

АНАЛИЗ ИМИТОСТОЙКОСТИ КОМАНДНО-ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКИХ РАДИОЛИНИЙ УПРАВЛЕНИЯ КОСМИЧЕСКИМИ АППАРАТАМИ

к.т.н. А.В. Северинов, А.В. Ивашкин, И.Е. Кужель
(представил д.т.н., проф. Ю.В. Стасев)

Анализируется имитостойкость командно-телеметрических радиолиний управления космическими аппаратами с учетом энергетических, корреляционных и ансамблевых характеристик систем сигналов.

Постановка проблемы в общем виде. Создание национальных спутниковых систем связи и разведки выдвинуло на первый план задачу эффективного управления данными спутниками, а также сбора и обработки информации о состоянии спутников и их бортовых систем. Одним из перспективных направлений создания данных систем является создание совмещенной командно-телеметрической радиолинии (СКТРЛ) управления космическими аппаратами. Развитие командно-телеметрических радиолиний управления космическими аппаратами выдвинуло проблему обеспечения активной имито- и помехозащиты. Для обеспечения активной имитозащиты в разрабатываемых системах целесообразно использование ансамблей сложных сигналов, обладающих улучшенными корреляционными, структурными и ансамблевыми характеристиками, что обеспечит более высокую степень защиты от несанкционированного вхождения в связь на уровне сигналов, по сравнению с известными и широко применяемыми в СКТРЛ, сигналами [1, 2].

Анализ литературы. Решение проблемы имитостойкости СКТРЛ управления космическими аппаратами на современном этапе осуществляется в основном за счет применения аппаратуры спецпреобразований. Вместе с тем, как показали исследования [1, 2 – 4], такой подход не обеспечивает требуемые вероятностно-временные характеристики доведения информации. Связано это с тем, что аппаратура спецпреобразований в условиях низкого качества канала связи отказывается от принимаемой информации. В [1, 2 – 4] показано, что одним из перспективных направлений развития систем спутниковой связи и управления является направлений, связанное с реализацией в данных системах режима динамического функционирования, при котором соответствие “информаци-

онный символ – сложный сигнал” изменяется во времени по псевдослучайному закону. Реализация динамического режима функционирования обеспечивает активные методы имитозащиты, при которых имитационные сигналы аппаратура спецпреобразований воспринимает как помеховые. В [2 – 5] разработаны рекомендации по выбору ансамбля сложных сигналов при реализации динамического режима функционирования в системах спутниковой связи и управления. Однако к настоящему времени не проведен анализ имитостойкости данных систем с учетом энергетических характеристик радиолинии.

Целью работы является анализ имитостойкости существующих СКТРЛ управления космическими аппаратами с учетом энергетических, корреляционных и ансамблевых характеристик систем сложных сигналов.

Пусть в спутниковом радиоканале используются сигналы с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты (ППРЧ), фазоманипулированные сигналы (ФМ) или дискретно-частотные фазоманипулированные сигналы (ДЧС-ФМ).

Количественно имитостойкость и помехозащищенность будем оценивать вероятностью приема ложного сигнала $P_{л}$. Тогда при использовании ППРЧ сигналов вероятность приема ложного сигнала с учетом действия в радиоканале шума и мешающих сигналов запишется в виде

$$P_{л} = P_{п}(P_{м} + P_{с}) + (1 - P_{п}) \cdot P_{ш}. \quad (1)$$

Здесь $P_{п}$ – априорная вероятность попадания мешающего сигнала в разрешенный в данный момент времени частотный диапазон; $P_{м}$ – условная вероятность приема ложного сигнала при воздействии мешающего сигнала в канале, где сигнал отсутствует; $P_{с}$ – условная вероятность переименования сигнала при воздействии на него мешающего сигнала или шума; $P_{ш}$ – вероятность ошибки из-за действия шума.

Для вычисления $P_{м}$ и $P_{с}$, как показано в [5], требуется найти плотность распределения вероятностей случайной величины, характеризующей амплитуду напряжений на входе решающего устройства в момент полной свертки сигнала. Условная плотность распределения вероятностей напряжений на выходе синфазного и квадратурного каналов некогерентного приемника, где действует полезный сигнал, мешающий сигнал и шум, есть обобщенная рэлеевская плотность, а плотность на выходе канала, где действует шум, есть просто рэлеевская плотность [3, 4, 6]. В результате безусловная плотность распределения вероятности напряжения на входе решающего устройства имеет вид

$$W_{\text{вх.пу}}(y) = \int_0^{E_i + E_m R} \int_{E_i - E_m R}^{\infty} W(\alpha/R) \times \int_{\alpha}^{\infty} W(y/\alpha) dy d\alpha dR, \quad (2)$$

где $W(\alpha/R)$ – плотность распределения вероятности случайной величины α , являющейся функцией случайных величин $(\varphi_c - \varphi_m)$ и степени корреляции сигналов R ;

$W(y/\alpha)$ – условная плотность вероятности, характеризующая напряжение на входе решающего устройства, при действии мешающего сигнала;

E_i и E_y – энергия полезного и мешающего сигналов

$$\alpha = \begin{cases} 0, & y > 0; \\ 1, & y < 0. \end{cases}$$

В [1] показано, что распределение косинуса разности фаз, независимых и равномерно распределенных на интервале $[-\pi; +\pi]$, эквивалентно распределению косинуса равномерно распределенной на интервале $[-\pi; +\pi]$ случайной величины. Аналогично [1, 2], обозначим

$$\xi = \cos(\varphi_c - \varphi_m).$$

Функция распределения случайной величины ξ определяется как

$$W_{\xi}(x) = \frac{1}{\pi} \sqrt{1 - x^2}. \quad (3)$$

Отсюда

$$W_{\alpha}(y) = W_{\xi}[\phi(y)] \cdot \frac{d\phi(y)}{dy}, \quad (4)$$

где $x = \phi(y)$ – обратная функция для $\alpha = \phi(\xi)$.

С учетом (4) $W(\alpha/R)$ имеет вид

$$W(\alpha/R) = \frac{\alpha}{\pi E_i E_m R \left(1 - \left(\frac{\alpha^2 - E_i^2 - E_m^2 R^2}{2E_i - E_m R} \right)^2 \right)^{1/2}}. \quad (5)$$

Условная плотность распределения вероятности случайной величины, характеризующей напряжение на входе решающего устройства некогерентного приемника при действии на рабочий сигнал мешающего сигнала, имеет вид [1, 2]:

$$W(y/\alpha) = \int_0^{\infty} \frac{x}{\sigma_0^2} \exp\left(-\frac{x^2 + \alpha^2}{2\sigma_0^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{x\alpha}{\sigma_0^2}\right) \cdot \frac{x+y}{\sigma_0^2} \cdot \exp\left(-\frac{(x+y)^2}{2\sigma_0^2}\right) dx, \quad (6)$$

где σ_0^2 – дисперсия распределения; I_0 – функция Бесселя нулевого порядка.

Подставив (4), (5) в (2), определим вероятность P_c :

$$P_c = \int_0^1 \int_0^{\infty} \frac{x}{\sigma_0^2} \exp\left(-\frac{x^2 + \alpha^2}{2\sigma_0^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{x\alpha}{\sigma_0^2}\right) \cdot \frac{x+y}{\sigma_0^2} \cdot \exp\left(-\frac{(x+y)^2}{2\sigma_0^2}\right) - \exp\left(-\frac{x^2 + \alpha^2}{2\sigma_0^2}\right) \times \quad (7)$$

$$\times \int_{E_i + E_m R}^{E_i + E_m R} \frac{\alpha}{\pi E_i E_m R \left(1 - \left(\frac{\alpha^2 - E_i^2 - E_i^2 R^2}{2E_i E_m R}\right)^2\right)^{1/2}} dR dx dy d\alpha.$$

В [1, 2, 7] показано, что двойной интеграл по x и y равен $0,5 \exp(-\alpha^2 4\sigma_0^2)$. Следовательно, P_c имеет вид

$$P_c = \int_0^1 \int_{E_i + E_m R}^{E_i + E_m R} 0,5 \exp\left(-\frac{\alpha^2}{4\sigma_0^2}\right) \cdot \frac{\alpha}{\pi E_i E_m R \left(1 - \left(\frac{\alpha^2 - E_i^2 - E_i^2 R^2}{2E_i E_m R}\right)^2\right)^{1/2}} dR d\alpha. \quad (8)$$

Используя выражение [1], преобразуем выражение (7) к виду

$$P_c = \frac{\sqrt{2\pi}}{4\pi h_i h_m} e^{-0.5h_i^2} \left\{ (h_i + h_m) \Phi(h_i + h_m) - (h_i - h_m) \Phi(h_i - h_m) + \sqrt{\frac{2}{\pi}} \left\{ e^{-0.5(h_i + h_m)^2} - e^{-0.5(h_i - h_m)^2} \right\} \right\}, \quad (9)$$

где $\Phi(z)$ – функция Крампа; $h_i = \sqrt{\frac{E_i}{N_0}}$; N_0 – спектральная мощность шума.

Для вычисления P_m необходимо найти плотности распределения на выходе канала, где действует полезный сигнал, и канала, где действует мешающий сигнал и шум. Оба эти распределения представляют собой обобщенные рэлеевские распределения.

Вероятность приема ложного сигнала P_m определяется интегралом, аналогичным (6):

$$P_c = \int_0^1 \int_0^\infty \frac{x}{\sigma_0^2} \exp\left(-\frac{x^2 + E_i^2}{2\sigma_0^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{E_i^2}{\sigma_0^2}\right) \cdot \int_0^\infty \frac{(x+y)}{\sigma_0^2} \times \exp\left(-\frac{(x+y)^2 + E_m R}{2\sigma_0^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{(y+x)E_m R}{2\sigma_0^2}\right) dR dx dy d. \quad (10)$$

Интеграл (9) после преобразований по аналогии с [1, 2] может быть приведен к виду

$$P_m = 1 - \frac{e^{-0,5h_i^2}}{3\sqrt{2\pi} h_i h_m} \left\{ (h_i + h_m)^3 \Phi(h_i + h_m) - (h_i - h_m)^3 \Phi(h_i - h_m) + \frac{e}{2\pi} \left\{ (h_i + h_m)^2 e^{-0,5(h_i+h_m)^2} - (h_i - h_m)^2 e^{-0,5(h_i-h_m)^2} \right\} \right\}. \quad (11)$$

Вероятность ошибки из-за действия шума P_m будет равна [1, 2]:

$$P_{ш} = 0,5 e_i^{0,5h_i}.$$

После подстановки (8), (10), (11) в (1) получим

$$P_m = P_{\Pi} \left\{ \frac{\sqrt{2\pi}}{4\pi h_i h_m} e^{-0,5h_i^2} \left\{ (h_i + h_m)\Phi(h_i + h_m) - (h_i - h_m)\Phi(h_i - h_m) + \sqrt{\frac{2}{\pi}} \left\{ e^{-0,5(h_i+h_m)^2} - e^{-0,5(h_i-h_m)^2} \right\} \right\} + \left\{ 1 - \left(\frac{e^{-0,5h_i^2}}{3\sqrt{2\pi} h_i h_m} \right) \left\{ (h_i + h_m)^3 \times \Phi(h_i + h_m) - (h_i - h_m)^3 \Phi(h_i - h_m) + \sqrt{\frac{2}{\pi}} \left[(h_i + h_m)^2 e^{-0,5(h_i+h_m)^2} - (h_i - h_m)^2 e^{-0,5(h_i-h_m)^2} \right] \right\} \right\} \right\} + 0,5(1 - P_{\Pi}) e^{-0,5h_i}. \quad (12)$$

При использовании в системе связи ФМ сигналов вероятность приема ложного сигнала равна

$$P_{л} = P_{\Pi} P_c + (1 - P_{\Pi}) P_{ш}. \quad (13)$$

Выражение для вычисления P_c для нашего случая совпадает с выражением (8). Однако следует заметить, что h_m в \sqrt{L} раз меньше h_{im} при использовании ППРЧ сигналов, где L соответственно представляет собой число элементов ФМ сигнала.

Вероятность постановки ложного ФМ сигнала с заданной степенью

корреляции определяется выражением [7]

$$P_{\Pi} = \frac{1}{0,125 L [(1+R)^{1+R} (1-R)^{1-R}]^{0,5L}}. \quad (14)$$

С учетом высказанных замечаний выражение для P_{Π} запишется в виде

$$P_{\Pi} = \frac{1}{0,125 L [(1+R)^{1+R} (1-R)^{1-R}]^{0,5L}} \cdot \frac{\sqrt{2\pi}}{4\pi h_i h_m} e^{-0,5h_i^2} \left\{ (h_i + h_m)^3 \times \right. \\ \times \Phi(h_i + h_m) - (h_i - h_m)^3 \Phi(h_i - h_m) + \sqrt{\frac{2}{\pi}} \left\{ e^{-0,5(h_i+h_m)^2} - \right. \\ \left. - e^{-0,5(h_i+h_m)^2} \right\} \left. \right\} + 0,5 \left[1 - \frac{1}{0,125 L [(1+R)^{1+R} (1-R)^{1-R}]^{0,5L}} \right] e^{-0,5h_i}. \quad (15)$$

При использовании ППРЧ-ФМ сигналов вероятность приема ложного сигнала запишется в виде

$$P_{\Pi} = P_{\Pi \text{ ППРЧ}} (P_{\text{лфм}} (P_m + P_c) + (1 - P_{\text{лфм}}) P_{\text{ш}}) + (1 - P_{\Pi \text{ ППРЧ}}) P_{\text{ш}}. \quad (16)$$

Подставив значения переменных, входящих в выражение (16), соответственно получим

$$P_{\Pi} = P_{\Pi \text{ ППРЧ}} \left\{ \frac{1}{0,125 L [(1+R)^{1+R} (1-R)^{1-R}]^{0,5L}} \times \right. \\ \times \left[1 - \frac{e^{-0,5h_i^2}}{3\sqrt{2\pi} h_i h_m} \left\{ (h_i + h_m)^3 \times \Phi(h_i + h_m) - (h_i - h_m)^3 \times \right. \right. \\ \times \Phi(h_i - h_m) + \sqrt{\frac{2}{\pi}} \left\{ (h_i - h_m)^2 e^{-0,5(h_i+h_m)^2} - \right. \\ \left. - (h_i - h_m)^2 e^{-0,5(h_i-h_m)^2} \right\} \left. \right\} + \frac{\sqrt{2\pi}}{4\pi h_i h_m} e^{-0,5h_i} (h_i + h_m) \times \\ \times \Phi(h_i + h_m) - (h_i - h_m) \times \Phi(h_i - h_m) + \\ \left. + \sqrt{\frac{2}{\pi}} \left(e^{-0,5(h_i+h_m)^2} - e^{-0,5(h_i-h_m)^2} \right) \right] \left. \right\} + \\ + 0,5 \left[1 - \frac{1}{0,125 L [(1+R)^{1+R} (1-R)^{1-R}]^{0,5L}} \right] \cdot e^{-0,5h_i} (1 - P_{\Pi \text{ ППРЧ}}) e^{-0,5h_i}. \quad (17)$$

Выводы. Анализ выражений показывает, что для ППРЧ и ППРЧ-ФМ сигналов вероятность навязывания ложного сигнала зависит от метода обработки и соотношения P_c/P_n на элементе ППРЧ сигнала и количества выставляемых помех. Следует учесть, что наиболее опасными являются случаи, когда $P_c/P_n \approx 1$. При $P_c/P_n \ll 1$ вероятность навязывания ППРЧ и ППРЧ-ФМ сигнала определяется вероятностью попадания помехи на разрешенную рабочую частоту. Для случая фазоманипулированных сигналов вероятность навязывания ложного сигнала зависит от энергетических соотношений сигнала и помехи и степени их корреляции.

Следовательно, решение проблемы имитостойкости информации, циркулирующей в системах спутниковой связи и управления, возможно за счет расширения ансамбля используемых сигналов и увеличения степени неопределенности для злоумышленника конкретной формы сигнала, а также уменьшения степени корреляции между используемыми сигналами.

Перспективы дальнейших исследований. Одним из перспективных направлений дальнейших исследований является разработка методов ускоренного синтеза систем сигналов с требуемыми энергетическими характеристиками.

ЛИТЕРАТУРА

1. Палий А.И. *Радиоэлектронная борьба*. – М.: Воениздат, – 1989. – 156 с.
2. Тузов Г.И., Урядников Ю.Ф., Прытков В.И. и др. *Адресные системы управления и связи. Вопросы оптимизации / Под ред. Г.И. Тузова*. – М.: Радио и связь, – 1993. – 167 с.
3. Горбенко И.Д., Стасев Ю.В., Замула А.А. *Теория дискретных сигналов. Ортогональные дискретные сигналы. Учебное пособие. МО СССР*, – 1988. – 78 с.
4. Горбенко И.Д., Стасев Ю.В. *Проводные системы сигналов и их свойства // Радиоэлектроника*. – 1989. – Вып. 9. – С. 86 – 92.
5. Варакин Л.Е., Власов В.В. *Анализ воздействия мощной структурной помехи на радиотехническую систему с шумоподобными сигналами // Радиотехника и электроника*. – 1983. – Т. 8, № 6. – С. 55 – 63.
6. Стасев Ю.В., Горбенко И.Д., Макаренко Б.И., Ивашкин А.В., Воронов Д.Н. *Применение сложных сигналов в командно-телеметрических радиоперелиниях // Космічна наука і технологія*, – 1997. – Т. 3, № 5 – 6. – С. 69 – 76.
7. Пышкин И.М. *Теория кодового разделения сигналов*. – М.: Связь, – 1980. – 196 с.

Поступила 12.04.2004

СЕВЕРИНОВ Александр Васильевич, заместитель начальника кафедры ХВУ. В 1992 году окончил ХВВКНУ РВ. Область научных интересов – обеспечение информационной безопасности в системах передачи данных.

ИВАШКИН Александр Викторович, старший научный сотрудник научно-

исследовательской лаборатории кафедры ХВУ. В 1997 году окончил ХВУ. Область научных интересов – обеспечение информационной безопасности в системах передачи данных.

КУЖЕЛЬ Игорь Евгеньевич, начальник отделения кафедры ХВУ. Область научных интересов – обеспечение информационной безопасности в системах передачи данных.
