

ключевых и дозирующих элементов или автономных инверторов, что обеспечивает построение надежных устройств зарядки ЕН с улучшенными энергетическими и массо-габаритными показателями в широком диапазоне запасаемой энергии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бадаева О. Н. Состояние и тенденции развития зарубежных газовых лазеров в 1969 г.— Обзоры по электронной технике. М.: ЦНИИЭлектроника, 1970, № 9 (197).
2. Кононов С. П., Скребнев Б. А. Анализ резонансной и квазирезонансной зарядок емкостных накопителей в безразмерных параметрах.— Электромеханика, 1971, № 5.
3. Пенегов И. В., Стемковский Е. П. Исследование переходных процессов при зарядке батареи конденсаторов с помощью выпрямителя, собранного по схеме Латура.— Проблемы техн. электродинамики, 1970, вып. 24.
4. Пенегов И. В. Анализ процессов в зарядных цепях с захватывающим резонансом.— В кн.: Повышение эффективности устройств преобразования техники. Киев: Наукова думка, 1973, ч. 4.
5. Ускоренный оптимальный заряд емкостных и индуктивных накопителей от синусоидального напряжения.— Труды МЭИ, 1976, вып. 287.
6. Волков И. В., Вакуленко В. М. Источники электропитания лазеров.— Киев: Наукова думка, 1976.
7. Обрусник В. П., Кобзев А. В. Источники импульсной мощности при работе в цепях подмагничивания ферромагнитных устройств.— В кн.: Системы электропитания потребителей импульсной мощности. М.: Энергия, 1976.
8. Катасонов Н. М. Оптимизация передачи энергии источника постоянного напряжения в емкостный накопитель.— В кн.: Системы электропитания потребителей импульсной мощности. М.: Энергия, 1976.
9. Белаи Н. В., Окороков А. А. Оптимальный заряд емкостного накопителя от сети переменного тока через выпрямитель.— Изв. высш. учебн. заведений. Сер. Энергетика, 1975, № 7.
10. Данилевич О. И. Трехфазное выпрямительное устройство со стабилизированным током для заряда емкостных накопителей.— Вестник Харьковского политехн. ин-та, 1970, № 45 (93).
11. Пазеев Г. Ф. О некоторых ключевых схемах для заряда емкости от источника постоянного напряжения.— Проблемы техн. электродинамики, 1969, вып. 19.
12. Булатов О. Г. и др. Тиристорные схемы включения высокоинтенсивных источников света.— М.: Энергия, 1975.
13. Полищук Ю. А., Шевченко П. Н. Работа последовательно инвертора на емкостный накопитель.— Проблемы техн. электродинамики, 1971, вып. 29.
14. Книш В. А. Полупроводниковые преобразователи в системах заряда накопительных конденсаторов.— Л.: Энергоиздат, 1981.

Поступило в редакцию 6 декабря 1981 г.;
окончательный вариант — 1 апреля 1982 г.

УДК 621.383.8 : 681.14

И. В. ЩУКИН
(Москва)

ИЗОТРОПНАЯ ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ МНОГОМЕРНЫХ ИЗОТРОПНЫХ СИГНАЛОВ

Многомерные изотропные сигналы и пространственные фильтры определяются соотношениями

$$f_n(\mathbf{r}) = f_n(|\mathbf{r}|), H_n(\rho) = H_n(|\rho|),$$

где \mathbf{r} — вектор в n -мерном пространстве сигнала; ρ — вектор в n -мерном пространстве сигнала; f_n и H_n — функции, описывающие сигнал и фильтр, в общем случае комплексные. Рассматриваемый вариант фильтрации многомерных сигналов относится к тому довольно редкому случаю, когда возможно аналитическое исследование процесса пространственной фильтрации. На примере многомерных изотропных сигналов удобно анализировать влияние размерности пространства сигнала на результаты фильтрации, а также вопросы передачи информации многомерными сигналами [1]. Результаты фильтрации подобных сигналов при $n \leq 3$ представляют интерес для решения практических задач оптической и цифровой обработки изображений [2].

Метод анализа. Результат изотропной пространственной фильтрации многомерного сигнала определяется соотношением [3]

$$\hat{f}_n(r') = \frac{1}{(2\pi)^{n/2}} \int_0^\infty F_n(\rho) H_n(\rho) \rho^{n-1} \frac{J_{n/2-1}(\rho r')}{(\rho r')^{n/2-1}} d\rho, \quad (1)$$

где $\hat{f}_n(r')$ — функция, представляющая сигнал на выходе системы фильтрации; r' — координата в пространстве выходного сигнала; $F_n(\rho)$ — пространственный спектр входного сигнала; $H_n(\rho)$ — пространственно-частотная характеристика фильтра; $J_{n/2-1}(\dots)$ — функция Бесселя первого рода $(n/2 - 1)$ -го порядка.

Соотношение для $\hat{f}_n(r')$ представим в иной форме. Для этого разложим входной сигнал $f_n(r)$ по системе характеристических функций n -мерных шаров:

$$f_n(r) = \sum_{i=1}^m \dot{a}_i \Theta_n(r; r_i), \quad \Theta_n(r; r_i) = \begin{cases} 1, & |r| \leq r_i \\ 0, & |r| > r_i \end{cases} \quad (2)$$

Здесь \dot{a}_i — коэффициенты разложения, в общем случае комплексные; $\Theta_n(r; r_i)$ — характеристическая функция n -мерного шара радиусом r_i . Аналогичное разложение выполним для пространственно-частотной характеристики фильтра:

$$H_n(\rho) = \sum_{j=1}^h \dot{b}_j \Theta_n(\rho; \rho_j). \quad (3)$$

С учетом (2) и (3) соотношение (1) примет вид

$$\hat{f}_n(r') = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^h \dot{a}_i \dot{b}_j \hat{\Theta}_n(r'; r_i, \rho_j). \quad (4)$$

Функция $\hat{\Theta}_n(r'; r_i, \rho_j)$ является результатом пространственной фильтрации сигнала $\Theta_n(r; r_i)$ фильтром нижних частот, пространственно-частотная характеристика которого представляет собой n -мерный шар радиусом ρ_j . Из (1) для функций $\hat{\Theta}_n$ получаем

$$\hat{\Theta}_n(r'; r_i, \rho_j) = \frac{1}{(2\pi)^{n/2}} \int_0^{\rho_j} F_n(\rho; r_i) \rho^{n-1} \frac{J_{n/2-1}(\rho r')}{(\rho r')^{n/2-1}} d\rho, \quad (5)$$

где $F_n(\rho; r_i) = V_n(r_i) \Lambda_{n/2}(\rho r_i)$ — пространственный спектр n -мерного шара; $V_n(r_i) = \pi^{n/2} r_i^n / \Gamma(n/2 + 1)$ — объем n -мерного шара; $\Lambda_{n/2}(\rho r_i) = 2^{n/2} \Gamma(n/2 + 1) \times [J_{n/2}(\rho r_i) / (\rho r_i)^{n/2}]$ — лямбда-функция [4]; $\Gamma(\dots)$ — гамма-функция.

Функции $\hat{\Theta}_n$ могут быть вычислены один раз, и в дальнейшем определение \hat{f}_n сводится к суммированию функционального ряда (4). Смысл перехода от (1) к (4) заключается в том, что уже при небольшом числе слагаемых функционального ряда (4) удается исследовать интересные для практики модели n -мерных сигналов и пространственных фильтров.

Примеры использования соотношения (4) будут приведены ниже.

Некоторые свойства функций $\hat{\Theta}_n$ при $n = 1, 2, 3$. В (!) удобно перейти к безразмерным параметрам:

$$x = \rho r_i, \quad \beta = \rho_j r_i, \quad \alpha = r' / r_i. \quad (6)$$

С учетом (6) из (5) находим

$$\hat{\Theta}_n(\alpha; \beta) = \int_0^\beta x^{n/2-1} J_{n/2}(x) \frac{J_{n/2-1}(\alpha x)}{(\alpha x)^{n/2-1}} dx.$$

Откуда при $n = 1, 2, 3$ следует

$$\hat{\Theta}_1(\alpha; \beta) = 2/\pi \int_0^\beta \frac{\sin x}{x} \cos \alpha x dx \quad (7)$$

$$\hat{\Theta}_2(\alpha; \beta) = \int_0^\beta J_1(x) J_0(\alpha x) dx, \quad (8)$$

$$\hat{\Theta}_3(\alpha; \beta) = \int_0^\beta \left(\frac{\sin x}{x} - \cos x \right) \frac{\sin \alpha x}{\alpha x} dx. \quad (9)$$

При получении (7) и (9) использована связь функций Бесселя полуцелого порядка с гармоническими функциями [4]. Интегралы (7) и (9) допускают представ-

Рис. 1. Явление Гиббса для трехмерных изотропных сигналов. Функция $\hat{\Theta}_3(\alpha; \beta)$ при больших значениях параметра β .

ление через интегральный синус (это справедливо для нечетномерных пространств сигнала и более высокой размерности):

$$\hat{\Theta}_1(\alpha; \beta) = (1/\pi) [\text{Si}(1 + \alpha)\beta + \text{Si}(1 - \alpha)\beta], \quad (10)$$

$$\hat{\Theta}_3(\alpha; \beta) = (1/\pi) [\text{Si}(1 + \alpha)\beta + \text{Si}(1 - \alpha)\beta - 2 \sin \beta \times (\sin \alpha \beta / \alpha \beta)]. \quad (11)$$

В теории обработки временных сигналов функция $\hat{\Theta}_1$ известна из решения задачи о прохождении прямоугольного видеосигнала через идеальный фильтр нижних частот. Интегралы вида $\hat{\Theta}_{2n}$ не определяются через элементарные функции. Поэтому анализ двумерного случая будем проводить с использованием результатов табулирования функции $\hat{\Theta}_2$ [5]. Для $n = 1, 2, 3$ в центре ($\alpha = 0$) имеем

$$\hat{\Theta}_1(0; \beta) = (2/\pi) \text{Si } \beta, \quad (12)$$

$$\hat{\Theta}_2(0; \beta) = 1 - J_0(\beta), \quad (13)$$

$$\hat{\Theta}_3(0; \beta) = (2/\pi) (\text{Si } \beta - \sin \beta). \quad (14)$$

Соответственно на границе ($\alpha = 1$) $\hat{\Theta}_1(1; \beta) = (1/\pi) \text{Si } 2\beta$, $\hat{\Theta}_2(1; \beta) = (1 - J_0^2(\beta))/2$, $\hat{\Theta}_3(1; \beta) = (1/\pi) (\text{Si } 2\beta - 2(\sin^2 \beta)/\beta)$.
При $\beta \rightarrow \infty$ (7) - (9)

$$\hat{\Theta}_n(\alpha; \infty) = \begin{cases} 1, & \alpha < 1, \\ 1/2, & \alpha = 1, \\ 0, & \alpha > 1, \end{cases} \quad n = 1, 2, 3$$

что означает отсутствие искажений входного сигнала Θ_n при прохождении системы пространственной фильтрации с бесконечной полосой пропускания. Для функции $\hat{\Theta}_n$ при $\alpha \rightarrow 1$ и больших, но конечных значениях β имеет место явление Гиббса [6]. Характер поведения всех трех функций $\hat{\Theta}_1$, $\hat{\Theta}_2$ и $\hat{\Theta}_3$ при этом одинаков.

Для $\alpha = 1 - \varepsilon$, $\varepsilon \ll 1$ из (8), (10) и (11) получаем

$$\hat{\Theta}_1(1 - \varepsilon; \beta) = \hat{\Theta}_2(1 - \varepsilon; \beta) = \hat{\Theta}_3(1 - \varepsilon; \beta) \approx 1/2 + (1/\pi) \text{Si } \varepsilon \beta. \quad (15)$$

Максимальное значение $\hat{\Theta}_n$ при $n = 1, 2, 3$ равно

$$\max \{\hat{\Theta}_n(1 - \varepsilon; \beta)\} = 1/2 + (1/\pi) \text{Si } \pi \approx 1,089 \dots \quad (16)$$

Интересно поведение функции $\hat{\Theta}_3$ вблизи точки $\alpha = 0$. При $\varepsilon = \varepsilon \ll 1$ для больших значений β из (11) находим

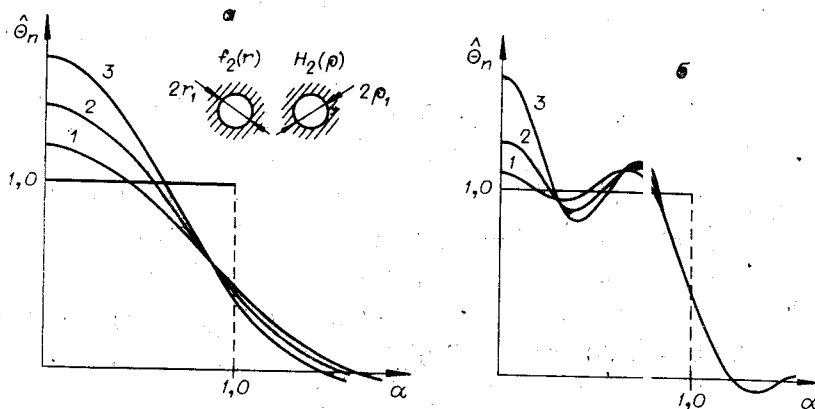


Рис. 2. Фильтрация изотропных сигналов изотропными бинаomialными фильтрами низких пространственных частот:

1 - $\hat{\Theta}_1$ - одномерный сигнал: $\alpha - \beta_{11} = \pi$, $\beta - \beta_{12} = 3\pi$; 2 - $\hat{\Theta}_2$ - двумерный сигнал: $\alpha - \beta_{21} = 3,83$, $\beta - \beta_{22} = 4,49$; 3 - $\hat{\Theta}_3$ - трехмерный сигнал: $\alpha - \beta_{31} = 4,49$, $\beta - \beta_{32} = 10,9$.

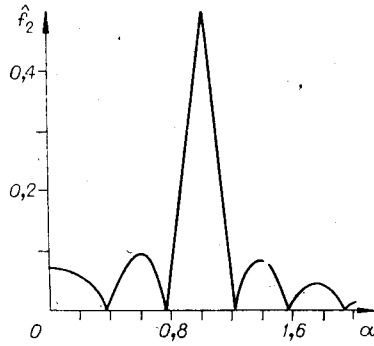


Рис. 3. Фильтрация изотропно-двумерного сигнала изотропным бинарным фильтром высоких пространственных частот ($\beta_1 = 8,4$).

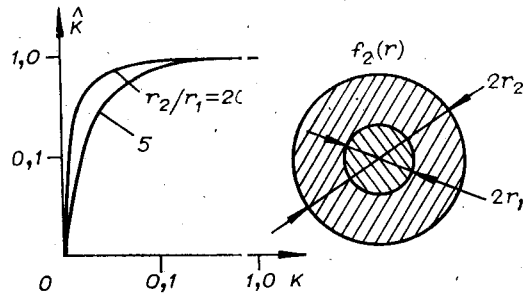


Рис. 4. Повышение контраста изотропного двумерного сигнала:

$K = ((1+a_1)^2 - 1) / ((1+a_1)^2 + 1)$ — контраст исходного сигнала; \hat{K} — контраст на границе обработанного сигнала. $\beta = r_1 \rho_1 = 0,4$.

$$\hat{\Theta}_3(\varepsilon; \beta) \approx 1 - (2/\pi) \sin \beta ((\sin \varepsilon \beta) / \varepsilon \beta). \quad (17)$$

Согласно (15) — (17), функция $\hat{\Theta}_3(\alpha; \beta)$ при больших значениях β схематически выглядит так, как показано на рис. 1.

Соотношения (12) — (14) с учетом асимптотических выражений для интегрального синуса и функции Бесселя $J_0(\beta)$ для больших значений β [4] позволяют проследить поведение функций $\hat{\Theta}_n$ при $\alpha = 0$:

$$\begin{aligned} |\hat{\Theta}_1(0; \beta) - 1|_{\beta \rightarrow \infty} &\sim 0(\beta^{-1}), & |\hat{\Theta}_2(0; \beta) - 1|_{\beta \rightarrow \infty} &\sim 0(\beta^{-1/2}), \\ |\hat{\Theta}_3(0; \beta) - 1|_{\beta \rightarrow \infty} &\sim 0(1). \end{aligned}$$

Отсюда следует, что с увеличением размерности пространства сигналов сходимость уменьшается.

Примеры изотропной пространственной фильтрации многомерных изотропных сигналов. 1. Пространственная фильтрация бинарным низкочастотным фильтром [сигналов, заданных характеристической функцией n -мерного шара: $f_n(r) = \Theta_n(r; r_1)$; $H_n(\rho) = \Theta_n(\rho; \rho_1)$]. Вид сигнала и фильтра для двумерного случая показан на рис. 2. Как указывалось выше, решение этой задачи следует из (4) при $a_1 = b_1 = 1$ и $a_i = b_i = 0$ для $i, j > 1$: $\hat{f}_n(r') = \hat{\Theta}_n(r'; r_1, \rho_1)$ — или при переходе к безразмерным параметрам ($\beta = \rho_1 r_1$ — безразмерная полоса пропускания фильтра, $\alpha = r'/r_1$ — безразмерная координата в пространстве выходного сигнала) — $\hat{f}_n(\alpha) = \hat{\Theta}_n(\alpha; \beta)$.

На рис. 2, а приведены графики функций $\hat{\Theta}_1(\alpha; \beta_{11})$, $\hat{\Theta}_2(\alpha; \beta_{21})$ и $\hat{\Theta}_3(\alpha; \beta_{31})$, на рис. 2, б — функций $\hat{\Theta}_1(\alpha; \beta_{13})$, $\hat{\Theta}_2(\alpha; \beta_{23})$ и $\hat{\Theta}_3(\alpha; \beta_{33})$, где β_{nm} определяется положением m -го нуля в пространственном спектре n -мерного шара (m -й корень функции $\Lambda_{n/2}(\rho r_1)$).

Рассмотренный способ пространственной фильтрации по аналогии с известным методом В. И. Сифорова [7] может применяться для реализации алгоритма квазиоптимального выделения из шума оптического сигнала.

2. Пространственная фильтрация бинарным полосовым пропускающим фильтром сигналов, заданных характеристической функцией i -мерного шара. Для этого случая

$$\hat{f}_n(r') = \Theta_n(r; r_1), H_n(\rho) = \Theta_n(\rho; \rho_2) - \Theta_n(\rho; \rho_1).$$

Сигнал (4) на выходе системы фильтрации при $a_1 = 1, a_i = 0, i > 1; b_1 = -1, b_2 = 1, b_j = 0, j > 2$ $\hat{f}_n(r') = \hat{\Theta}_n(r'; r_1, \rho_2) - \hat{\Theta}_n(r'; r_1, \rho_1)$. Переходя к безразмерным параметрам, имеем

$$\hat{f}_n(\alpha) = \hat{\Theta}_n(\alpha; \beta_2) - \hat{\Theta}_n(\alpha; \beta_1), \beta_1 = \rho_1 r_1, \beta_2 = \rho_2 r_1.$$

В частном случае пространственной фильтрации бинарным высокочастотным фильтром получаем

$$\hat{f}_n(\alpha) = \hat{\Theta}_n(\alpha; \infty) - \hat{\Theta}_n(\alpha; \beta_1) = \begin{cases} 1 - \hat{\Theta}_n(\alpha; \beta_1), & \alpha < 1; \\ -\hat{\Theta}_n(\alpha; \beta_1), & \alpha > 1. \end{cases}$$

Пространственная фильтрация бинарными высокочастотными фильтрами применяется как метод подчеркивания границ оптических сигналов. Этот эффект поясняется рис. 3.

3. Повышение контраста оптического сигнала путем фильтрации бинарным высокочастотным фильтром:

$$f_n(r) = a_1 \Theta_n(r; r_1) + \Theta_n(r; r_2), \hat{f}_n(r') = a_1 [\hat{\Theta}_n(r'; r_1, \infty) - \hat{\Theta}_n(r'; r_1, \rho_1)] + \hat{\Theta}_n(r'; r_2, \infty) - \hat{\Theta}_n(r'; r_2, \rho_1).$$

С помощью рис. 4 можно оценить повышение контраста оптического сигнала в двумерном случае [2].

В заключение автор выражает благодарность А. О. Бакрунову и В. И. Шлычкову за помощь в проведении расчетов на ЦВМ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Щукин И. В. Пространственно-частотные характеристики оптических систем при передаче информации о трехмерных объектах.— В кн.: Всесоюз. конференция «Формирование оптического изображения и методы его коррекции». [Тез. докл.]. Могилев: ИФ АН БССР, 1979.
2. Шлычков В. И., Щукин И. В. Расчет эффективности обработки изображений в оптоэлектронном устройстве.— В кн.: II Всесоюз. научно-техн. конференция «Применение лазеров в приборостроении, машиностроении и медицинской технике». [Тез. докл.]. М.: МВТУ, 1979.
3. Владимиров В. С. Обобщенные функции в математической физике.— М.: Наука, 1976.
4. Янке Е., Эмде Ф., Леш Ф. Специальные функции.— М.: Наука, 1964.
5. Шлычков В. И., Щукин И. В., Бакрунов А. О. Результаты обработки изображений в гибридном оптоэлектронном устройстве.— В кн.: II Всесоюз. школа по оптической обработке информации. [Тез. докл.]. Горький: НИРФИ, 1978.
6. Никольский С. М. Курс математического анализа.— М.: Наука, 1973, т. II.
7. Сифоров В. И. Радиоприемники сверхвысоких частот.— М.: Воениздат, 1957.

Поступило в редакцию 1 августа 1980 г.

УДК 772.932.45 : 778.38

О. И. ЖОВТАНЕЦКИЙ, А. И. ЗЮБРИК, О. Г. ЛЕПЧЕНКО,
В. М. ФИТЬО
(Львов)

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПАРАЗИТНОЙ ПАМЯТИ ФОТОТЕРМОПЛАСТИКОВ В ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ ИНТЕРФЕРОМЕТРИИ

Высокая чувствительность, возможность перезаписи, проявление в реальном масштабе времени, отсутствие химической обработки фототермопластических носителей представляют интерес для их использования в голографической интерферометрии.

В работе [1] отмечена невосприимчивость фототермопластиков к некогерентному свету, что позволяет производить запись голограмм ярко освещенных и даже раскаленных предметов. В указанном исследовании интерферограмма наблюдалась в реальном масштабе времени. Возможность использования фототермопластиков в двухэкспозиционной голографической интерферометрии изучалась в [2, 3], где записывали голограмму объекта, а затем, не стирая ее,— голограмму деформированного объекта. Однако при записи второй голо-

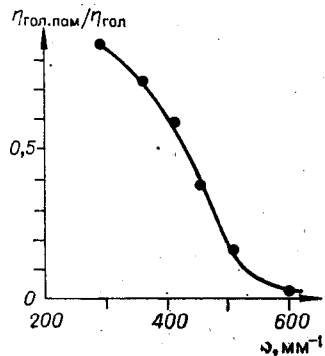


Рис. 1.

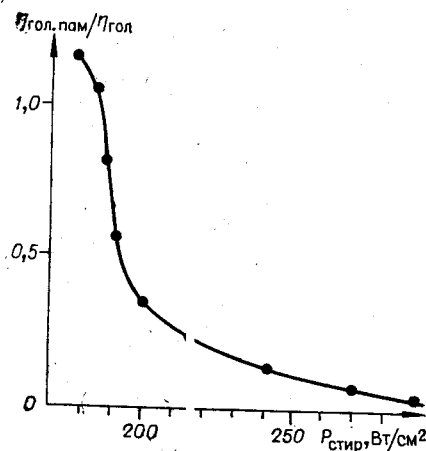


Рис. 2.