left[z_0(\mathbf{t})\right]\right| << \left|f\left[u(\mathbf{t})\right]\right|. \qquad (26)$$

При этом знаменатель отношения (13) практически не зависит от выбора f и достаточно максимизировать пиковую мощность отклика (25) на ИП , т.е. при $z(\mathbf{t}) = v(\mathbf{t})$. Пик (25) в этом случае достигается при $\mathbf{t} = 0$ и равен

$$v(0) = g_0 \iint_T \exp\left\{\frac{ia\left|t_1^2+t_2^2\right|^2}{2} + if\left[u(\mathbf{t})\right]\right\} u(\mathbf{t})\, dt_1 dt_2. \qquad (27)$$

Для определения максимума пиковой мощности $|v(0)|^2$ используем известное неравенство для интеграла от любой комплексной функции $Q(\mathbf{t})$

$$\left|\iint_T Q(\mathbf{t})\, dt_1 dt_2\right| \le \iint_T \left|Q(\mathbf{t})\right| dt_1 dt_2, \qquad (28)$$

которое переходит в равенство при $Q(\mathbf{t}) = |Q(\mathbf{t})|$. В силу него для отдельной реализации ИП $u(\mathbf{t})$ указанный максимум достигается (в предположении, что f – вещественная функция) при

$$\frac{a\left(t_1^2+t_2^2\right)}{2} + f\left[u(\mathbf{t})\right] + \varphi(\mathbf{t}) = 0 \qquad (29)$$

и равен

$$U_m^2 = \max\left|v(0)\right|^2 = \left|g_0\right|^2\left[\iint_T \left|u(\mathbf{t})\right| dt_1 dt_2\right]^2, \qquad (30)$$

где $\varphi(\mathbf{t}) = \arg u(\mathbf{t})$.

Условие (29) есть условие согласования фильтра, имеющего импульсную характеристику (21) с ИП $u(\mathbf{t})$ по фазе.

Выбор фазового фильтра обусловлен, как уже отмечалось, требованием унитарности оператора **F**. В полностью согласованном фильтре величина U_m^2 имела бы значение

$$U_m^2 = \left|g_0\right|^2 \cdot \left[\iint_T \left|u(\mathbf{t})\right|^2 dt_1 dt_2\right]^2 = \left|g_0\right|^2 E_u, \qquad (31)$$

где E_u – энергия $u(\mathbf{t})$. Ясно, что различие между (30) и (31) несущественно.

Таким образом, предлагаемое преобразование ИП основано на развитии известных методов сжатия частотно-модулированных импульсов в согласованных фильтрах, но в отличие от них здесь модуляция ставится в зависимость от интенсивности сигнала и фильтр является двумерным.

Как ясно из уравнения (29), оптимальная функция зависит от параметров импульса. Если они случайные, необходимо искать максимум пиковой мощности путем усреднения (27) с учетом их распределений:

$$P_u = \overline{\left|v(0)\right|^2} = \left|g_0\right|^2 \int_R w(\Theta)\left|\iint_T \exp\left\{\frac{ia\left(t_1^2+t_2^2\right)}{2} + if\left[u(\mathbf{t},\Theta)\right]\right\} u(\mathbf{t},\Theta)\, dt_1 dt_2\right|^2 d\Theta, \qquad (32)$$

где $w(\Theta)$ – плотность вероятности вектора параметров, R – их область определения.

Рассмотрим параметрическую оптимизацию функционала (32). Пусть функция f определяется заданным заранее аналитическим выражением, содержащим вектор неизвестных параметров β,

$$f(u) = f(u,\beta).$$

Тогда точку экстремума функционала (32) можно найти обычным методом, по нулям производных. Приравнивая нулю производную выражения (32) по параметрам β после несложных преобразований получаем систему уравнений для оптимальных значений β

$$\int_R W(\Theta)\,\mathrm{Re}\iint_T\iint_T \exp\left\{i\left[\Phi(t_1,\Theta)-\Phi(t_2,\Theta)\right]\right\} u(t_1,\Theta)\, u^*(t_2,\Theta)\left\{\frac{\partial f\left[\left|u(t_1,\Theta)\right|,\beta\right]}{\partial\beta_k}\right\} dt_1 dt_1' dt_2 dt_2' d\Theta = 0, \qquad (33)$$

где

$k = 1, 2, \ldots, n;$

$$\Phi(\mathbf{t},\Theta) = \frac{a\left(t_1^2+t_2^2\right)}{2} + f(u,\Theta) + \varphi(\mathbf{t}). \qquad (34)$$

Способ решения указанных уравнений зависит от конкретного вида функций f. Пусть, например,

$$f\left(\left(u(,\beta\right) = \sum_{k=0}^{N} \beta_k |u|^k, \qquad (35)$$

тогда

$$\frac{\partial f}{\partial \beta_k} = |u|^k. \qquad (36)$$

Подставляя (36) в (33) и линеаризуя полученные уравнения путем разложения экспоненты в ряд, после ряда преобразований получаем систему линейных уравнений вида

$$\sum_{k=0}^{N-1} a_{lk}\beta_k = b_l, \qquad (37)$$

или, в матричной форме

$$\mathbf{A}\beta = \mathbf{b}\,, \qquad (38)$$

где

$$a_{lk} = \mathrm{Re}\left\{i \iint_T \iint_T \exp\left\{ia\left(t_1^2+t_2^2-\tau_1^2-\tau_2^2\right)\right\}\left[v_{l+k+2}-\mu_{l+k+2}\right]dt_1dt_2d\tau_1d\tau_2\right\}, \qquad (39)$$

$$b_l = \mathrm{Re}\iint_T \iint_T \exp\left\{ia\left(t_1^2+t_2^2-\tau_1^2-\tau_2^2\right)\right\}\alpha_{l+2}\left(t_1,t_2,\tau_1,\tau_2\right)dt_1dt_2d\tau_1d\tau_2. \qquad (40)$$

В выражения (39), (40) входят моментные функции

$$\mu_{l+k+2}(\mathbf{t}_1,\mathbf{t}_2) = \int_R \left(u(\mathbf{t}_1,\Theta)\right(^{l+k} u(\mathbf{t}_1,\Theta)u^*(\mathbf{t}_2,\Theta)w(\Theta)\,d\Theta, \qquad (41)$$

$$v_{l+k+2}(\mathbf{t}_1,\mathbf{t}_2) = \int_R \left(u(\mathbf{t}_1,\Theta)\right(^{l}\left(u(\mathbf{t}_1,\Theta)\right(^{k} u(\mathbf{t}_1,\Theta)u^*(\mathbf{t}_2,\Theta)w(\Theta)\,d\Theta, \qquad (42)$$

$$\alpha_{l+2}(\mathbf{t}_1,\mathbf{t}_2) = \int_R \left(u(\mathbf{t}_1,\Theta)\right(^{l} u(\mathbf{t}_1,\Theta)u^*(\mathbf{t}_2,\Theta)w(\Theta)\,d\Theta, \qquad (43)$$

При $|A| \neq 0$ уравнения (38) имеют решение

$$\beta_{opt} = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{b}. \qquad (44)$$

Поскольку аналитическое вычисление таких интегралов громоздко или затруднено, для расчета коэффициентов (39), (40) целесообразно использовать численные методы.

Алгоритм фильтрации и условия оптимизации фильтра для одномерных (временных) сигналов легко получаются из приведенных выше как частный случай.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ СТАТИСТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

С целью проверки эффективности разработанного метода подавления ИП было проведено сравнительное статистическое моделирование, в процессе которого воспроизводились реализации сигнала и ИП, осуществлялось подавление ИП рассматриваемым и известным методами и определялись показатели качества обоих методов. При моделировании реализаций ИП задавались характеристики, указанные в п.1, для флуктуационной помехи была принята обычная модель в виде белого гауссовского шума, а для сигнала (изображения) – в виде гауссовского случайного поля с корреляционной функцией экспоненциального вида (воспроизводился фрагмент изображения размером 256×256 отсчетов). Параметры нелинейной фазовой функции, аппроксимированной полиномом второй степени вида (35), были рассчитаны путем численного решения системы уравнений (38) с коэффициентами, найденными по формулам (39) – (43). В качестве нелинейного преобразования **К** (в области образов Френеля) выбрано, как наилучшее, бланкирование с экспериментально подобранным оптимальным порогом. Результаты подавления ИП оценивались по двум критериям – СКО (10) $q_\varepsilon = \varepsilon^2$ и квадрату модуля максимального отклонения (12) $q_\Delta = \Delta^2$, а затем сравнивались с аналогичными показателями, полученными путем моделирования одного из наиболее эффективных известных методов подавления ИП на изображениях – медианной фильтрации [3] при тех же характеристиках сигнала и помех.

На рис.2 и 3 показаны полученные зависимости указанных показателей от среднего значения ширины импульса помехи m_Θ по одной из координат для случая, когда дисперсия ширины составляла 10% от m_Θ^2. Зависимости для рассматриваемого метода показаны сплошными линиями, а для известного (медианного фильтра) – штриховыми. Размер окна при медианной фильтрации составлял 3×3 отсчета и его увеличение при выбранных параметрах ИП и сигнала не приводило к улучшению качества подавления ИП.

Из приведенных зависимостей видно, что для ИП малого размера по сравнению с рассматриваемой областью изображения, т.е. близких к точечным, предлагаемый метод, как и следовало ожидать, не дает выигрыша или даже имеет проигрыш (по второму критерию), так как нет резервов дополнительного сжатия ИП и более эффективной является обычная медианная фильтрация (или другой известный метод, например, интерполяция по соседним отсчетам). С увеличением размеров ИП все более заметным становится выигрыш, достигаемый предлагаемым методом по сравнению с известным, так как проявляются преимущества сжатия ИП. Например, при $m_\Theta = 10$ достигается выигрыш по СКО около 8 дБ, а по второму критерию – 6,5 дБ. Результаты, полученные при других значениях параметров ИП и сигнала, имеют аналогичный характер.

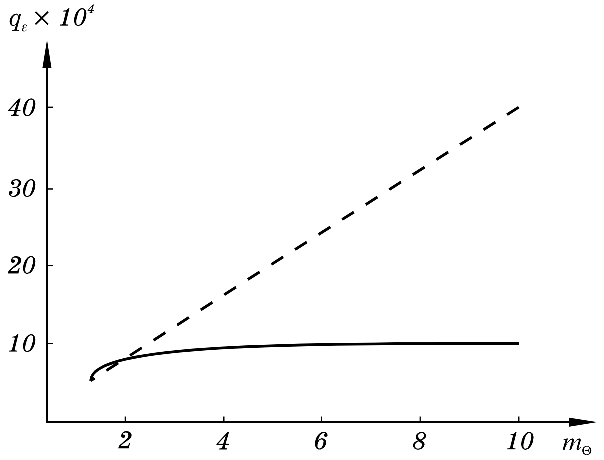

Рис.2

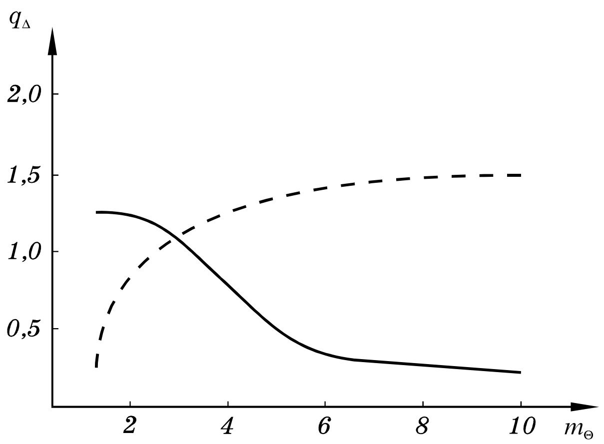

Рис.3

В заключение необходимо отметить, существуют резервы дальнейшего повышения эффективности подавления ИП предложенным методом за счет совершенствования вида аппроксимации нелинейной фазовой функции фильтра и увеличения числа его звеньев.

Для более обоснованных рекомендаций по выбору этих и других параметров необходимы дальнейшие эксперименты на реальных изображениях с использованием различных, в том числе субъективных критериев оценки их качества.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ярославский Л.П. Введение в цифровую обработку изображений. – М. : Советское радио, 1979.
2. Ярославский Л.П. Цифровая обработка сигналов в оптике и голографии. – М. : Радио и связь, 1987.
3. Быстрые алгоритмы в цифровой обработке изображений / Под ред. Т.С. Хуанга : Пер. с англ. – М. : Радио и связь, 1984.
4. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. – М. : Сов. радио, 1970.
5. Тихонов В.И., Кульман Н.К. Нелинейная фильтрация и квазикогерентный прием сигналов. – М. : Сов. радио, 1975.
6. Кловский Д.Д., Конторович В.Я., Широков С.М. Модели непрерывных каналов связи на основе СДУ. – М. : Радио и связь, 1984.
7. Широков С.М., Григоров И.В. Фильтрация сигналов на фоне импульсных помех с применением нелинейных ортогональных преобразований. Международная конференция и 50-я научная сессия РНТОРЭС им. А.С. Попова. Тезисы докладов, ч.2. – М. : 1995, с. 180.
8. Певницкий В.П., Полозок Ю.В. Статистические характеристики индустриальных радиопомех. – М.: Радио и связь, 1988.
9. Маслов В.П. Комплексные марковские цепи и континуальный интеграл Фейнмана. – М. : Наука, 1976.
10. Ахманов С.А., Выслоух В.А., Чиркин А.С. Оптика фемтосекундных лазерных импульсов. – М.: Наука, 1988.
11. Yevick D., Hermansson B. Solution analysis with the propagating beam method // Opt. Comm. – 1983, v. 47, N2, P. 101 – 106.
12. Широков С.М. Различимость импульсов частично когерентного излучения в нелинейном оптическом канале. – Компьютерная оптика, 1993, вып. 13, с. 59 – 64.