МЕТОД ОБОБЩЕННОГО СТАТИСТИЧЕСКОГО ИССЛЕДОВАНИЯ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНОЙ ИНФОРМАЦИИ

А. Б. Попов, В. Л. Булгач, С. Н. Шавловский
Киев

Изучение статистических характеристик ошибок и выбор метода их анализа в системах передачи дискретной информации (СПДИ) одна из основных задач, возникающих при проектировании системы, испытании опытных образцов и в процессе эксплуатации серийной аппаратуры.

Известно, что основными практическими критериями оценки помехоустойчивости систем служат допустимые суммарные искажения и вероятности появления ошибок. Метод анализа краевых искажений предусматривает выяснение статистической структуры искажений посылок анализаторами искажений. С помощью анализаторов можно выяснить смещение характеристических моментов (ХМВ), построить гистограмму и определить оценку вероятности неправильной регистрации по формуле

$$h_{ош} = 1 - \int_{-\mu}^{\mu} \varphi(x)\, dx, \qquad (1)$$

где μ — эффективная исправляющая способность;
$\varphi(x)$ — закон распределения смещения (ХМВ).

Метод анализа дроблений дает возможность выяснить закон распределения дроблений с помощью вычислительных устройств и в общем случае определяет вероятность неправильной регистрации по формуле

$$P(A) = \iint_{S} \varphi(x)\, \varphi(y)\, dxdy, \qquad (2)$$

где $\varphi(y)$ — распределение начальных моментов дробления;
S — область интегрирования.

Метод анализа распределения вероятностей ошибок предусматривает выяснение закона распределения одиночных и смежных ошибок, безошибочных интервалов и измерение параметров потока ошибок.

Каждый из рассмотренных методов предусматривает сбор статистики в течение выделенного интервала функционирования системы, и в связи с этим представляют значительный интерес вопросы, связанные с построением метода комплексного автоматизированного исследования всей системы и ее основных функциональных узлов.

Так как суммарный коэффициент ошибок в системе передачи данных определяется ее различными функциональными элементами, то вероятность неправильной регистрации (вероятность ошибки) определится

$$P_{ош} = P_{ош\ ИС} + P_{ош\ АПД} + \left[1 - \int_{-\mu}^{\mu} \varphi(x)\, dx\right] + \iint_{S} \varphi(x)\, \varphi(y)\, dxdy + P_{ош\ ПС}, \qquad (3)$$

где $P_{\text{ош ИС}}$ — вероятность ошибки, вносимой источником сообщений (ИС);

$P_{\text{ош АПД}}$ — вероятность ошибки, вносимой аппаратурой передачи;

$P_{\text{ош ПС}}$ — вероятность ошибки, вносимой получателем сообщений.

Представив ИС, канал связи, ПС их моделями, математически идентичными рассматриваемым звеньям, можно с помощью физического моделирования определить коэффициент ошибки элемента системы.

Метод физического моделирования, использующий принцип аналогии математической идентичности процессов, является одним из наиболее общих инженерных методов изучения статистических характеристик СПДИ. Он открывает широкие возможности для воспроизведения особенностей функционирования СПДИ и позволяет получать обширные статистические характеристики работы исследуемых систем в различных условиях при заданных уровнях помех, воздействующих на систему.

Для построения физической модели исследуемой системы необходимо достоверное математическое описание всех ее основных функциональных звеньев.

Рассмотрим математические характеристики функциональных узлов полной модели СПДИ, использующей частотно-временной метод разделения сигналов с помощью неприводимого сменнопосылочного кода. ИС в общем случае (с учетом взаимосвязи между отдельными сообщениями) имеет n-мерный закон распределения.

Основная характеристика источника энтропия H

$$H = \lim_{n \to \infty} -\frac{1}{n} \sum_{i, j \ldots S} P(i, j \ldots S) \log_2 P(i, j \ldots S), \qquad (4)$$

где $P(i, j \ldots S)$ — вероятность появления последовательности сообщений $i, j \ldots S$.

Передаваемая информация от ИС в n-значном коде, как правило (МТК—2, МТК—5), поступает в кодирующее устройство в виде чисел. В зависимости от поступающего из ИС сообщения на выходе кодирующего устройства по заданному закону кодообразования вырабатываются S временных позиций и по 2 частотных позиции в каждой временной соответствующими частотными модуляторами ЧМ, образующими на выходе канала связи многопозиционный сигнал

$$U_i(t) = \sum_{q=1}^{S} 2 \cos_q \frac{\omega_r t - \omega_j t}{2} \cdot \cos_q \frac{\pi - (\omega_r t - \omega_j t)}{2}, \quad t \in T, \; r, \; j = 1, \; 2, \; \ldots \; S. \qquad (5)$$

В канале связи к $U_i(t)$ добавляется аддитивная помеха

$$U_{\Sigma}(t) = U_i(t) + U_n(t),$$

где $U_n(t)$ — реализация помехи.

В общем случае влияние помехи оценивается допустимыми суммарными искажениями, которые учитывают всесторонний характер воздействия помехи на сигнал.

Сигнал на выходе канала связи (на входе приемника) математически определяется посредством операции свертки входного сигнала и отклика канала:

$$U_{\text{кс}}(t) = \int_{-\infty}^{t} U_{\Sigma}(t)\, g(t - \tau)\, d\tau, \qquad (6)$$

где $g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} k(\omega)\, e^{j\omega t} d\omega$ — отклик канала связи.

Для реальных каналов связи отклик конечен. При длительности отклика T вместо (6) можно записать

$$U_{кс}(t) = \int_{t-t_g}^{t} U_{в}(t)\, g(t-\tau)\, d\tau. \qquad (7)$$

На входе приемника $U_{кс}(t)$ поступает на согласованные фильтры, представляющие колебательные контуры с откликом

$$G_l(t) = e^{-\alpha t} \sin \omega_{ol} t \quad 0 \leqslant t \leqslant \infty, \qquad (8)$$

где α — коэффициент затухания контура;

ω_{ol} — резонансная частота фильтра.

На вход детектора поступают колебания

$$U_{дl}(t) = \int_{0}^{\frac{T}{S}} U_{кс}(t)\, \sigma_l(t-\tau)\, d\tau. \qquad (9)$$

После детектирования на входе декодирующего устройства образуется последовательность сменнопосылочного кода, перенесенная в реальный масштаб времени.

Числовая защита осуществляет запрет ложных комбинаций. Образующиеся числа на выходе декодирующего устройства фиксируются ПС.

В качестве модели ИС можно использовать генератор случайных знаков с регулируемой скоростью и заданным законом распределения последовательности передаваемых знаков.

Моделирование источника информации можно осуществить неравномерным замкнутым (при синхронной передаче) или разомкнутым распределителем на одновибраторах, постоянные времени каждого из которых устанавливаются пропорционально значению вероятности появления данного знака.

Количество одновибраторов распределителя должно быть равно числу знаков алфавита источника с учетом пауз. Задание закона распределения вероятности сводится к приведению в соответствие постоянных времени τ_l одновибраторов распределителя с вероятностями появления знаков алфавита P_l. Постоянная времени каждого одновибратора устанавливается из соотношения

$$\tau_l = T_p P_l, \qquad (10)$$

где $T_p = \sum_{l=1}^{l=m} \tau_l$ — время одного полного цикла распределителя.

Величины τ_l можно изменять с помощью набора конденсаторов, шкалы переключателей которых градуируются в вероятностных единицах. Кольцевой распределитель, переключаясь по замкнутому циклу, поочередно должен воздействовать на опросные ключи. Так как моменты поступления опрашивающих импульсов нестабильны во времени, то при каждом опросе ключей вероятность выбора i-го знака равна

$$P_l = \frac{\tau_l}{T_p} = F_p \tau_l, \qquad (11)$$

где F_p — частота циклов распределителя.

Величина P_l при $F_p = \text{const}$ определяется только длительностью данного шага τ_l. Поскольку частота опрашивающих импульсов меньше частоты циклов распределителя, при каждом его цикле можно выбрать только один знак. При поступлении опрашивающих импульсов (при $n \to \infty$) частость выбора данного знака будет стремиться к значению вероятности P_l, пропорционально τ_l. Время полного цикла распредели-

теля $T_р$ должно выбираться в зависимости от максимальной частоты поступления опрашивающих импульсов $F_{оп}$ с таким расчетом, чтобы $F_р \geqslant F_{оп_{max}}$.

Адекватность имитатора и соответствующего источника информации может быть обеспечена в случае, если моменты поступления опрашивающих импульсов относительно цикла распределителя будут равновероятны, т. е. соблюдается условие

$$P(x) = \begin{cases} \frac{1}{2a} & \text{при } (-a \leqslant x \leqslant a); \\ 0 & \text{при } (-a > x > a), \end{cases} \tag{12}$$

где $P(x)$ — плотность вероятности момента опроса;

$-a$; a — крайние точки интервала изменения момента опроса.

Необходимо также, чтобы интервал изменения аргумента равнялся длительности цикла $\Delta x = T_р$, где $|\Delta x| = 2a$. При этом должно соблюдаться условие $\tau_{оп} \ll \tau_{I\,min}$, где $\tau_{оп}$ — длительность опрашивающего импульса.

Генерацию опрашивающих импульсов с равномерным знаком распределения можно получить при пропускании белого шума через узкополосный фильтр. На выходе последнего возникает квазигармоническое колебание со случайными амплитудой и сдвигом фазы

$$U(t) = \vartheta(t) \cos[\omega_0 t + \Theta(t)], \tag{13}$$

где ω_0 — частота настройки фильтра, равная частоте опроса;

$\vartheta(t)$ и $\Theta(t)$ — огибающая и фаза процесса.

Скорость изменения амплитуды и фазы определяется постоянной времени фильтра.

При разложении (13) получим

$$U(t) = \vartheta_1 \cos \omega_0 t + \vartheta_2 \sin \omega_0 t, \tag{14}$$

где

$$\vartheta_1 = \vartheta(t) \cos \theta(t);$$
$$\vartheta_2 = \vartheta(t) \sin \theta(t).$$

Совместная плотность вероятности будет равна произведению одномерных плотностей вероятностей $P_1\vartheta_1$ и $P_2\vartheta_2$:

$$P_{1,2}(\vartheta_1, \vartheta_2) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(\frac{\vartheta_1^2 + \vartheta_2^2}{2\sigma^2}\right). \tag{15}$$

Переходя от прямоугольных координат ϑ_1 и ϑ_2 к полярным U и φ, на основании (14) запишем

$$P_{1,2}(\vartheta_1, \vartheta_2)\, d\vartheta_1 d\vartheta_2 = P(\vartheta \cos\varphi, \vartheta \sin\varphi)\, U\, dU d\varphi = P(U, \varphi)\, dU d\varphi,$$

откуда

$$P(\varphi) = \int_0^{\infty} P_{1,2}(U, \varphi)\, dU = \frac{1}{2\pi}. \tag{16}$$

Выражение (16) удовлетворяет условию (12). На выходе фильтра должен применяться формирователь, регистрирующий моменты перехода колебания через нуль в положительную сторону.

Контроль ИС осуществляет $P_{ош_{ИС}}$, давая сравнение входного и выходного сигналов

$$F = y \approx k,$$

где F — функция, определяющая появление сигнала на выходе при несовпадении;

k — двоичный выходной сигнал;

y — двоичный входной сигнал.

Устройство обнаружения ошибок должно состоять из накопителя и устройства сравнения переданного и принятого знаков.

Накопитель необходим для промежуточной фиксации информации, поступающей от источника сообщений с последующей передачей в устройство сравнения.

Для регистрации ошибки в момент ее появления, а также процессов, происходящих в аппаратуре, необходимо устройство задержки. На линии задержки должно осуществляться запаздывание электрических сигналов, представленных как в непрерывной, так и в дискретной форме, с передачей требуемой полосы частот сигналов.

Полная модель канала состоит из модели помех и модели, имитирующей время распространения. Известно, что при малых и средних скоростях передачи дискретной информации основной причиной появления ошибок являются импульсные помехи и кратковременные прерывания. Показано [2], что главными источниками импульсных помех в канале связи служат кратковременные прерывания. Процесс прерываний может быть охарактеризован распределением вероятности числа групповых прерываний в интервале ΔT; распределением вероятности длительности групп прерываний; распределением вероятности числа одиночных прерываний в интервале ΔT_l; распределением вероятности длительности одиночных прерываний.

Результирующая физическая модель процесса должна характеризовать вероятность совмещения этих событий.

Назовем $A(\Delta T)$ — появление группы прерываний в течение времени ΔT;

$B(t_{m_l})$ — появление группы прерываний длительностью;

$C(\Delta T_l)$ — появление одиночного прерывания в группе в течение времени ΔT_l;

$D(\tau_l)$ — появление одиночного прерывания длительностью τ_l в группе.

Количественными мерами возможности каждого из этих событий являются вероятности

$$P[A(\Delta T)];\ P[B(t_{m_l})];\ P[C(\Delta T_l)];\ P[D(\tau_l)].$$

Суммарная характеристика процесса, который может быть реализован посредством модели (3), находится

$$\varphi(\tau) = \varphi[D(\tau_l)]\, P[A(\Delta T)]\, P[C(\Delta T_l)] \left\{1 - \int_0^u \varphi[B(t_m)]\, dt_m\right\},$$

где $\varphi[D(\tau_l)]$; $\varphi[B(t_{m_l})]$ — функции распределения плотности вероятностей величин τ и t_m.

Рассмотренный метод исследования СПДИ позволит накопить обширные статистические данные о процессах, происходящих в системе передачи информации при возникновении ошибок, установить причины их появления и сравнить различные системы передачи при эквивалентных условиях испытаний.

Полученные результаты дадут возможность вносить рациональные изменения в систему СПДИ с целью повышения их эффективности в помехоустойчивости.

ЛИТЕРАТУРА

1. Статистика ошибок при передаче цифровой информации. Под ред. С. И. Самойленко. Изд-во «Мир», 1966.
2. Г. П. Дивногорцев. Экспериментальная проверка гипотезы кратковременных прерываний в телефонных каналах как источника импульсных помех. «Электросвязь», № 6, 1964.
3. Л. И. Гусятинский. Статистический анализатор кратковременных перерывов в телефонных каналах, предназначенных для передачи телемеханической информации. «Электросвязь и передача данных». НТОРЭ им. А. С. Попова, 1967.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНОЙ ИНФОРМАЦИИ ОТ РАССРЕДОТОЧЕННЫХ ОБЪЕКТОВ

А. Б. Попов, В. Г. Михайленко

Киев

В технике управления передача информации до последних лет осуществлялась с помощью модуляции или манипуляции одного из параметров синусоидального колебания или последовательности импульсов. С развитием теории и методов построения широкополосных шумоподобных сигналов появилась возможность использовать новый вид модуляции — модуляцию по форме, которая является обобщением всех ранее известных видов. Она заключается в использовании совокупности (набора) сигналов, описываемых различными функциями, которые могут занимать одну и ту же полосу частот и передаваться одновременно. Вся совокупность сигналов должна обладать хорошими корреляционными свойствами. Селекция их осуществляется за счет различия сигналов по форме с помощью корреляторов или согласованных фильтров.

На первый взгляд кажется, что использование широкополосного шумоподобного сигнала противоречит основным требованиям, ранее соблюдаемым при разработке систем связи и, в частности, систем телесигнализации (ТС) от рассредоточенных объектов. Кроме того, это должно было бы привести к нерациональному использованию спектра частот и понижению помехоустойчивости вследствие большой мощности помех, попадающих в полосу частот приемника. Однако помехоустойчивость широкополосных систем при флуктуационном шуме не ниже помехоустойчивости узкополосных систем с разными энергиями используемых сигналов.

При использовании многоэлементных сигналов можно приблизиться к предельной скорости передачи для рассматриваемого канала — к его пропускной способности [1]. Кроме того, переход к широкополосным системам позволяет отказаться от классического распределения определенных фиксированных частот за каждым объектом ТС и, следовательно, передавать одновременно информацию от всех объектов в одной и той же полосе частот. Это позволяет отказаться от сложных частотных фильтров на приемной и передающей стороне и унифицировать передающие и приемные полукомплекты аппаратуры ТС.

Таким образом, используя широкополосные системы, можно, не снижая помехоустойчивости, поднять скорость передачи и улучшить эффективность использования диапазона частот.

В качестве сигнального алфавита в широкополосной системе можно использовать набор сигналов, описываемых высшими трансцендентными функциями, в частности, сферические многочлены, ультрасферические,