

В. А. ГОЛОВКОВ, В. А. СМИРНОВ

КОМПЕНСАЦИЯ ПОМЕХ В ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВАХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФИЛЬТРА ВИНЕРА—ХОПФА

Рассмотрен вопрос компенсации помехи путем ее интерполяции с применением линейной фильтрации Винера—Хопфа и использованием выборки из значений реализации и ее производных в начальном и конечном узлах участка, на котором проводится интерполяция. Приведен расчет их эффективности для одного вида функции корреляции помехи. Возможность компенсации помех при обработке сигналов оптико-электронных устройств проверялась экспериментально на макете лазерной оптико-электронной системы. Приведены полученные в эксперименте осциллограммы.

Ключевые слова: сигнал, компенсация помехи, выборка, эффективность, фотоприемное устройство, экспериментальная установка, корреляционная функция.

Задача компенсации помех возникает, в частности, при обработке сигналов оптико-электронных устройств, предназначенных для лазерной локации или связи. В общем случае форма регистрируемого оптического сигнала неизвестна — может быть нестабилен сигнал лазера, возможны помехи в виде посторонних засветок и т.п. Помеха на выходе фотоприемных устройств (ФПУ), принимающих такой сигнал, как правило, широкополосна, возможно наличие аддитивных узкополосных составляющих за счет посторонних засветок от источников искусственного освещения, шумов источников питания и самих ФПУ. Плотность вероятности помехи на выходе ФПУ чаще всего считается нормальной, при этом наиболее оптимальны, с точки зрения максимизации отношения сигнал/помеха или минимизации дисперсии помехи, линейные алгоритмы обработки аддитивной смеси сигнала с помехой. Обычно стационарность помех на выходе ФПУ сохраняется, хотя время наблюдаемой реализации ограничено.

Используя свойство стационарности помехи, можно оценить ее параметры, например корреляционную функцию (КФ), и определив моменты времени на границах сигнала, решить задачу компенсации помехи на этом интервале путем ее интерполяции и вычитания помехи из временной реализации. Таким образом решается задача выделения сигнала неизвестной формы на фоне помехи с известными статистическими характеристиками.

Рассмотрим влияние типа выборки и ее размерности на эффективность интерполяции с использованием линейного фильтра Винера—Хопфа. Целесообразно выбирать узлы интерполяции на возможно большем временном интервале, чтобы исключить возможность совпадения узла и самого сигнала. На выходе ФПУ можно получить выборку из отдельных значений помехи и ее производных. В литературе, например [1], указывается, что если считать спектральную плотность помехи ограниченной и применить теорему Котельникова, то использование в узлах интерполяции не только значений случайного процесса, но и его первой производной позволяет в два раза увеличить интервал между узлами интерполяции. При этом необходимо знать все предыдущие отсчеты реализации случайного процесса и граничную частоту спектральной плотности случайного процесса. Различные интерполяционные представления реализаций случайных процессов изучались, например, в работе [2], где приведен список литературы, посвященный этому вопросу. В то же время целесообразно рассмотреть возможность использования простых алгоритмов, позволяющих производить интерполяцию

случайных процессов с минимальной дисперсией, используя линейную фильтрацию, базирующуюся на уравнении Винера—Хопфа [3].

Оценим эффективность алгоритма интерполяции случайного процесса с использованием в узлах интерполяции его значений и нескольких производных (ограничимся случаем двух узлов). Пусть реализация случайного процесса $\xi(t)$ задана на интервале времени $t \subset t_0 + T$, соответственно узлы интерполяции задаются в моменты времени t_0 и $t_0 + T$. Внутри интервала T возможно наличие сигнала. В этом временном интервале будем интерполировать значение реализации помехи $\xi(t_0 + \tau)$, где текущее значение τ задается в интервале $0 \leq \tau \leq T$. Эффективность интерполяции оценим по выборке $\xi(t_0), \xi(t_0 + T)$ либо по выборке $\xi(t_0), \xi'(t_0), \xi(t_0 + T), \xi'(t_0 + T)$, а также по выборке $\xi(t_0), \xi'(t_0), \xi''(t_0), \xi(t_0 + T), \xi'(t_0 + T), \xi''(t_0 + T)$. Винеровский вектор весовых коэффициентов [3] выборки определяется как $\mathbf{W} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}$, где \mathbf{R} — корреляционная матрица входных сигналов, или корреляционная матрица выборки, \mathbf{P} — вектор-столбец КФ полезного отклика $\xi(t_0 + \tau)$ и элементов выборки. Минимальное значение условной дисперсии ошибки определяется в виде $\sigma^2 [\xi(t_0 + \tau)/\xi(t_0) \dots \xi(t_0 + T) \dots] = \sigma^2 - \mathbf{P}^* \mathbf{W}$, где σ^2 — дисперсия случайного процесса, „*“ — знак транспонирования. Пусть КФ случайного процесса $R(\tau) = \sigma^2 \rho(\tau)$, где $\rho(\tau)$ — нормированная КФ. Если использована выборка $\xi(t_0), \xi(t_0 + T)$ то очевидно, что $\mathbf{P}^* = \left\| \sigma^2 \rho(\tau), \sigma^2 \rho(T - \tau) \right\|$, а матрица \mathbf{R} определяется в виде

$$\mathbf{R} = \sigma^2 \begin{vmatrix} 1 & \rho(T) \\ \rho(T) & 1 \end{vmatrix}. \quad (1)$$

Если $\xi(t_0), \xi'(t_0), \xi(t_0 + T), \xi'(t_0 + T)$, то используя [4], можно получить

$$\mathbf{P}^* = \left\| \sigma^2 \rho(\tau), -\sigma^2 \rho'(\tau), \sigma^2 \rho(T - \tau), \sigma^2 \rho'(T - \tau) \right\|,$$

а матрицу \mathbf{R} — в виде:

$$\mathbf{R} = \sigma^2 \begin{vmatrix} 1 & 0 & \rho(T) & \rho'(T) \\ 0 & -\rho''(0) & -\rho'(T) & -\rho''(T) \\ \rho(T) & -\rho'(T) & 1 & 0 \\ \rho'(T) & -\rho''(T) & 0 & -\rho''(0) \end{vmatrix}. \quad (2)$$

Если использовать выборку $\xi(t_0), \xi'(t_0), \xi''(t_0), \xi(t_0 + T), \xi'(t_0 + T), \xi''(t_0 + T)$, то вектор $\mathbf{P}^* = \left\| \sigma^2 \rho(\tau), -\sigma^2 \rho'(\tau), \sigma^2 \rho''(\tau), \sigma^2 \rho(T - \tau), \sigma^2 \rho'(T - \tau), \sigma^2 \rho''(T - \tau) \right\|$, а матрица \mathbf{R} будет иметь следующий вид:

$$\mathbf{R} = \sigma^2 \begin{vmatrix} 1 & 0 & \rho''(0) & \rho(T) & \rho'(T) & \rho''(T) \\ 0 & -\rho''(0) & 0 & -\rho'(T) & -\rho''(T) & -\rho^{(3)}(T) \\ \rho''(0) & 0 & \rho^{(4)}(0) & \rho''(T) & \rho^{(3)}(T) & \rho^{(4)}(T) \\ \rho(T) & -\rho'(T) & \rho''(T) & 1 & 0 & \rho''(0) \\ \rho'(T) & -\rho''(T) & \rho^{(3)}(T) & 0 & -\rho''(0) & 0 \\ \rho''(T) & -\rho^{(3)}(T) & \rho^{(4)}(T) & \rho''(0) & 0 & \rho^{(4)}(0) \end{vmatrix}. \quad (3)$$

Для оценки точности интерполяции будем использовать величину нормированной дисперсии, обратную коэффициенту подавления помехи [5]:

$$K(\tau) = \frac{\sigma^2 [\xi(t_0+T)/\xi(t_0), \xi'(t_0) \dots \xi(t_0+T), \xi'(t_0+T) \dots]}{\sigma^2} \quad (4)$$

Численные расчеты значения $K(\tau)$ проведем для случайных процессов с нормированной КФ $\rho(\tau) = \exp(-\pi\tau^2)$, при таком представлении КФ энергетическая ширина спектральной плотности случайного процесса $\Delta f = 1$, этот результат можно получить из [4]. Такой процесс является дифференцируемым, причем спектральная плотность по оси частот не ограничена, хотя этот процесс относится к классу линейно-сингулярных [6].

На рис. 1 приведена $K(\tau)$ для случайного процесса с КФ $\rho(\tau) = \exp(-\pi\tau^2)$; кривая 1 соответствует выборке $\xi(t_0), \xi(t_0+T)$, 2 — $\xi(t_0), \xi'(t_0), \xi(t_0+T), \xi'(t_0+T)$, 3 — $\xi(t_0), \xi'(t_0), \xi''(t_0), \xi(t_0+T), \xi'(t_0+T), \xi''(t_0+T)$. Характер расчетных кривых на рис. 1 очевиден и не требует пояснений.

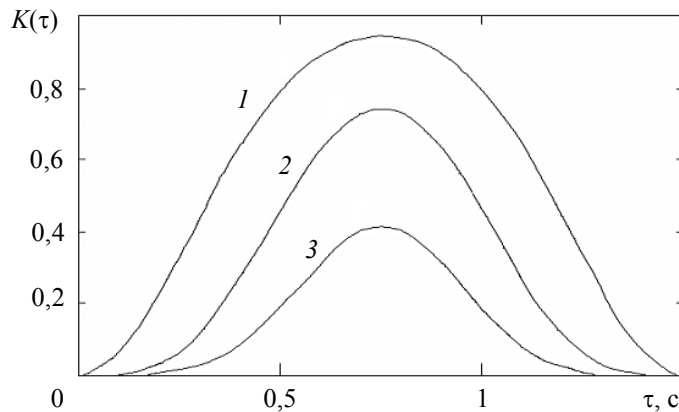


Рис. 1

Можно показать, что алгоритмы с использованием выборки из значений случайного процесса и их производных более эффективны, чем алгоритмы, в которых используется выборка из значений случайного процесса, расположенных вблизи узлов интерполяции типа $\xi(t_0 - 2\Delta t), \xi(t_0 - \Delta t), \xi(t_0), \xi(T), \xi(T + \Delta t), \xi(t + 2\Delta t)$, где Δt — некоторый интервал времени. Эффективность последней выборки равна эффективности выборки $\xi(t_0), \xi'(t_0), \xi''(t_0), \xi(t_0 + T), \xi'(t_0 + T), \xi''(t_0 + T)$ при условии, что $\Delta t \rightarrow 0$. Подобные исследования были подробно описаны в работе [7] для алгоритмов прогнозирования случайных процессов, но и при интерполяции случайных процессов с распространенными КФ это положение верно.

Возможность компенсации помех при обработке сигналов оптико-электронных устройств проверялась на экспериментальной установке, блок-схема которой приведена на рис. 2.

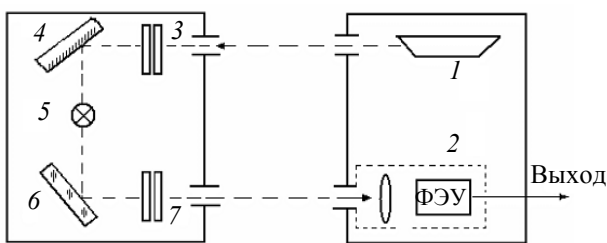


Рис. 2

Установка состоит из модуля имитатора локационного сигнала и головки макета лазерного локатора, включающей импульсный лазер 1 и фотоприемное устройство 2. Излучение лазера 1 ослаблялось с помощью калиброванных фильтров-ослабителей 3 модуля имитатора локационного сигнала. После поворотного зеркала 4 лазерное излучение смешивалось с излучением лампы накаливания 5, имитирующим фоновое излучение. Далее излучение рассеивалось пластиной 6 и после ослабления с помощью фильтров-ослабителей 7 регистрировалось ФПУ 2.

Благодаря применению фильтров 3 и лампы накаливания 5 формировалось любое желаемое отношение сигнал/помеха. Применение фильтров 7 обеспечивало возможность изме-

нения помехи от уровня, определяемого дробовым шумом фотокатода и квантовыми флуктуациями фонового потока, до уровня „гладкой“ фоновой подложки.

Для получения экспериментальных зависимостей эффективности компенсации помехи наряду с импульсным лазером применялся He—Ne-лазер ЛГН 126 непрерывного излучения с длиной волны $\lambda = 0,63$ мкм, прерываемого модулятором со сменными секторными дисками и редуктором скорости вращения.

Фотоприемное устройство 2 выполнено на основе фотоэлектронного умножителя ФЭУ-175 (с мультищелочным катодом). Для максимально возможного подавления сетевых помех рабочее напряжение ФЭУ формировалось от источника постоянного напряжения (аккумулятора) с применением повышающих преобразователей, от него запитывалась лампа 5.

При постоянной времени ФПУ 100 мкс длительность импульса лазерного излучения была установлена равной 500 мкс. Сигнал с выхода ФПУ поступал через плату аналогоцифрового преобразователя (АЦП) в персональный компьютер, где и проводилась его обработка с целью компенсации помех и выделения принимаемого сигнала.

Частота дискретизации АЦП составляла 5 мкс. Помеха на выходе ФПУ являлась стационарной и реализации помехи в течение одной секунды при отсутствии сигнала были использованы для оценки ее корреляционной функции. Максимальное время корреляции было выбрано равным 3000 мкс. Дальнейшее увеличение времени наблюдения не приводило к изменению оценки корреляционной функции $R(\tau)$, что позволило сделать вывод о высокой точности ее оценки.

Реальная КФ помехи оказалась многомодальной. Очевидно, что интерполирующая ее функция должна быть дифференцируемой по крайней мере четыре раза, если использовать выборку с производными второго порядка. Из эвристических соображений в качестве интерполирующей была выбрана функция вида

$$R(\tau) = a \exp[-\alpha \tau^2] - b \exp[-\beta(\tau - \theta_1)^2] - b \exp[-\beta(\tau + \theta_1)^2] - c \exp[-\beta(\tau - \theta_2)^2] - c \exp[-\beta(\tau + \theta_2)^2]. \quad (5)$$

Значения параметров a, α выбирались исходя из вида центрального лепестка оцененной КФ, $b, \beta, c, \theta_1, \theta_2$ — исходя из задачи интерполяции боковых лепестков КФ. Выбор такой интерполирующей функции в виде суммы гауссоид позволяет довольно просто интерполировать многомодальную КФ, так как гауссоиды одномодальны и достаточно быстро спадают (в зависимости от множителя в показателе экспоненты).

Оцененная КФ (кривая 1) и интерполирующая ее функция (2) приведены на рис. 3.

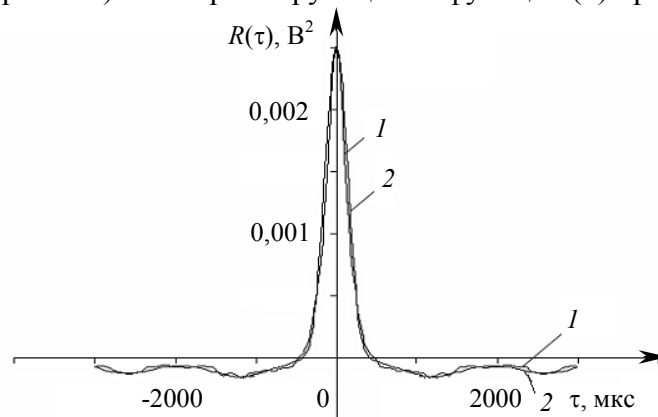


Рис. 3

Интерполяция помехи проводилась в соответствии с выражением

$$\xi(t_0 + \tau) = k_1(\tau)\xi(t_0) + k_2(\tau)\xi'(t_0) + k_3(\tau)\xi''(t_0) + k_4(\tau)\xi(t_0 + T) + k_5(\tau)\xi'(t_0 + T) + k_6(\tau)\xi''(t_0 + T), \quad (6)$$

где коэффициенты $k_i(\tau)$ при $i=1, \dots, 6$ рассчитывались как элементы вектора \mathbf{W} , причем в матрицу \mathbf{R} , выражение (3) и вектор \mathbf{P} значения КФ подставлялись, согласно выражению (5), для реально оцененной КФ.

На рис. 4 приведена осциллограмма импульса с аддитивной помехой на выходе ФПУ (кривая 1) и та же реализация, но при помехе, скомпенсированной (2) путем вычитания ее интерполированных значений. Оценка первой и второй производной в моменты $t_0=0$ и $T=1000$ мкс проводилась методом конечных разностей. Как видно из рис. 4, помеха была довольно хорошо компенсирована — до появления импульса сигнала она практически сведена к нулю, то же видно и после окончания импульса.

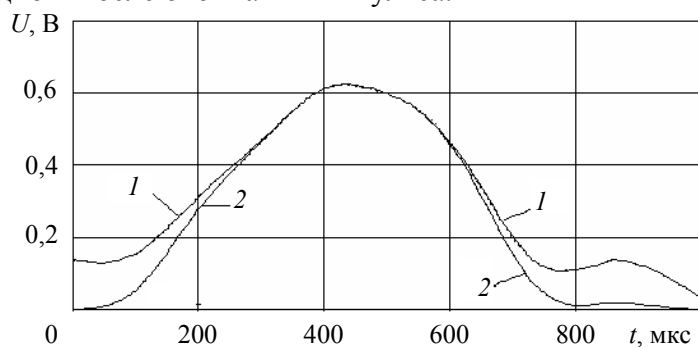


Рис. 4

Таким образом, интерполяция помехи линейным нерекурсивным фильтром Винера—Хопфа за счет оценки значений реализации и ее производных в начальной и конечной точках, а также вычитания ее из наблюдавшейся реализации позволяет компенсировать помеху, восстановив реализацию сигнала на выходе ФПУ. Применение таких методов компенсации помехи целесообразно при возможности обработки уже записанного сигнала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Хургин Я. И., Яковлев В. П. Фinitные функции в физике и технике. М.: Наука, 1971. 408 с.
2. Сосулин Ю. Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов. М.: Советское радио, 1978. 320 с.
3. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
4. Тихонов В. И., Хищенко В. И. Выбросы траекторий случайных процессов. М.: Наука, 1982. 303 с.
5. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
6. Розанов Ю. А. Стационарные случайные процессы. М.: Наука, 1990. 272 с.
7. Головков В. А. Прогнозирование случайного процесса по выборке его производных // Радиотехника и электроника. 1993. № 3. С. 1049—1053.

Сведения об авторах

- Владимир Алексеевич Головков** — канд. техн. наук; НИИ комплексных испытаний оптико-электронных приборов, Сосновый Бор; E-mail: golovkov_ggg@mail.ru
- Виктор Александрович Смирнов** — НИИ комплексных испытаний оптико-электронных приборов, Сосновый Бор; старший научный сотрудник

Рекомендована институтом

Поступила в редакцию
25.09.08 г.