УДК 004.942

к.т.н. Ермошин В.В. (ООО «Центр системных интеграций»),
Ткаченко В.В. (Госспецсвязь, Украина)

МОДЕЛЬ СИГНАЛА ВЫСОКОЧАСТОТНОГО НАВЯЗЫВАНИЯ

Введение

Построение математической модели процесса является одним из первых и важных этапов в том числе и при рассмотрении вопросов высокочастотного навязывания (далее ВЧ – навязывания). Математическое моделирование элементов образующих радиоэлектронный комплекс ВЧ – навязывания позволит подойти к моделированию присущих ему процессов и механизмов взаимодействия, что, впоследствии, позволит подойти к оценке защищенности средств обмена информацией от перехвата ее методом высокочастотного навязывания.

Основная часть

Анализ процесса формирования электромагнитной обстановки в месте приема сигнала свидетельствует о том, что при оценке электромагнитной ситуации необходимо учитывать три характерные компоненты:

- ВЧ - сигнал;
- помеху;
- внутренние или собственные шумы приемника сигналов.

В сумме они образуют аддитивная смесь, которая поступает на вход приемника.

Поляризационных составляющих этой смеси, с учетом возможных сигналов и помех будет иметь следующий вид:

$$U_{\text{вх}_i}(X,t) = \begin{matrix} U_v(x,t,\beta_c) + n(x,t) \text{ при } i = 0, \\ U_{s1}(x,t,\alpha_s,\beta_s) + U_v(x,t,\beta_c) + n(x,t) \text{ при } i = 1 \end{matrix} \qquad (1)$$

где $U_{s1}(x,t,\alpha_s,\beta_s)$ - сигнал ВЧ - навязывания (далее сигнал);
$U_v(x,t,\beta_c)$ - мешающий сигнал, являющийся непреднамеренной помехой (далее помеха);
$n(x,t)$ – собственные шумы приемного устройства, пересчитанные ко входу приемника.
Условие $i = 0$ соответствует случаю отсутствия сигнала.Каждый компонент является функцией пространства и времени, т.е. зависит от пространственно-временных координат, выражаемых четырехмерным вектором x, y, z, t где x, y, z - координаты декартовой системы; t - время.

При этом входной сигнал рассматривается в пространстве наблюдения $[X_\text{н}, T_\text{н}]$, представляющей собой область существования входного сигнала в пространстве, имеющую протяженность по каждой из осей $(X_\text{н}),(Y_\text{н}),(Z_\text{н})$ - соответственно и интервал наблюдения $(T_\text{н})$. При этом, интервал наблюдения располагается на оси времени от момента прихода полезного сигнала на вход приемника $(t_1 = 0)$ и до момента окончания приема полезного сигнала t_2, $(t_2 = T_\text{н})$, а начало пространственной координатной системы привязано к фазовому центру антенны приемного устройства в момент времени $t = \frac{T_\text{н}}{2}$.

Имея в виду ограниченные по ширине спектры сигналов и ограниченную ширину полосы пропускания приемника, все три компоненты в формуле (1) принимаются узкополосными процессами, причем сигнал и помеха записываются в виде

$$\begin{matrix} U_{S_i}(x,t,\alpha_s,\beta_s) = Re\left[\beta_s U_{S_i}(x,t,\alpha_s) exp(j2\pi f_0 t)\right] \\ U_v(x,t,\beta_v) = Re\left[\beta_v U_v(x,t) exp(j2\pi f_0 t)\right] \end{matrix} \qquad (2)$$

где $\alpha_s, \beta_s, \beta_v$ - комплексные множители, зависящие от существенных и несущественных параметров сигнала и помехи;
$U_{S_i}(x,t)$, $U_v(x,t)$ - комплексные пространственно-временные функции модуляции сигнала и помехи;
f_0 - несущая частота сигналов, равная частоте настойки приемника.

Заметим, что комплексные пространственно-временные функции $U_{S_i}(x,t)$, $U_v(x,t)$ учитывают все пространственные, временные, частотные, поляризационные и энергетические отличия полезных о мешающих сигналов.

Полезные сигналы отличаются друг от друга существенными параметрами, на количество которых указывает индекс i-го класса сигнала.

Большое разнообразие видов полезных и мешающих сигналов систематизируется введением типовых моделей или типовых видов сигналов.

Такими сигналами являются детерминированные, квазидетерминированные и случайные (сложные) полезные сигналы, детерминированные, квазидетерминированные, случайные и групповые мешающие сигналы.

В качестве видового признака типовых моделей сигналов и помех выступают амплитуда и начальная фаза.

Детерминированные сигналы и помехи имеют неслучайные амплитуды и начальные фазы.

Из условия нормирования амплитуды берутся равными единице, а начальные фазы Ψ_{S_0} и Ψ_{v_0} соответственно.

Квазидетерминированные сигнал и помеха имеют случайные амплитуды и (или) начальные фазы. При этом типовым видом являются сигналы со случайными амплитудами и случайными начальными фазами как характеризующиеся наибольшей степенью случайности в этом виде сигналов и наиболее часто встречающимися на практике. Однако в отношении мешающих сигналов следует также использовать и модель с неслучайной амплитудой и случайной начальной фазой, которая адекватна непреднамеренной помехе, создаваемой при близко расположенных источниках и рецепторе помех. При неслучайной амплитуде ее значение принимают равным единице, а при случайной амплитуде последняя нормируется таким образом, чтобы ее второй начальный момент, являющийся нормированным множителем мощности сигнала был равен единице.

Случайные сигналы в отличии от детерминированных и квазидетерминированных сигналов, которые относятся к простым сигналам, являются сложными, и они характеризуются наличием последовательности во времени и (или) пространстве ряда квазидетерминированных сигналов. Каждый из таких сигналов называется элементарным и имеет независимые от других элементарных сигналов случайные несущественные параметры (амплитуду и начальную фазу). К числу сложных относятся случайные шумовые и не шумовые сигналы. Поэтому сложные сигналы часто называют случайными, чем дальше и будем пользоваться, чтобы отличить этот вид сигналов от названия сложного сигнала, которое используется в теории сигналов [2] и которое соответствует введенной классификации моделей сигналов моделирующей функции $U_{S_i}(x,t)$.

Аналогичным образом определяются детерминированные, квазидетерминированные и случайные мешающие сигналы. Дополнительным видом к этому является групповая помеха, которая представляется суммой накладывающихся друг на друга во времени и (или) в пространстве мешающих сигналов первых трех видов. В качестве типового вида групповой помехи примем характерный его вариант, в котором накладываются друг на друга квазидетерминированные мешающие элементарные сигналы с существенными спектрально-энергетическими параметрами.

В общем случае комплексные множители β_s, β_v имеют вид

$\beta = \beta_1 \exp(j\beta_2)$

где β_1 - амплитуда;

β_2 - начальная фаза.

Относительно статистики параметров полезного и мешающего сигналов, обычно используют допущение:

- случайная амплитуда распределена по рэлеевскому закону;
- начальная случайная фаза распределена равномерно в пределах $0 \div 2\pi$.

При этом будем использовать следующими функциями плотности вероятности:
для детерминированных сигналов и помех
$\omega(\beta_1,\beta_2) = \delta(\beta_1 - 1)\delta(\beta_2)$
для квазидетерминированных сигналов и помех
$\omega(\beta_1,\beta_2) = \omega(\beta_1)\omega(\beta_2)$
где при неслучайной амплитуде
$\omega(\beta_1) = \delta(\beta_1 - 1)$
при случайной амплитуде
$\omega(\beta_1) = 2\beta_1 \exp(-\beta_1^2)$
при случайной начальной фазе
$\omega(\beta_2) = \frac{1}{2\pi}$
для случайных сигналов и помех, а также групповой помехи
$\omega(\beta_1,\beta_2) = \omega(\beta_{11})\omega(\beta_{12}) \dots \omega(\beta_{1n})\omega(\beta_{21})\omega(\beta_{22}) \dots \omega(\beta_{2n})$
где
$\omega(\beta_{1n}) = 2\beta_{1n} \exp(-\beta_{1n}^2) \qquad (n = 1,2,\dots,n_m)$
$\omega(\beta_{2n}) = \frac{1}{2\pi} \qquad (n = 1,2,\dots,n_m)$;
n_m- число элементарных сигналов в случайном сигнале или в групповой помехе;
$\delta(\beta)$ - дельта-функция.

Следует отметить, что пространственно-временные моделирующие функции $U_{S_i}(x,t)$, $U_v(x,t)$ в конкретном их представлении могут содержать такие случайные параметры как время прихода сигналов t_i, пространственное нахождение сигналов x_i, y_i, z_i, частотная добавка Δf_i и величина f_0, множитель ослабления от источника до рецептора помехи R_i, случайное положение диаграммы направленности антенн в момент приема сигналов и т.д.

Все эти параметры характеризуются своим распределением вероятностей, которые выступают в роли статистических характеристик электромагнитной обстановки.

Для упрощения, примем модулирующие функции сигнала и помехи в (2) детерминированными и используем их представление через дискретизированные вектор-столбцы [3,4].

Для этого комплексные пространственно-временные процессы $u(x,t) = U(x,t)exp(j2\pi f_0 t)$ имеющие ограниченные спектры, в соответствии с теоремой Котельникова представляются конечным числом своих значений $u(x_p,t_p)$ в дискретных точках x_p,t_p, взятых через интервалы $\Delta = \frac{1}{2F\Delta}$, где $F\Delta$ - многомерный частотный интервал.

Совокупность значений $u_p = u(x_p,t_p)\Delta^{\frac{1}{2}}$ будем принимать в качестве координат вектор-столбца и тогда будем иметь матричное произведение

$$u^T v^* = \sum_{(p)} u_p v^* = \sum_{(p)} u(x_p,t_p) v^*(x_p,t_p)\Delta$$

которое при $\Delta \to 0$ дает

$$u^T v^* = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int u(x,t) v^*(x,t) dx dt \tag{3}$$

где v^* - комплексно-сопряженный вектор-столбец по отношению к v;
T - значение транспонирования вектор-столбца в вектор-страницу.

Если подынтегральные функции в (3) комплексные, то и произведение $u^T v^*$ в общем случае будет комплексным. Оно характеризует степень ортогональности или по аналогии со случайными функциями – степень корреляции функций $u(x,t)$ b $v^*(x,t)$. При ортогональных (некоррелированных) функциях $u^T v^* = 0$.

Квадрат модуля вектор-столбца выражает автокорреляционную функцию, численно равную удвоенному значению энергии сигнала на интервале наблюдения $[X_н, T_н]$:

$$u^T v^* = \int_{[X_н,T_н]} \dots \int u(x,t) v^*(x,t) dx dt = 2E_u$$

Таким образом, в векторной форме полезный и мешающий сигналы вместо (2) запишем в виде:

для модели детерминированных сигнала и помехи

$$\begin{gathered} u_{S_i}(x,t)(=)Re[S_i] \\ u_v(x,t)(=)Re[V] \end{gathered} \tag{4}$$

для модели квазидетерминированных сигнала и помехи

$$\begin{gathered} u_{S_i}(x,t,\beta_S)(=)Re[\beta_S S_i] \\ u_v(x,t,\beta_v)(=)Re[\beta_v V] \end{gathered} \tag{5}$$

для модели случайных сигнала и помехи, а также групповой помехи

$$\begin{gathered} u_{S_i}(x,t,\beta_S)(=)\sum_{(h)} Re\left[\beta_{S(h)} S_{ih}\right] \\ u_v(x,t,\beta_v)(=)\sum_{(h)} Re\left[\beta_{v(h)} V_h\right] \end{gathered} \tag{6}$$

где (h) - совокупность h_m элементарных сигналов;

$(=)$ - знак эквивалентности, что в данном случае соответствует равенству с точностью до постоянного множителя $\Delta^{1/2}$.

Заметим что функция собственных шумов приемного устройства $n(x,t)$ в (1) выражается как случайный сигнал в (2). При этом многомерный интервал Δ берется равным интервалу разложения функции $n(x,t)$ в многомерный ряд Котельникова, а функция $n(x,t)$ характеризуется равномерным спектром, ширина которого равна большему из значений ширины спектра сигнала и помехи.

Принятые модели, по существу, охватывают все встречающиеся в теории и практике обозначения электромагнитной совместимости разновидности сигналов и помех.

Выводы

В отношении теории и практики электромагнитной совместимости принципиальное значение имеет возможность моделирования всех разновидностей непреднамеренных помех. Наибольшее разнообразие видов непреднамеренных помех встречается на объектах. Для близко расположенных и систем с неподвижными антенными, мешающие сигналы имеют постоянные или известные несущественные параметры. В этих условиях становится рабочей модель детерминированной помехи (4). При подвижных антеннах и с увеличением расстояния между системами, случайной становится сначала фаза, а затем амплитуда помехи, что отражает модель квазидетерминированной помехи (5). Наконец, случайные и групповые помехи описываются моделью (6). Таким образом, принятые выше модели позволяют выразить различные виды мешающих сигналов оказывающих существенное значение на эффективность перехвата информации методом ВЧ- навязывания.

Список литературы

1. Ленков С.В. Методы и средства защиты информации. В 2-х томах / Ленков С.В., Перегудов Д.А., Хорошко В.А., Под ред. В.А. Хорошко. –К.: Арий, 2008. – Том 1. Несанкционированное получение информации. – 464 с., ил.
2. Варакин Л.Е. Теория систем сигналов. –М.: Сов. радио, 1978. – 215с.
3. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. –М.: Сов. радио, 1974. -550с.
4. Ширман Я.Д., Манжое В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. –М.: Радио и связь, 1981. – 416с.

В данной статье рассматриваются вопросы построение математической модели высокочастотного навязывания, как один из первых этапов при оценке защищенности средств обмена информацией от перехвата методом высокочастотного навязывания.

Ключевые слова: математическая модель сигнала, высокочастотное навязывание.

В даній статті розглядаються питання побудови математичної моделі високочастотного нав’язування, як один із перших етапів при оцінюванні захищеності засобів обміну інформацією від перехоплення методом високочастотного нав’язування.

Ключові слова: математична модель сигналу, високочастотне нав’язування.

The questions of engineering of mathematical model of a high-frequency intrusion are investigated in the article.

Key words: mathematical model of a signal, high-frequency intrusion.

Поступила 18.01.2010

УДК 621.396

к.т.н., с.н.с. Водоп’ян С.В., к.т.н., доц. Пясковський Д.В.
(Національне космічне агентство України),
Романов О.М. (ВЧ А2299)

АЛГОРИТМ ЦИФРОВОЇ ЕКВІВАЛЕНТНОЇ КОМБІНОВАНІЙ СИСТЕМИ ФАЗОВОГО АВТОПІДСТРОЮВАННЯ ЧАСТОТИ ДЛЯ ДЕМОДУЛЯЦІЇ СИГНАЛІВ З ФАЗОВОЮ МАНІПУЛЯЦІЄЮ

1. Постановка проблеми у загальному вигляді

Ефективність демодуляції сигналів зв’язку з фазовою маніпуляцією напряму пов’язана з синхронізацією та слідкуванням за несучою частотою сигналу в каналі зв’язку. Для здійснення синхронізації та слідкування за несучою частотою сигналів застосовують системи фазового автопідстроювання частоти. Точність їх роботи і визначає кількість помилок в демодульованому сигналі.

Для підвищення точності роботи систем фазового автопідстроювання частоти можуть застосовуватись різні методи. Однак, найбільш ефективним з них є метод комбінованого управління.

2. Аналіз останніх досліджень і публікацій, в яких започатковане розв’язання даної проблеми

Для розрахунку комбінованих систем автоматичного управління використовують: метод *K(D)* - зображень [1], метод прирівнювання до нуля відповідних коефіцієнтів помилок [2], метод розрахунку зв’язку по задавальній дії комбінованої слідкуючої системи із умови підвищення порядку астатизму [3], метод трьох поліномів [4], а також метод поліноміального синтезу цифрових автоматичних систем зі стохастичним комбінованим управлінням [5]. В [6] отримано структурні схеми цифрової системи фазового автопідстроювання частоти, еквівалентної комбінованій, з трьома функціонально необхідними елементами для когерентних систем зв’язку та поліноміальне рівняння, яке повністю визначає динаміку процесів управління і оцінювання в них. В даній роботі на основі вказаної методики розраховуються алгоритми оцінювання та управління системи фазового автопідстроювання частоти.

3. Постановка задачі

На вхід системи фазового автопідстроювання частоти поступає адитивна суміш сигналу з фазовою маніпуляцією $x(n)$ і стаціонарної випадкової дії $f(n)$ з нульовим середнім $M[f(n)]=0$ і дисперсією D_f: $g(n)=x(n)+f(n)$. Детерміновану складову вхідного сигналу відносно початкової фази запишемо: