УДК 621.396.96

К ОПРЕДЕЛЕНИЮ ОБЛАСТИ ДОПУСКА ПАРАМЕТРОВ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ ПРИ УЧЕТЕ ВОЗДЕЙСТВИЯ ПОМЕХ

Е.Г. УНИЧЕНКО

Статья представлена доктор технических наук, профессором Рубцовым В.Д.

Обоснована возможность учета эквивалентного изменения параметров радиоэлектронных систем (РЭС) при воздействии аддитивной смеси полезного сигнала и помех путем определения необходимого поля допусков параметров для различных помеховых ситуаций. Предложенный подход позволяет проводить оценку помехоустойчивости аналоговых систем связи различных видов модуляции.

Ключевые слова: надежность функционирования, информационный параметр, параметрический шум, марковские случайные процессы.

При работе РЭС информационное сообщение $\lambda(t)$ заложено в один из параметров радиосигнала $S[t,\lambda(t)]$. Принятая реализация случайного колебания $y(t)$ представляет собой некоторую детерминированную функцию от полезного сигнала и помехи *n*(*t*), т.е. $y(t)=Q\{S[t_1,\lambda(t)],n(t)\}$. Пусть колебание $y(t)$ представляет собой аддитивную смесь полезного сигнала и помех, т.е. $y(t)=S[t_1,\lambda(t)]+n(t)$. Интерес представляет вопрос о том, как будет сказываться в этой смеси присутствие шума *n*(*t*) на выделение информационного параметра $\lambda(t)$.

Для систем связи АМ это присутствие сказывается в наличии паразитной добавки огибающих помех к огибающей сигнала. Для ФМ и ЧМ - в наличии паразитной добавки фазы (для ФМ) или производной фазы (для ЧМ) суммы сигнала и помехи. Назовем эту добавку параметрическим шумом. В общем случае результирующий параметр, который будет выделяться из реализации $\xi(t)$, является функцией информационного параметра $\lambda(t)$ и параметрического шума $\lambda_ш(t)$, т.е. $\lambda_{рез}(t)=f[\lambda(t),\lambda_ш(t)]$. Этот параметр будет выделяться детектором, так что напряжение на выходе приемника будет отображать информационный параметр $\lambda(t)$, искаженный параметрическим шумом $\lambda_ш(t)$ и результатом прохождения $\lambda_{рез}(t)$ через нелинейный элемент. Обозначим выходное напряжение приемника $U(t)$, которое будет являться функцией $\lambda(t)$, $\lambda_ш(t)$ и результатом прохождения $\lambda(t)$ через нелинейный элемент, относительно которого можно написать уравнение, описывающее процесс параметров $\lambda(t)$ и $\lambda_ш(t)$ $\dot{U}(t)=F_1[\mathbf{A},f[\lambda(t),\lambda_ш(t)]]$, где в $\mathbf{A}$ входят параметры системы; вид F_1 зависит от способа демодуляции сигнала.

Будем считать, что $\lambda(t)$ и $\lambda_ш(t)$ являются марковскими случайными процессами, которые описываются соответствующими дифференциальными стохастическими уравнениями: $\dot{\lambda}(t)=F_2[\lambda(t),N_\lambda(t)]$; $\dot{\lambda}_ш(t)=F_3[\lambda_ш(t),N_ш(t)]$. Зная конкретный вид этих выражений, с помощью уравнения Фоккера–Планка–Колмогорова можно найти совместное распределение $W[u(t),\lambda(t),\lambda_ш(t)]$, проинтегрировав которое по $\lambda_ш(t)$, получим совместное распределение выходного напряжения приемника $u(t)$ и $\lambda(t)$ $W[u(t),\lambda(t),\mathbf{A}]=\int\limits_{-\infty}^{\infty}W[u(t),\lambda(t),\lambda_ш(t),\mathbf{A}]d\lambda_ш(t)$, опираясь на которое, можно полностью оценить работоспособность системы. Найдем математическое ожидание отклонения выходного напряжения приемника от истинного значения информационного параметра $\langle(u-\lambda)\rangle=\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}(u-\lambda)W(u,\lambda,\mathbf{A})dud\lambda$ и дисперсию оценки $\left\langle(U-\lambda)^2\right\rangle=\int\limits_{-\infty}^{\infty}\int\limits_{-\infty}^{\infty}(u-\lambda)^2W(u,\lambda,\mathbf{A})dud\lambda$.

Аналогично можно найти момент любого порядка и тем самым получить полную картину влияния помех и вида детектирования на работоспособность системы.

В приведенное выражение входят параметры системы, следовательно, они войдут и в выражение для совместного закона распределения $W[U(t),\lambda(t)]$, а значит и в последующие формулы. Это дает возможность, варьируя параметры системы, оптимизировать её, минимизируя выражение для смещения и дисперсии оценки, т.е. можно провести частичный синтез (т.е. синтез при заданной структуре). Кроме того, как показано выше, знание совместной плотности вероятности $W[U(t),\lambda(t)]$ дает возможность установить заданный допуск на параметры системы и поддерживать их в процессе эксплуатации в требуемых пределах. Таким образом, данный способ оценки помехоустойчивости аналоговых систем является общим и позволяет сравнивать единым методом системы между собой. Он позволяет также оценивать степень близости системы к оптимальной, поскольку дает возможность оценить, насколько ошибка реальной системы отличается от оптимальной, и какое влияние при этом оказывают параметры системы.

Однако следует заметить, что приведенные уравнения при произвольных видах функций F_1, F_2 и F_3 в общем виде не решаются. Кроме того, выбор начальных и граничных условий, необходимых для решения соответствующего уравнения Фоккера‒Планка‒Колмогорова, требует специального рассмотрения. Задача облегчается тем, что для большинства реальных сигналов уравнения могут быть линейными. Остается произвольной только функция F_1, которая определяется видом детектирования, характером нелинейности, которой обладает демодулятор, выделяющий информационный параметр $\lambda(t)$.

Чтобы не терять общности рассуждений и единства выражений и формул для всех видов модуляции, не рассматривая нелинейность каждого конкретного детектора (безразлично, будь то детектор АМ, ЧМ либо ФМ сигналов), статистически линеаризуем функцию F_1. Это известный приближенный метод, часто используемый для расчета нелинейных систем, находящихся под воздействием случайных процессов [1]. Для приближенного исследования нелинейных систем достаточно определить математическое ожидание и дисперсию выходной величины. Эти моменты просто определяются для линейных и линеаризованных систем, к которым применима линейная теория преобразования случайных процессов. Для нелинейных систем, содержащих существенно нелинейные характеристики, которые принципиально не могут быть линеаризованы, нет простой связи между математическими ожиданиями и дисперсиями входного и выходного воздействий. Однако формально такую зависимость можно получить, если заменить нелинейное преобразование случайной функции некоторым эквивалентным линеаризованным преобразованием, учитывающим нелинейность соответствующей характеристики. Основная идея приближенного метода состоит в аппроксимации нелинейного преобразования линеаризованной зависимости между случайными функциями, статистически эквивалентной исходному нелинейному преобразованию. Такая эквивалентная в вероятностном смысле линеаризованная зависимость между случайными функциями определяется на основании того, чтобы у исходной и аппроксимирующей функций были достаточно близки соответственно математические ожидания и корреляционные функции. Если две случайные функции $y(t)$ и $x(t)$ связаны нелинейным безынерционным преобразованием общего вида $y(t)=F[x(t)]$, то линеаризованное уравнение запишется $u(t)=\varphi_0+k_1x^0t$, где φ_0 и k_1 – коэффициенты статистической линеаризации; x^0–

центрированная случайная функция. Нелинейное преобразование заменяется линеаризованной зависимостью так, чтобы аппроксимирующая $u(t)$ наилучшим образом воспроизводила бы $y(t)$ на основании некоторого выбранного критерия.

Коэффициенты φ_0 и k_1 определяются [2] $\varphi_0 = \int\limits_{-\infty}^{\infty} F(x)W(x)dx$, $\varphi_0 = k_0 m_x$, где $F(x)$ - функция нелинейности; m_x - математическое ожидание входного сигнала; $W(x)$ - плотность вероятности входного сигнала; $k_1^{(1)} = \pm\sqrt{\frac{1}{\sigma_x^2}\int\limits_{-\infty}^{\infty} F^2(x)W(x)dx}$, $k_1^{(2)} = \pm\sqrt{\frac{1}{\sigma_x^2}\int\limits_{-\infty}^{\infty} F(x)(x-m_x)W(x)dx}$.

Индексы сверху коэффициентов k_1, показывают способ аппроксимации: в случае аппроксимации по равенству математических ожиданий и дисперсий используется индекс (1), в случае аппроксимации по минимуму среднеквадратичной ошибки $\left\langle [u(t) - y(t)]^2 \right\rangle = \min$ используется индекс (2). Линеаризовав описанным способом уравнения, для приближенного анализа работоспособности аналоговых систем будем иметь три стохастических линейных дифференциальных уравнения, которые в линейном приближении могут быть легко решены.

В радиотехнической практике часто требуется оценить помехоустойчивость систем, выделяющих или отслеживающих параметр, который является постоянной на данном отрезке величиной, заранее неизвестной, т.е. $\lambda(t) = \lambda_0$.

В системах связи часто используется дополнительный канал, цель которого облегчить прием основного сообщения. Во многих случаях по этому каналу передаются сведения о параметре, который является постоянной величиной и, как было отмечено выше, заранее неизвестной. Например, при передаче сигналов однополосной модуляции (ОМ) в случае большой нестабильности несущая полностью не давится, и её остаток в виде пилот-сигнала используется на приемной стороне, чтобы с необходимой точностью получить сведения о значении несущей частоты ($\omega_н$). Знание этого постоянного параметра увеличивает помехоустойчивость приема ОМ сигналов.

При приеме сигналов фазовой манипуляции оптимальный сдвиг $\Delta\varphi$ не должен быть равен 180°, а должен $\Delta\varphi$<180°. При этом, как известно, в спектре колебаний появляется несущая, величина которой зависит от значения сдвига $\Delta\varphi$. Это является как бы дополнительным каналом, облегчающим работу канала синхронизации, поэтому знание этого постоянного (заранее неизвестного) параметра, как и в случае приема ОМ, значительно повышает помехоустойчивость приема сигналов фазовой манипуляции.

С помощью теории оптимальной нелинейной фильтрации в предположении, что помеха является марковским процессом, синтезированы оптимальные измерители различных параметров. При анализе помехоустойчивости реальных систем можно применить подход, развитый выше. В этом случае система из трех уравнений вырождается в систему из двух уравнений. По аналогии с (2) запишем: $\dot{v}(t) = \varphi_1[\lambda(t), N_\lambda(t)]$; $\dot{\lambda}_ш(t) = \varphi_2[\lambda_ш(t), N_ш(t)]$.

Совместную плотность вероятности $W(u, \lambda_ш)$, соответствующую приведенным уравнениям, можно найти, составив соответствующее уравнение Фоккера–Планка–Колмогорова. Если его удается решить, то тогда по найденному распределению $W(u, \lambda_ш)$ можно найти распределение $W(u) = \int\limits_{-\infty}^{\infty} W(u, \lambda_ш) d\lambda_ш$.

Поскольку входное напряжение $u(t)$ является результатом взаимодействия параметра λ_0 с помехой и обработки этой совокупности соответствующей системой, распределение $W(u)$ характеризует точность оценки параметра данной реальной системой.

В общем виде при произвольной функции φ_1 нахождение $W(u, \lambda_ш)$ представляется довольно затруднительным. Поэтому дальнейший анализ будем вести, пользуясь приближенным методом. Как и в случае с непрерывным информационным параметром, чтобы не нарушать общности рассуждений в зависимости от того, какой параметр какой системой (или детектором) выделяется, статистически лианеризуемыми уравнениями. В этом случае будем иметь систему, состоящую из двух стохастических линейных дифференциальных уравнений, для которой необходимо составить и решить уравнение Фоккера−Планка−Колмогорова.

С учетом того, что λ_0=const, а $\langle\lambda_ш\rangle = 0$, система уравнений стохастической линеаризации будет иметь вид: $\dot{u}(t) = \alpha_1 k_0 \lambda_0 + \alpha_1 k_1 \lambda_ш(t) - \alpha_1 u(t)$; $\dot{\lambda}_ш(t) = -\alpha_2 \lambda_ш(t) + N_ш(t)$, где k_0 - коэффициент статистической линеаризации по постоянной составляющей функции, определяемой из соотношения $\varphi_0 = k_0 m_x$; k_1 - коэффициент статистической линеаризации по переменной составляющей.

Необходимо отметить два приближения, которые накладывают ограничения на точность:

1. Нелинейная функция статистически линеаризуется. Это справедливо, если моменты выше второго вносят в выходной эффект весьма малый вклад. Для большинства радиотехнических систем это выполняется, так как после устройства обработки (или преобразования) обычно ставится узкополосный фильтр с полосой много меньше, чем ширина спектра входного воздействия. Как известно, при этом выходной процесс имеет распределение, близкое к нормальному, и вкладом моментов выше второго порядка можно пренебречь.

2. Входные сигналы и шум представляются марковскими случайными процессами. Это ограничение тоже справедливо для большинства реальных радиосигналов. В [1] показано, что полезные сигналы и мешающие помехи можно с высокой точностью моделировать марковскими случайными процессами.

В пределах указанных приближений и ограничений для учета эквивалентного изменения параметров при воздействии помех можно определять необходимое поле допусков параметров РЭС для различных помеховых ситуаций.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Тихонов В.И., Миронов М.А.** Марковские процессы. - М.: Сов. радио, 1987.

2. **Тихонов В.И., Харисов В.Н.** Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: учеб. пособие для вузов. - М.: Радио и связь - Телеком, 2004.

DEFINITION OF TOLERANCE IN THE PARAMETERS ELECTRONIC SYSTEMS ACCOUNT OF INTERFERENCE

Unichenko E.G.

In the article the possibility of accounting for changes in the parameters of the equivalent electronic systems under the influence of an additive mixture useful signal and interference by determining the required tolerances of parameters for different disturbance situations. The proposed approach allows us to assess the interference immunity of analog communication systems of different types of modulation.

Keywords: reliability of operation, information parameter, parametric noise, Markov random processes, influencing factors.

Сведения об авторе

Униченко Егор Григорьевич, 1982 г.р., окончил МГТУ ГА (2004), кандидат технических наук, начальник сектора анализа безопасности полетов ФАУ «Государственный центр «Безопасность полетов на воздушном транспорте», автор 15 научных работ, область научных интересов – управление составляющими безопасности полетов.