

Разработка методов повышения помехоустойчивости охранных систем

Разработана линейная модель наблюдения на основе тригонометрического интерполяционного полинома негармонической структуры для аддитивной смеси сигнала с неизвестным информационным параметром и нестационарной помехи, а также метод оценивания параметров полезного сигнала.

In the work on the basis of a trigonometrical interpolational polynomial of nonharmonic structure the linear model of observation is developed for an additive mixture of a signal with unknown informational parametre and a nonstationary noise. The method of a parametre estimation of a useful signal against nonstationary noise on the basis of use of mathematical model is offered.

Розроблено лінійну модель спостереження на основі тригонометричного інтерполяційного поліному негармонійної структури для адитивної суміші сигналу з невідомим інформаційним параметром та нестационарної завади, а також метод оцінювання параметрів корисного сигналу.

Введение. Обеспечение безопасности особо важных объектов, являющихся источниками экологических и техногенных угроз, условий жизнедеятельности населения, определяется как приоритетное направление развития государства [1].

Одно из эффективных мероприятий, обеспечивающих выполнение этих требований, – создание систем физической безопасности и защиты, значительной составной частью которых есть охранные системы [2].

Современные автоматизированные системы охраны формируют сигнал *тревоги* без вмешательства оператора на основании информации, поступающей от *детекторов* охранной сигнализации через *каналы связи* охранной системы к *приемно-контрольным* приборам системы охраны.

Влияние внешних электромагнитных помех на функционирование канала связи должно быть минимальным. Из этого условия вытекает требование уменьшения маскирования полезного сигнала помехой, т.е. повышения помехоустойчивости в аналоговых проводных каналах связи, преимущественно используемых в стационарных охранных системах.

Ключевые слова: охранные системы, обработка сигналов, модель наблюдения, гармонический анализ, система линейных уравнений, корреляционная матрица ошибок наблюдения, свойства статистических оценок.

Постановка задачи

Помехоустойчивость системы – одна из основных характеристик системы охраны. Наиболее подвержена влиянию помех кабельная сеть системы охраны, что обусловлено взаимным влиянием электрических цепей, образованных проводными линиями связи одного кабеля.

Это существенно проявляется в охранных системах, созданных за последние десятилетия, в частности, в системах охраны военных объектов. Помеха представляет собой наведенные достаточно мощные случайные сигналы нестационарного характера, на фоне которых необходимо наблюдать полезные сигналы от детекторов системы охраны [3].

В соответствии с действующими требованиями к техническим охранным средствам, их кабельная сеть должна обеспечивать независимость от кабельных линий, используемых в комплексах технических средств иного назначения.

В проводных каналах связи уровень постоянно действующих помех, по существующим нормам к электромагнитным помехам, должен быть на 25...35 дБ ниже уровня полезного сигнала. Как показывают расчеты значений вероятности ошибки в переданном сообщении при разных видах модуляции, эта вероятность должна быть порядка 10^{-8} . В то же время в реаль-

ных условиях в существующих каналах связи ошибки появляются с вероятностью 10^{-3} – 10^{-4} и более [4].

Повышение помехоустойчивости аналоговых проводных каналов сигнализации и защищенности от влияния наведенных электромагнитных помех возможно на основе разработки новых моделей каналов связи охраняемых систем [5].

Обобщенная эквивалентная электрическая схема канала связи охраняемой системы представлена на рис. 1.

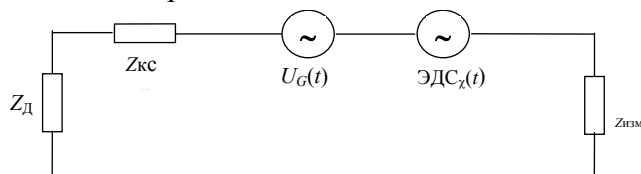


Рис. 1. Эквивалентная электрическая схема канала связи

В соответствии со вторым законом Кирхгофа:

$$U_G(t) + \text{ЭДС}\chi(t) = I(t) (Z_D + Z_{KC} + Z_{ИЗМ}) = U_D(t) + U_{KC}(t) + U_{ИЗМ}(t), \quad (1)$$

где $I(t)$ – ток в контуре; Z_D – сопротивление детектора; Z_{KC} – сопротивление линий канала связи; $Z_{ИЗМ}$ – сопротивление измерителя; $U_G(t)$ – напряжение измерительного сигнала; $\text{ЭДС}\chi(t)$ – ЭДС помехи. Величины Z_{KC} и $Z_{ИЗМ}$ – постоянные; Z_D принимает ряд дискретных значений Z_0, Z_1, \dots, Z_S , соответствующих S возможным состояниям системы, определяемых величиной Z_D .

Обозначая:

$$U_G(t) - U_D(t) - U_{KC}(t) = U_S(t), \quad (2)$$

имеем:

$$U_{ИЗМ}(t) = U_S(t) + \text{ЭДС}\chi(t). \quad (3)$$

Таким образом, каждому элементу возможных значений сигнала $U_S(t)$ соответствует определенный элемент множества Z_D , определяющий возможные состояния системы. Сигнал $U_S(t)$ маскируется наведенной помехой, вследствие чего наблюдают значения $U_{ИЗМ}(t)$. Выражение (3) – обобщенная математическая модель, описывающая как электрические процессы в канале связи, так и особенности его структуры [5].

В условиях действия помех определение «истинного» значения $U_S(t)$, измеряемого непосредственно при заданных ошибках и вре-

мени измерения, требует статистического усреднения. Значение $U_S(t)$ оценивается с некоторой точностью, характеризуется, прежде всего, средним значением и дисперсией.

Известен ряд теоретических методов уменьшения маскирования полезного сигнала помехой: интегрирование сигнала, синхронная демодуляция, адаптивная компенсация, статистические методы оценивания сигнала на фоне стационарной помехи при известных (полностью или частично) вероятностных характеристиках сигнала и помехи (байесовская методология, метод максимального правдоподобия, оценивание по методу наименьших квадратов).

Ряд известных классических методов обработки сигналов требуют предварительного выбора структуры устройств обработки. Обобщенный анализ известных методов обработки с использованием определенных структурных схем показывает, что эти методы в значительной степени могут быть сведены к аналитической модели вида [6]:

$$Y(T) = \int_0^T x(t)\psi(t)dt, \quad (4)$$

где $Y(T)$ – сигнал, полученный в результате обработки; $x(t) = s(t) + \omega(t)$ – аддитивная смесь сигнала $s(t)$ и помехи $\omega(t)$; $\psi(t)$ – весовая функция (опорный сигнал); T – время наблюдения сигнала.

Если в (4) $\psi(t) = 1$, имеет место интегрирующая обработка, если $\psi(t) = s(t)$ – когерентная обработка; при $\psi(t) = s(t - \tau)$ корреляционная, а при $\psi(t) = x(t - \tau)$ – автокорреляционная.

В случае когда $\psi(t)$ совпадает с импульсной характеристикой $g(t)$ линейной системы электрического фильтра, имеет место прием на согласованный фильтр. Максимальное значение полезного сигнала $Y(T)$ достигается при когерентной обработке, т.е. при $\psi(t) \equiv s(t)$. Если сигналом $s(t)$ есть сигнал с известной частотой и фазой, то имеет место случай синхронной демодуляции. Выражение (4) по критерию наиболее эффективной обработки в наибольшей степени соответствует методу синхронной демодуляции.

Ограниченность метода синхронной демодуляции состоит в необходимости накопления отсчетов достаточно большого числа периодов повторения оцениваемого сигнала при малом отношении сигнал/шум.

Разработан также ряд технических инженерных методов уменьшения влияния внешних электромагнитных полей на проводные линии; наиболее распространены методы компенсации помех. Для получения компенсирующего напряжения используют дополнительные цепи, что приводит к значительному усложнению аппаратуры [7].

Однако реализация перечисленных методов не позволяет за приемлемое время реакции охранной системы и с приемлемой для практики точностью оценивания получить значение информационного параметра охранной системы, характеризующего состояние детектора обнаружения, в условиях воздействия нестационарных маскирующих помех на канал связи. Это обусловлено факторами, ограничивающими применение указанных методов, а именно: нестационарностью реальной помехи, значительным увеличением времени реакции охранной системы (интегрирование, синхронная демодуляция), невозможностью обеспечения компенсации помех на всех участках протяженной кабельной системы канала связи (адаптивная компенсация).

Известные практические методы устранения влияния помехи на сигнал от детектора охранной системы, как-то: организационно-технические (устранение влияния помехи, увеличение количества рубежей охраны), алгоритмические, основанные на мажоритарных принципах оценивания состояния канала связи, требуют, как минимум, аппаратно-временного дублирования или ликвидации источника помехи.

Научная цель исследования

На основе анализа изложенных методов делаем вывод, что они не позволяют получить удовлетворительное решение задачи оценивания информационного параметра сигнала при условии, что его временное положение фиксировано. Цель исследования – разработка метода повышения помехоустойчивости систем

охраны в условиях воздействия нестационарных электромагнитных помех. Идея, положенная в основу исследования, состоит в:

- сглаживании нестационарной помеховой составляющей линейным оператором с определенной импульсной характеристикой;
- использовании для аппроксимации каждой реализации случайного наблюдаемого сигнала *детерминированной модели*, в виде суперпозиции некоторой функции полезного сигнала во временном представлении и помехового нестационарного *периодизированного* сигнала в частотном представлении на основе тригонометрического интерполяционного полинома. Аналогов такого подхода в мировых научных, технических, патентных и учебных источниках не обнаружено.

Введем между каналом связи и резистором $Z_{изм}$ линейный оператор – линейный фильтр низких частот (ЛФНЧ) (рис. 2) с импульсной характеристикой $h(t)$:

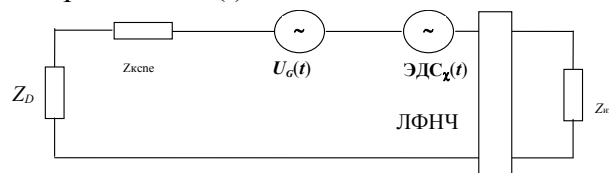


Рис. 2. Эквивалентная электрическая схема с ЛФНЧ

где Z_D – сопротивление детектора; $Z_{кс}$ – сопротивление соединительных линий канала связи; $Z_{изм}$ – сопротивление электрической цепи измерителя; $U_G(t)$ – напряжение источника измерительного сигнала; $ЭДС_χ(t)$ – ЭДС помехи.

Рис. 3 показывает сведение схемы рис. 2 к схеме рис. 1 путем введения $Z_э$ – эквивалентного сопротивления ЛФНЧ и измерительной цепи.

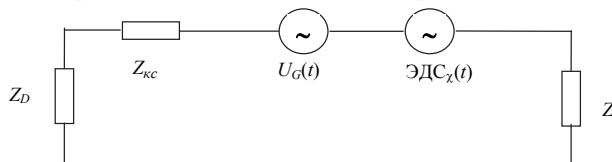


Рис. 3. Упрощенная схема канала связи

Представим измерительный сигнал в виде:

$$U_G(t) = U_0 \times f(t, \{n\}), \quad (5)$$

где U_0 – информационный параметр сигнала $U_G(t)$; $f(t, \{n\})$ – известная функция времени t и совокупности параметров $\{n\}$, определяющих форму и временное положение сигнала. Без уче-

та помех, сигнал на входе ЛФНЧ $U_{\text{ВХ}}(t)$ определяется как:

$$U_{\text{ВХ}}(t) = U_G(t) \times k(Z_{\text{Э}}), \quad (6)$$

где $k(Z_{\text{Э}})$ зависит от сопротивлений $\{Z_G, Z_{\text{КС}}, Z_D\}$, сигнал на выходе ЛФНЧ $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ равен:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = \int_0^t h(\tau) U_{\text{ВХ}}(t - \tau) d\tau, \quad (7)$$

или:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_0 \times k(Z_{\text{Э}}) \times F_G(t, \{n\}), \quad (8)$$

$$F_G(t, \{n\}) = \int_0^t h(\tau) f((t - \tau), \{n\}) d\tau. \quad (9)$$

Значение функции (9) не зависит от состояния охранной системы, определяется импульсной характеристикой $h(t)$ и нормированной функцией $f(t, \{n\})$. Из (8) следует, что сигнал на выходе ЛФНЧ $U_{\text{ВЫХ}}(t)$, обусловленный полезным сигналом, зависит только от состояния детектора системы.

Обозначим как $U_{\text{ВХХ}}(t)$ помеху на входе ЛФНЧ. Выходной сигнал $U_{\text{ВЫХХ}}(t)$ в момент времени t есть случайная функция:

$$U_{\text{ВЫХХ}}(t) = \int_0^t h(\tau) U_{\text{ВХХ}}(t - \tau) d\tau. \quad (10)$$

Если $U_{\text{ВХХ}}(t)$ – функция, которая в граничном случае является совокупностью распределенных по времени дельтаобразных импульсов, то функция (10) – непрерывная кусочно-гладкая.

В соответствии с принципом суперпозиции для линейных цепей наблюдаемый сигнал на выходе ЛФНЧ $U_{\text{ИЗМ}}(t)$ равен:

$$U_{\text{ИЗМ}}(t) = U_{\text{ВЫХ}}(t) + U_{\text{ВЫХХ}}(t). \quad (11)$$

Полезный сигнал $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ в частотно–временном представлении имеет постоянную составляющую и дискретные гармонические частоты $k\omega$, $\omega = 2\pi/T$ (T – период повторения сигнала; $k = 0, 1, 2, \dots, N$ – номер гармоники). Представляется интерполяционным тригонометрическим полиномом. Сигнал помехи на выходе ЛФНЧ $U_{\text{ВЫХХ}}(t)$ также представляется аналогичным тригонометрическим полиномом.

Представление мгновенных значений функций $U_{\text{ВЫХ}}(t)$, $U_{\text{ВЫХХ}}(t)$ и $U_{\text{ИЗМ}}(t)$ интерполяционным тригонометрическим полиномом перехо-

дит в точное представление функций бесконечным рядом Фурье, что основано на теореме сходимости ряда Фурье кусочно-гладкой непрерывной функции периода T .

В случае размещения проводных цепей канала связи охранной системы в интегрированных сетях кабелей систем различного назначения помеха имеет, в общем случае, неопределенное происхождение, величина наведенных помеховых сигналов сравнима с полезным сигналом. Относить такую помеху к стационарным нет оснований [3].

Обозначим аддитивную смесь полезного сигнала и помехи как случайную нестационарную функцию $Y(t)$. Некоторую реализацию случайного процесса на интервале времени $[0, T]$ с его бесконечным периодическим продолжением обозначим как $Y_j(t)$. Физический сигнал, соответствующий этому процессу, ограничен во времени, имеет конечную энергию. Такой сигнал на интервале наблюдения $[0, T]$ может быть представлен в виде:

$$Y_j(t) = U_{sj} \times F_G(t, \{n\}) + \sum_{k=0}^n (C_k \cos k\omega t + S_k \sin k\omega t), \quad (12)$$

где U_{si} – информационный параметр полезного сигнала, C_0 – амплитуда постоянной составляющей помехи, C_1, C_2, \dots, C_N – амплитуды косинусных гармоник помехи; S_1, S_2, \dots, S_n – амплитуды синусных гармоник помехи; n – номер наивысшей гармонической составляющей.

Формула (12) дает принципиальную возможность определить информационный параметр полезного сигнала U_{sj} для сигнала известной формы на фоне помехи без знания статистических характеристик помехи.

Наблюдая в течение времени T сигнал $Y(t)$, (где T – время наблюдения сигнала, равный периоду повторения сигнала $U_{\text{ВЫХ}}(t)$), можно получить $(2n + 2)$ отсчетов $Y_j(t_i)$, где индекс $j = \{1, 2, \dots, (2n + 2)\}$. Таким образом, можно получить систему $(2n + 2)$ линейных уравнений для $(2n + 2)$ неизвестных, т.е. для $U_{sj}, C_0, C_1, C_2, \dots, C_n$ и S_1, S_2, \dots, S_n , обозначив их соответственно как x_1, x_2, \dots, x_m ; $m = (2n + 2)$. Значения функций $F_G(t_i, \{n\})$, $\cos(k\omega t_i)$ и $\sin(k\omega t_i)$ в мо-

менты времени t определяют матрицу системы $A = \|a_{ij}\|$; временные отсчеты $Y_j(t_i)$ определяют свободные члены (вектор наблюдений). В новых обозначениях модель (12) сводится к системе линейных уравнений стандартного вида:

$$AX = \hat{Y}, \quad (13)$$

где $\hat{Y} = (\hat{y}_1, \hat{y}_2, \dots, \hat{y}_m)^T$ – вектор наблюдений; $X = (x_1, x_2, \dots, x_m)^T$; вектор неизвестных; x_1 – параметр полезного сигнала, определяемый состоянием системы охраны; x_2 – амплитуда постоянной составляющей помехи; x_3, x_4, \dots, x_m – амплитуды дискретных гармоник помехи $\chi(t)$. Единственное решение системы линейных алгебраических уравнений (13) определяет x_1 .

Докажем соответствие решения (13) методу наименьших квадратов и определим свойства оценки (13). Модель наблюдения для (13) имеет вид:

$$\hat{Y}_{\langle m \rangle} = A_{\langle m, m \rangle} X_{\langle m \rangle} + \hat{W}_{\langle m \rangle}. \quad (14)$$

Допустим, что все ошибки наблюдений \hat{W} имеют распределение с нулевым средним, некоррелированы и имеют одинаковую дисперсию σ^2 . Тогда функция потерь имеет вид:

$$\pi(\hat{Y}, X) = \sum_{i=1}^m \left(\hat{y}_i - \sum_{j=1}^n a_{ij} x_j \right)^2, \quad (15)$$

Система нормальных уравнений:

$$\frac{d\pi}{dx_k} = 2 \times \sum_{i=1}^m \left(\hat{y}_i - \sum_{j=1}^n a_{ij} x_j \right) x_k = 0 \quad (16)$$

или:

$$\sum_{i=1}^m \hat{y}_i a_{ik} = \sum_{i=1}^m \left(\sum_{j=1}^m a_{ij} a_{ik} \right) x_j, \quad (17)$$

где $k = 1, 2, \dots, m$ [8]. Решение нормальных уравнений (17) является оптимальной оценкой вектора X . Уравнение (14) есть линейной схемой наблюдения в задаче оценивания. Нормальные уравнения (17) в векторно-матричной форме имеют вид:

$$A^T A X - A^T \hat{Y} = 0, \quad (18)$$

или $(A^T)^{-1} A^T A X - (A^T)^{-1} A^T \hat{Y} = 0$, или $E A X - E \hat{Y} = 0$ или $A X = \hat{Y}$, что доказывает эквивалентность решений (13) и (18). Решение системы (13) при постоянной матрице наблюдения имеет более простую аппаратно-программную реализацию. Для модели наблюдения (14) $M[\hat{W}] = 0$. Модель наблюдения в виде $M[\hat{Y}_{\langle m \rangle}] = A_{\langle m, m \rangle} X_{\langle m \rangle}$ являет-

ся схемой Гаусса–Маркова, если определена корреляционная матрица вектора $\hat{W}_{\langle m \rangle}$, что позволяет определить корреляционную матрицу точечной мнк-оценки вектора X .

В рамках схемы Гаусса–Маркова известны три модели, определяемые типом корреляционной матрицы $K_{\hat{W}_{\langle m \rangle}}$ [8]:

$$M[\hat{Y}_{\langle m \rangle}] = A_{\langle m, m \rangle} X_{\langle m \rangle}, M[\hat{W}] = 0, \\ K_{\hat{W}_{\langle m \rangle}} = K_{\hat{Y}_{\langle m \rangle}} = \sigma^2 E_{\langle m \rangle}, \quad (19)$$

$$M[\hat{Y}_{\langle m \rangle}] = A_{\langle m, m \rangle} X_{\langle m \rangle}, M[\hat{W}] = 0, \\ \hat{W}_{\langle m \rangle} = K_{\hat{Y}_{\langle m \rangle}} = \sigma^2 G_{\langle m \rangle}, \quad (20)$$

$$M[\hat{Y}_{\langle m \rangle}] = A_{\langle m, m \rangle} X_{\langle m \rangle}, M[\hat{W}] = 0, \\ K_{\hat{W}_{\langle m \rangle}} = K_{\hat{Y}_{\langle m \rangle}} = R_{\langle m \rangle}, \quad (21)$$

где σ^2 – неизвестная дисперсия; $E_{\langle m \rangle}$ – единичная матрица; $G_{\langle m \rangle}$ – нормированная корреляционная матрица; $R_{\langle m \rangle}$ – симметричная положительно-определенная матрица. Решение (13) или (18) имеет место для канонической модели (19).

Неканонические модели (20) и (21) требуют определения структуры матриц $G_{\langle m \rangle}$ та $R_{\langle m \rangle}$, после чего можно свести модели (20) и (21) к модели (19), что усложняет нахождение вектора $X_{\langle m \rangle}$.

Определим возможную структуру корреляционной матрицы $\hat{W}_{\langle m \rangle}$ в случае модели (12).

Модель наблюдения для (14) представим в виде:

$$Y(t) = X_0 \sin(3,5t) + C_0 + C_1 \cos(1t) + \\ + S_1 \sin(1t) + C_2 \cos(2t) + S_2 \sin(2t) + \\ + C_3 \cos(3t) + S_3 \sin(3t) + C_4 \cos(4t) + \\ + S_4 \sin(4t) + C_5 \cos(5t) + S_5 \sin(5t) + w(t), \quad (22)$$

структура корреляционной матрицы ошибок наблюдения $w(t)$ определяет вид (19) – (21) модели, а $U_{\text{вых}}(t) = X_0 \times \sin(3,5t)$.

Без ограничения общности, примем, что первые пять гармонических составляющих являются априори известной моделью помехи. Логично допустить, что ошибка наблюдения $w(t)$ определяется некоторым количеством последних неучтенных гармонических составляющих помехи, например:

$$w(t) = C_6 \cos(6t) + S_6 \sin(6t) + C_7 \cos(7t) + \\ + S_7 \sin(7t) + C_8 \cos(8t) + S_8 \sin(8t). \quad (23)$$

Проверим предположение, что ошибки наблюдений $w(t)$ распределены с нулевым средним, некоррелированы, имеют одинаковую дисперсию σ^2 . К особенностям охранных сис-

тем относится то обстоятельство, что время измерения параметра состояния составляет величину 10–20 мс. Минимально возможным является объем выборки, превышающий число параметров в 5–10 раз. Примем объем выборки, равный ≈ 20 отсчетам через $\approx 0,001$ с.; построим следующую матрицу наблюдений:

$$\begin{matrix} w(t1), w(t2), w(t3), w(t4), w(t5); \\ w(t2), w(t3), w(t4), w(t5), w(t6); \\ \dots \end{matrix}$$

$$\dots \dots \dots w(t15), w(t16), w(t17), w(t18), w(t19),$$

содержащую 15 групп отсчетов по 5 отсчетов в группе. Введем следующее обозначение для этой матрицы:

$$\begin{matrix} w_{1,1} & w_{1,2} & w_{1,3} & w_{1,4} & w_{1,5} \\ w_{2,1} & w_{2,2} & w_{2,3} & w_{2,4} & w_{2,5} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ w_{15,1} & w_{15,2} & w_{15,3} & w_{15,4} & w_{15,5}. \end{matrix}$$

Это позволяет получить пять средних значений: $MO_1 = [w_{1,1} + w_{2,1} + \dots + w_{15,1}]/15$; ... $MO_5 = [w_{1,5} + w_{2,5} + \dots + w_{15,5}]/15$; пять значений дисперсии: $SKO_1^2 = [\{w_{1,1} - MO_1\}^2 + \{w_{2,1} - MO_1\}^2 + \dots + \{w_{15,1} - MO_1\}^2]/14$; ... $SKO_5^2 = [\{w_{1,5} - MO_5\}^2 + \{w_{2,5} - MO_5\}^2 + \dots + \{w_{15,5} - MO_5\}^2]/14$; и определить элементы стандартизированной матрицы: $u_{1,1} = (w_{1,1} - MO_1)/SKO_1$, $u_{1,2} = (w_{1,2} - MO_1)/SKO_1$, ... $u_{15,5} = (w_{15,5} - MO_5)/SKO_5$.

Соответствующая корреляционная матрица имеет вид:

$$\begin{matrix} r_{11}, r_{12}, r_{13}, r_{14}, r_{15} \\ r_{21}, r_{22}, r_{23}, r_{24}, r_{25} \\ \dots \\ r_{51}, r_{52}, r_{53}, r_{54}, r_{55}, \end{matrix} \quad (24)$$

где $r_{11} = \{(u_{1,1} u_{1,1}) + (u_{2,1} u_{2,1}) + \dots + (u_{15,1} u_{15,1})\}/15$, $r_{12} = \{(u_{1,1} u_{1,2}) + (u_{2,1} u_{2,2}) + \dots + (u_{15,1} u_{15,2})\}/15$, ... $r_{55} = \{(u_{1,5} u_{1,5}) + (u_{2,5} u_{2,5}) + \dots + (u_{15,5} u_{15,5})\}/15$.

Оценки коэффициентов корреляции r_{ij} , полученные методом имитационного моделирования, не превышают значения 0,6; кроме диагональных элементов, равных 0,93. Критическое значение статистик Стьюдента $t_{кр}(n-2; \alpha) = t_{кр}(13; 0,01) = 2,70$ [9]. Это значит, что все элементы матрицы, кроме диагональных, удовлетворяют соотношению: $t = (0.6 * 13^{0.5}) \times (1 - 0.6^2)^{0.5} = 2.70$; $t \leq t_{кр}(13; 0,01)$; т.е. их можно считать нулевыми, а корреляционная матрица (24) для $w(t)$ соответствует модели (19).

По правилу Крамера выражение для максимальной ошибки оценки x_1 :

$$\Delta x_1 = |(\det A)^{-1}| \times (|A_{11}| + |A_{21}| + \dots + |A_{(12)1}|) \times |\Delta b|,$$

где $|\Delta b|$ – максимальная из абсолютных ошибок свободных членов. Ошибка Δb имеет две основных составляющих:

- составляющая, определяемая условием: $|Y(t) - Y_n(t)| \leq \epsilon$, может быть уменьшена за счет увеличения числа членов полинома;

- составляющая Δx_t , определяемая точностью отсчета Δt момента времени $Y(t)$; определяется величиной производной: $\Delta x_t \approx Y^{(1)}(t)\Delta t$. Рассмотрим нахождение величины Δx_t и определение методом имитационного моделирования характера распределения оценки параметра x_1 , величины дисперсии x_1 .

Реакция Г-образного ЛФНЧ с параметрами ЛФНЧ: $R \approx 100$ ом; $C \approx 10$ мкф; $L \approx 0,1$ Гн (рис. 4) и импульсной характеристикой $h(t)$ (рис. 5) на единичный входной скачок приведена на рис. 6 [10].

При $\Delta t \approx 0,01$ мс значение $\Delta x_1 \approx 1$ мВ (точность отсчета). Диапазон изменения входного сигнала: 0–5 В. Точность оцифровки: ≈ 20 мВ. Максимальная скорость изменения входного сигнала: $\approx 10^2$ мВ/мс. Максимальное изменение сигнала между отсчетами: ≤ 100 мВ. Обозначим отсчеты как Y_1, Y_2, \dots, Y_{12} .

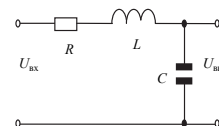


Рис. 4. Г-образный ЛФНЧ

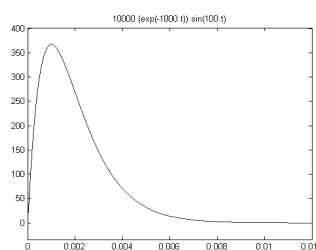


Рис. 5. $h(t) = 10^4 \times e^{-1000t} \times \sin 100t$

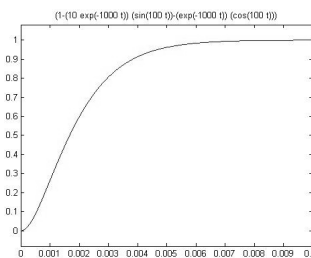


Рис. 6. Реакция ЛФНЧ на единичный скачок

Возможное число отсчетов:

- $Y_1: \{0, 20, 40, \dots, 5000\}$ – 250 значений;
- $Y_2: \{(Y_{1H} - 100), (Y_{1H} - 80), \dots, Y_{1H}, (Y_{1H} + 20), \dots, (Y_{1H} + 100)\}$ – 11 значений;

.....
 $- Y_{12} : \{(Y_{11H} - 100), Y_{11H} - 80), \dots Y_{11H}, (Y_{11H} + 20), \dots Y_{11H} + 100)\} - 11$ значений.

Полное множество N случайных реализаций помехи: $N = 250 \times 11^{11} \approx 10^{13}$.

Ошибка Δt отсчета ≈ 0 ; а полная группа несовместимых событий $\approx 10^{13}$. На этом множестве методом *прямого перебора* исследованы статистические характеристики оценки x_1 . Характер распределения ошибки \hat{w}_i в (22), при аппроксимации нестационарной помехи тригонометрическим полиномом, представлен на рис. 7. Характер распределения оценки параметра (26), когда априорное значение параметра равняется нулю, при аппроксимации нестационарной помехи тригонометрическим полиномом представлен на рис. 8.

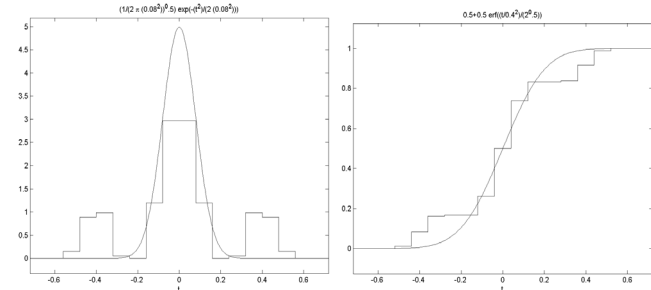


Рис. 7. Дифференциальное и интегральное распределение для ошибки \hat{w}_i

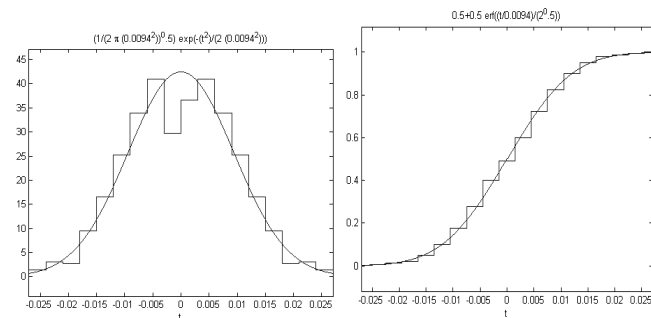


Рис. 8. Дифференциальное и интегральное распределение для оценки X

На рис. 8: сплошные гладкие линии – графики функций теоретического нормального распределения; ступенчатые графики – гистограмма и эмпирическая функция распределения оценки X . Интегральное распределение оценки близко к нормальному; оценка оптимальная, несмещенная и эффективная; графики позволяют определить величину дисперсии оценки.

Заключение. Помехоустойчивость охранных систем в условиях воздействия электромагнитных помех имеет важное значение для получения достоверного решения о состоянии системы. Актуальная научная задача – разработка новых методов обработки сигналов в проводных каналах связи при воздействии электромагнитных помех.

Разработанная модель для аддитивной смеси детерминированного сигнала с неизвестным информационным параметром и нестационарного случайного процесса на основе системы линейных уравнений с использованием интерполяционного полинома отображает корреляционную связь между значением информационного параметра сигнала и значениями текущей реализации *нестационарного случайного процесса*.

Метод измерения параметров полезного сигнала на фоне нестационарных помех позволяет определить неизвестный информационный параметр полезного сигнала из решения системы линейных уравнений. Возможность применения правила Крамера позволяет получить решение в виде линейной формы для отсчетов с определенными весовыми коэффициентами, что значительно упрощает схемную реализацию метода.

Установлены следующие свойства модели: модель на основе интерполяционного тригонометрического полинома может быть отнесена к канонической модели; система нормальных уравнений канонической модели эквивалентна системе уравнений модели, для которой выполняется оптимизация по критерию наименьших квадратов; оценка информационного параметра – оптимальна, не смещена и эффективна.

Качественное отличие разработанного метода состоит в возможности восстановления сигнала, маскируемого нестационарной помехой как в случае совпадения временных максимумов сигнала и помехи, так и полного совпадения частотных составляющих сигнала и помехи по одной реализации нестационарного процесса.

1. Указ Президента України «Про стратегію національної безпеки України» № 105/2007 від 12 лютого 2007 року // Офіційний вісник Президента України від 19.06.2012. – № 20. – С. 470.
2. Васюхин М.И., Плюшки Л. Подходы построения автоматизированной системы охраны особо важных объектов // УСиМ. – 2002. – № 1. – С. 88–91.
3. Коротич В.В., Николаенко В.Б., Кіреєв В.О. Математична модель заводового сигналу на основі полігаусівського розподілу ймовірності // Зб. наук. праць. ННДЦ ОТ і ВБ України. – 2006. – Вип. 3 (32). – С. 126–132.
4. Жураковский Ю.Л., Назаров В.Д. Каналы связи. – К.: Вища шк., Головное изд-во, 1985. – 223 с.
5. Белявін В.Ф., Чигрін Р.М., Миронович В.М. Математична модель випадкового сигналу аналогового провідного каналу сигналізації охоронних систем військових об'єктів на основі багатомірної системи алгебраїчних лінійних рівнянь // Зб. наук. праць Харківського університету Повітряних Сил. – 2007, ХУПС, 2009. – Вип. № 1(19) – С. 51–56.
6. Зюко А.Г., Коробков Ю.Ф. Теория передачи сигналов: Учебник. – М.: Связь, 1972. – 282 с.
7. Адаптивная компенсация помех в каналах связи. / Ю.В. Лосев, А.Г. Бердников, Э.Ш. Гойхман и др. – М.: Радио и связь, 1988. – 208 с.
8. Статистические методы обработки результатов наблюдений / Р.М. Юсупов, Г.В. Петухов, В.Н. Сидоров и др. / МО СССР, 1984 – 563 с.
9. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся ВТУЗов. – М.: Наука, 1981. – 720 с.
10. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник. – М.: Высш. шк., 1988. – 448 с.

Поступила 06.12.2012

Тел. для справок: +38 067 888-1484,

+38 044 419-1506 (Киев)

© В.Ф. Белявин, 2013

Внимание !

**Оформление подписки для желающих
опубликовать статьи в нашем журнале обязательно.**

В розничную продажу журнал не поступает.

Подписной индекс 71008