

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 удаётся 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

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

где $q(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2)$ – детерминированная функция, описывающая форму огибающей ИП, $A_k, t_{1k}, t_{2k}, \tau_{1k}, \tau_{2k}, \varphi_k$ – 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

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

где $\mathbf{t} = (t_1, t_2) \in \mathbf{T}$ – вектор координат из некоторой двумерной области \mathbf{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

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

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

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

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

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

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

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

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 $u(t)$

$$z(t) = s(t) + n(t) + u(t). \quad (7)$$

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

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

остатка смеси (7) с подавленной ИП

$$z_0(t) = s(t) + n(t) \quad (8)$$

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

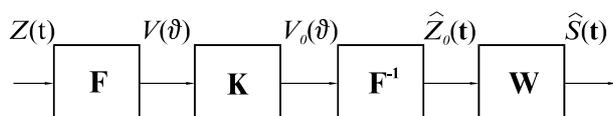


Рис. 1

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

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

$$\epsilon^2 = \overline{(s - \hat{\epsilon})^2}, \quad (10)$$

где

$$\hat{\epsilon}_0 = \mathbf{F}^{-1} \mathbf{K} \mathbf{F} z. \quad (11)$$

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

$$\Delta^2 = \max_{t, \Omega} |s(t) - \hat{\epsilon}(t)|^2, \quad (12)$$

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 \mathbf{F} , при котором с учетом вида оператора селекции \mathbf{K} 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 \mathbf{K}).

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

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

где P_u и P_0 – усредненные по реализациям пиковые мощности ИП и остаточной смеси вида (8) в области отображений (функций $v(\mathfrak{D})$).

При использовании бланкирования необходимо минимизировать среднюю ширину ИП в области отображений $\hat{\mathfrak{D}}_n$.

Обоим правилам удовлетворяет отображение \mathbf{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 \mathbf{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

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

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 \mathbf{F} :

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

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

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

где

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

т.е.

$$\mathbf{F}^{-1} = \mathbf{F}^*. \quad (18)$$

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 \mathbf{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

$$\mathbf{F} = \prod_{k=1}^n \mathbf{G}_k \mathbf{H}_k [\Psi_k]. \quad (19)$$

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

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

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

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

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

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

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

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

Сопряженный оператор вследствие уже упоминавшегося свойства унитарности представляется в виде

$$\mathbf{F}^*[\Psi] = \prod_{k=1}^n \mathbf{H}^*[\Psi_k] \mathbf{G}_k^*. \quad (24)$$

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 \mathbf{F} требований $n = 1$. С увеличением n отображение \mathbf{F} становится менее критичным к форме ИП.

При $n = 1$ результат отображения \mathbf{F} можно записать в явном виде:

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

Для определения функции f в (25), доставляющей максимум показателя селективности (13),

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

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

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

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

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

и равен

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

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.

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

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 ,

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

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

необходимо учесть исходное требование к нелинейному оператору \mathbf{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

$$f[z_0(\mathbf{t})] \ll f[u(\mathbf{t})]. \quad (26)$$

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

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

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

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:

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

где

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

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

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

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

тогда

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

$$a_{lk} = \text{Re} \left\{ i \int_T \int_T \exp \left\{ ia(t_1^2 + t_2^2 - \tau_1^2 - \tau_2^2) \right\} [v_{l+k+2} - \mu_{l+k+2}] dt_1 dt_2 d\tau_1 d\tau_2 \right\}, \quad (39)$$

$$b_l = \text{Re} \int_T \int_T \exp \left\{ ia(t_1^2 + t_2^2 - \tau_1^2 - \tau_2^2) \right\} \alpha_{l+2}(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2) dt_1 dt_2 d\tau_1 d\tau_2. \quad (40)$$

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

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

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

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

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

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

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 известными 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 не-

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

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

или, в матричной форме

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

где

$$a_{lk} = \text{Re} \left\{ i \int_T \int_T \exp \left\{ ia(t_1^2 + t_2^2 - \tau_1^2 - \tau_2^2) \right\} [v_{l+k+2} - \mu_{l+k+2}] dt_1 dt_2 d\tau_1 d\tau_2 \right\}, \quad (39)$$

$$b_l = \text{Re} \int_T \int_T \exp \left\{ ia(t_1^2 + t_2^2 - \tau_1^2 - \tau_2^2) \right\} \alpha_{l+2}(t_1, t_2, \tau_1, \tau_2) dt_1 dt_2 d\tau_1 d\tau_2. \quad (40)$$

В

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

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

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

линейного преобразования \mathbf{K} (в области образов Френеля) выбрано, как наилучшее, бланкирование с экспериментально подобранным оптимальным порогом. Результаты подавления ИП оценивались по двум критериям – СКО (10) $q_c = \varepsilon^2$ 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 извест-

ный 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 $m_{\odot} = 10$ 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.

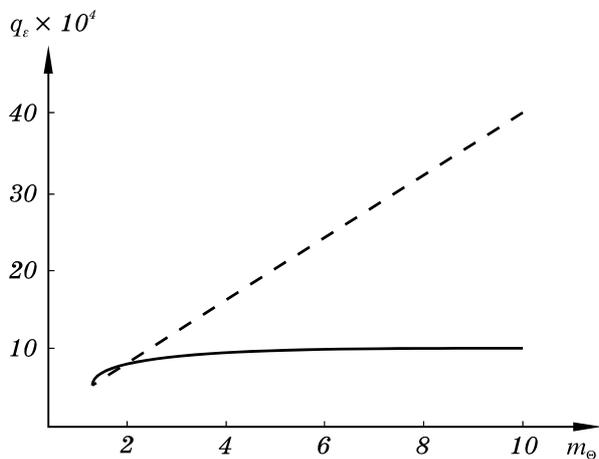


Рис.2

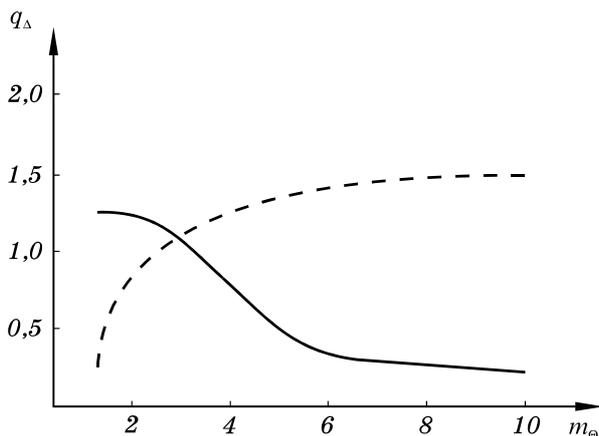


Рис.3

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 промышленных 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.

Method of suppression of impulse noise in signal and image processing using non-linear phase filters

S.M. Shirokov, I.V. Grigorov

Abstract

Significant progress achieved in recent years in the technology of digital signal processing, the introduction of processors and other types of high-speed VLSI expand significantly the ability to implement more complex processing algorithms than simple non-linear transformations. One of such algorithms was proposed by the authors in [7] and includes the operations that allow to compress interference pulses to point pulses almost without changing the useful signal, which makes it possible to suppress them using one of the available methods. The purpose of this work is to extend it to two-dimensional signals (images and fields).

Citation: Shirokov SM, Grigorov IV. Method of suppression of impulse noise in signal and image processing using non-linear phase filters. *Computer Optics* 1996; 16: 97-102.

References

- [1] Yaroslavsky LP. An introduction to digital picture processing; Moscow: Sov. Radio Publisher; 1979.
- [2] Yaroslavsky LP. Digital signal processing in optics and holography. Moscow: Radio i svyaz; 1987.
- [3] Fast algorithms in digital image processing. Ed. Huang TS; Moscow: Radio i svyaz; 1984.
- [4] Fink LM. Theory of discrete message transmission; Moscow: Sov. Radio Publisher; 1970.
- [5] Tikhonov VI, Kulman NK. Nonlinear filtration and quasi-coherent reception of signals; Moscow: Sov. Radio Publisher; 1975.
- [6] Klovsy DD, Kontorovich VY, Shirokov SM. Models of continuous communications channels based on stochastic differential equations; Moscow: Radio i svyaz; 1984.
- [7] Shirokov SM, Grigorov IV. Filtering signals through impulse noise clutter using nonlinear orthogonal transformations. International Conference and 50th Scientific Session of RNTORES named after A.S. Popov. Abstracts; Moscow: 1995, 2: 180.
- [8] Pevnitsky VP, Polozok YV. Statistical characteristics of industrial radio interference; Moscow: Radio i svyaz; 1988.
- [9] Maslov VP. Complex Markov chains and the Feynman path integral; Moscow: Nauka; 1976.
- [10] Akhmanov SA., Vysloukh VA, Chirkin AS. Optics of femtosecond laser pulses; Moscow: Nauka; 1988.
- [11] Yeveck D, Hermansson B. Solution analysis with the propagating beam method. *Opt. Comm.*; 1983; 47(2): 101-106.
- [12] Shirokov SM. Distinguishability of pulses of partially coherent radiation in a nonlinear optical channel; *Computer Optics*; 1993; 13: 59-64.