7. Патон Б. Е. Многоканальное устройство для локации источников акустической эмиссии / Б. Е. Патон, Г. Е. Пухов, А. Ф. Верлань, А. Е. Коваленко, К. О. Шепеленко, А. К. Ковбасенко, Н. Н. Межуев, В. И. Тесля // Авторское свидетельство СССР №4270700/28 от 25.07.1987.

We present algorithms for the numerical determination of basic temporal characteristics of acoustic emission signals, including the determination of the signal envelope, the time of appearance of the pulse, the duration of the leading and trailing edge and the total duration of the signal amplitude of individual modes, as well as energy and power of signal.

Key words: *signal, acoustic emission, algorithms, digital processing, envelope, energy characteristics, rise time, front of the signal, mode, integral characteristics.*

Отримано: 12.05.2011

УДК 004.052.2,004.052.4

М. Ф. Сопель, канд. техн. наук

Институт электродинамики НАН Украины, г. Киев

АНАЛИЗ ИСКАЖЕНИЙ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ В ЛИНИЯХ СВЯЗИ АСУ

Статья посвящена исследованию помех, вносимых в сигнал линиями передачи, и разработке корректирующих алгоритмов для устранения искажений.

Ключевые слова: *сигнал, ослабление, запаздывание, дискретная информация, относительное кодирование.*

Линия, как искажающий четырехполюсник. При проектировании линий связи АСУ, особенно в случае их пространственной распределенности, неизбежно приходится учитывать возможные искажения передаваемых дискретных сигналов. Актуальность этой задачи определяется высокой ответственностью реализуемых в АСУ функций управления и контроля.

Обычно предполагается, что линия не вносит в цифровые сигналы передатчика $s(t, m_i)$ никаких изменений, кроме, может быть, ослабления их на постоянную величину. Это предположение упрощает теорию, однако в целом оно нереально. Так как линия является реальным линейным четырехполюсником, обладающим определенным импульсным откликом, то она неизбежно вносит изменения в форму сигнала.

Из общего соотношения между входным и выходным сигналами линейного четырехполюсника

$$u_{вых}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} u_{вх}(\tau) h(t-\tau) d\tau \qquad (1)$$

следует, что четырехполюсник не вносит никаких изменений в колебание, лишь если $h(t) = \partial(t)$. Однако даже в простейшем случае отклик реальной линии

$$h_л(t) = a\delta(t - \tau_з),$$

где a — ослабление, а $\tau_З$ — запаздывание. Тогда сигнал на выходе линии

$$s^в(t, m_i) = \int_{-\infty}^{t} s(\tau, m_i)\, a\delta(t - \tau - \tau_з)\, dt = as(t - \tau_з, m_i),$$

т. е. будет ослаблен и претерпит запаздывание.

Следует различать две существенно разные ситуации. В первом случае импульсный отклик линии не изменяется со временем $h = h(\tau)$, а поэтому вносимые ею искажения в сигналы стабильны во времени. Во втором случае импульсный отклик изменяется с течением времени, $h = h(\tau, t)$, а поэтому вносимые ею искажения носят случайный характер.

Нетрудно убедиться, что в первом случае решающее правило не изменится, если производить корреляцию в точке приема с образцами сигналов, преднамеренно искаженными так же, как искажает линия. Структура оптимального приемника сохраняется.

Во втором случае, борьба с искажениями усложняется и требует отдельного рассмотрения.

Основные случаи искажений, вносимых линией. В случае линии с изменяющимися во времени свойствами

$$s^в(t, m_i) = \int_{-\infty}^{t} s(\tau, m_i)\, h(t - \tau, t)\, d\tau \tag{2}$$

или

$$s^в(t, m_i) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}_s(\omega)\, \dot{K}(\omega, t)\, e^{j\omega t}\, d\omega,$$

где $\dot{G}_s(\omega)$ — спектральная функция сигнала, занимающая определенную полосу частот $\Delta\omega_c$; $\dot{K}(\omega, t)$ — коэффициент передачи линии.

Если представить импульсный отклик линии в полосе $\Delta\omega_c$ рядом Котельникова по переменной τ, то из (2) можно получить, что

$$s^в(t, m_i) = \frac{2\pi}{\Delta\omega_c} \left\{ \sum_{k=0}^{\tau_л \Delta f_c} h_k(t)\, s\left(t - k\frac{2\pi}{\Delta\omega_c}, m_i\right) - \right.$$
$$\left. - \sum_{k=0}^{\tau_л \Delta f_c} \tilde{h}_k(t)\, \tilde{s}\left(t - k\frac{2\pi}{\Delta\omega_c}, m_i\right) \right\}. \tag{3}$$

Здесь: $h_k(t)$ — k-я выборка по τ из отклика $h(\tau, t)$, $\tilde{h}_k(t)$ — k-я выборка из сопряженного отклика $\tilde{h}(\tau, t)$, $\tau_л$ — длительность импульсного отклика линии, $\tilde{s}(t, m_i)$ — сопряженное значение сигнала $s(t, m_i)$.

Из (3) видно, что влияние линии в общем случае сводится к появлению запаздывающих на время $k2\pi / \Delta\omega_c$ сигналов $s(t, m_l)$ и сопряженных им колебаний $\tilde{s}(t, m_i)$, домноженных соответственно на $h_k(t)$ и $\tilde{h}_k(t)$. Количество запаздывающих сигналов определяется произведением $\Delta f_c \tau_л$.

Сигналы, для которых $\Delta f_c \tau_л \sim 1$, назовем узкополосными относительно линии (при этом $\Delta f_c T_c$ может быть >>1, т. е. сигналы могут быть широкополосными в спектральном смысле). В этом случае в суммах (3) останется по одному слагаемому. Поэтому, если сигнал на входе линии

$$s(t, m_i) = S(t)\cos\left[\omega_0 t + \varphi(t)\right],$$

то

$$s^{в}(t, m_i) = \frac{2\pi}{\Delta\omega_c} h_0(t) S(t)\cos\left[\omega_0 t + \varphi(t)\right] - \\ - \frac{2\pi}{\Delta\omega_c}\tilde{h}_0(t) S(t)\sin\left[\omega_0 t + \varphi(t)\right] = K(t) S(t)\cos\left[\omega_0 t + \varphi(t) - \beta\right], \tag{4}$$

где $K(t) = \frac{2\pi}{\Delta\omega_c}\sqrt{h_0^2 + \tilde{h}_0^2}$, $\beta(t) = arctg\frac{\tilde{h}_0}{h_0}$ — модуль коэффициента передачи линии и вносимый ею сдвиг фаз соответственно.

В рассматриваемом случае узкополосных сигналов (относительно линии) целесообразно выделить следующие основные варианты.

1. Параметры K и β постоянны и известны в точке приема. В этом случае их можно скомпенсировать в точке приема (или передачи).

2. Сдвиг фаз β — медленная случайная функция, практически постоянная на интервалах длительностью T_c. Этот случай называется приемом при неизвестной начальной фазе.

3. Модуль K и сдвиг фаз β — медленные случайные функции, практически постоянные на интервалах длительностью T_c. Этот случай называется приемом при неизвестной амплитуде и начальной фазе.

Сигналы, для которых $\Delta f_c \tau_л$ >>1, называются широкополосными относительно линии. В этом случае сигналы на выходе могут существенно отличаться от входных (они даются выражением (3)). Такие линии называются многолучевыми.

Физическую причину появления нескольких слагаемых в выходном колебании линии наглядно можно пояснить на примере создания канала связи путем отражения высокочастотных волн от ионосферы. Ионосфера — совокупность неоднородных областей с повышенной и пониженной концентрацией электронов («облаков»). Колебание в точке приема складывается из отражений от различных «облаков», приобретая различные (произвольные) амплитуды и запаздывания. Эти составляющие являются физическими лучами. В математическом выражении (3) слагаемые, запаздывающие на интервалы $k2p/Дщ_c$, можно назвать моделирующими лучами.

Прием сигналов в линиях, вносящих случайное ослабление и сдвиг фазы. Если $h_л(t) = a\delta(t)$, то в соответствии с (1) будет получен $s^B(t,\ m_i) = as(t,\ m_i)$. Таким образом, величина a является ослаблением сигналов. Пусть a — медленно изменяющаяся случайная величина, практически постоянная на интервалах длительностью T_c. Если бы a было постоянной (и известной) величиной, то мы имели бы случай приема точно известных сигналов с решающим правилом

$$R = \max_i P\left(s_i\right) P\left(y \middle| s_i, a\right). \tag{5}$$

При случайном a наилучшей стратегией обработки сигналов является усреднение результата по закону распределения a, $P_a(\alpha)$. При равновероятных сигналах

$$R = \max_i \int_0^{T_c} P\left(y \middle| s_i, \alpha\right) P_a\left(\alpha\right) d\alpha. \tag{6}$$

Из соотношения (6) следует, что структура оптимального приемника останется прежней (корреляционный и фильтровой варианты приемника). Вероятность же ошибок при прочих равных условиях возрастает. Действительно, при $a = \text{const} = 1$ выражения для $P(ош)$ (вероятность ошибки) в зависимости от вида сигналов определяются соотношениями

$$P_{\substack{бин\\прот}} = F\sqrt{2E_c/N_0},$$

$$P_{\substack{бин\\орт}} = F\sqrt{\frac{E_c}{N_0}}, \tag{7}$$

где E_c — постоянная величина, N_0 — количество измерений.

Следовательно, при $a = \text{var}$, например, для противоположных сигналов

$$P_{\substack{бин.\\прот}}\left(ош\right) = \overline{F\left(a\sqrt{2E_c/N_0}\right)} = \int_0^{\infty} F\left(\alpha\sqrt{2E_c/N_0}\right) P_a\left(\alpha\right) da. \tag{8}$$

Обычно $P_a(\alpha)$ аппроксимируется законом Релея. Интеграл (8) точно не берется, однако можно найти, что

$$P_{\substack{бин.\\ прот}}\left(ош\right) \geq F\left(\overline{a}\sqrt{2E_c/N_0}\right). \quad (9)$$

Физическая причина увеличения вероятности ошибок ясна: возрастание a (и следовательно, энергии сигналов) приводит к некоторому уменьшению вероятности ошибок, однако падение a (и энергии сигналов) приводит к более значительному возрастанию этой вероятности вследствие отмеченного выше «порогового эффекта» (нелинейной зависимости $P(ош)$ от $E_c\,/\,N_0$).

Рассмотрим далее случай, когда линия вносит в сигналы случайный сдвиг начальной фазы (имеющий место в подавляющем числе реальных случаев). При этом если

$$s\left(t, m_i\right) = S\left(t\right)\cos\omega_i t,$$

то

$$s^в\left(t, m_i\right) = S\left(t\right)\cos\left(\omega_i t - \theta\right). \quad (10)$$

Выходные сигналы (10) можно представить в виде двух составляющих со случайными амплитудами, но постоянными фазами:

$$\begin{aligned} s^в\left(t, m_i\right) &= S\left(t\right)\cos\theta\cos\omega_i t - S\left(t\right)\sin\theta\sin\omega_i t = \\ &= aS\left(t\right)\cos\omega_i t + bS\left(t\right)\sin\omega_i t, \end{aligned} \quad (11)$$

где a и b могут, очевидно, в отличие от предыдущего случая принимать и положительные, и отрицательные значения. Из (11) видно, что канал доставляет в точку приема две составляющие сигнала: косинусоидальную и синусоидальную. Подробный анализ этого случая громоздок (требуется усреднение по обеим случайным переменным a и b), Однако результат достаточно очевиден. Решающее правило получается в виде [1]:

$$R = \max_i \left[\left(\int_0^{T_c} y\left(t\right)S\left(t\right)\cos\omega_i t dt\right)^2 + \left(\int_0^{T_c} y\left(t\right)S\left(t\right)\sin\omega_i t dt\right)^2\right]. \quad (12)$$

Из него следует, что оптимальный приемник производит корреляцию принятой реализации $y(t)$ с образцами обоих слагаемых сигнала (11). Возведение результатов в квадраты перед сложением и выбором максимума вызвано тем, что величины a и b могут иметь и положительные, и отрицательные значения.

Функциональная схема, соответствующая алгоритму (11) реализуется с помощью согласованных фильтров и содержит *детекторы огибающих* выходных колебаний согласованных фильтров, после которых и производится отсчет. Физика процессов также ясна: если на вход согласованного с сигналом $s(t,m_i)$ фильтра подать сдвинутый по фазе сигнал, то в силу линейности фильтра произойдет запаздывание. Поэтому отсчет в момент $t = T_c$ не совпадает с максимумом напряжения. В силу случайности сдвига наилучшей стратегией оказывается отсчет амплитуды, а не мгновенного значения колебания.

Сравним случаи приема сигналов при отсутствии случайной фазы (т. е. точно известных по форме сигналов) и при наличии случайной фазы. Первый случай принято называть когерентным, а второй — некогерентным приемом (именно этот случай чаще всего имеет место на практике).

При когерентном приеме (и ортогональных сигналах передатчика) $P(ош)$ дается соотношением (7). При некогерентном приеме оказывается, что [2; 3]

$$P_{\substack{бин.\\ неког}}\left(ош\right)=\frac{1}{2}e^{-E_c/2N_0}. \tag{13}$$

Для более наглядного сравнения используем оценку

$$P_{\substack{бин.\\ ког}}\left(ош\right)=F\left(\sqrt{E_c/N_0}\right)<\frac{1}{\sqrt{2\pi E_c/N_0}}e^{-E_c/2N_0}.$$

Тогда

$$P_{\substack{бин.\\ ког}}\left(ош\right)\Big/P_{\substack{бин.\\ неког}}\left(ош\right)<1\Big/\sqrt{2\pi E_c/N_0}.$$

Отсюда видно, что при сильных сигналах ($E_c / N_0>>l$) выигрыш невелик.

В более общем случае линия вносит как случайную амплитуду, так и случайную фазу. Вероятность ошибок от этого увеличивается, так как оба рассмотренных фактора действуют независимо. Вероятность ошибок при распознавании бинарных ортогональных сигналов [2; 4]

$$P_{\substack{фаз.\\ ампл}}\left(ош\right)=\frac{1}{2}\cdot\frac{2N_0/\bar{E}_c}{1+2N_0/\bar{E}_c}, \tag{14}$$

где $\bar{E}_c$ — среднее значение энергии принимаемых сигналов.

Ориентировочный порядок расчета линии передачи дискретной информации. В наиболее общем случае можно считать заданными: алфавит сообщения M (элементы которого считаются равновероятными), требуемую скорость передачи элементов V, эл/с, и допустимую вероятность ошибок на элемент $P(ош)$. Обычно известен или должен быть определен уровень помех N_0.

В этом случае основные параметры системы передачи можно рассчитать в следующем порядке.

1. Определяем допустимое время на передачу одного элемента

$$T_{эл}=1/V_c.$$

2. Выбираем вид кодирования (бинарное, М-арное, безизбыточное или избыточное). Действительно обоснованный выбор крайне сложен, так как требует учета не только технических, но и экономических фак-

торов (допустимой сложности аппаратуры, ее надежности, стоимости). В настоящее время имеется тенденция использования бинарного, кодирования — безызбыточного или избыточного (с дополнительными проверочными позициями). Предположим, что мы остановились на первом варианте. Тогда определяем позиционность кода n из соотношения

$$2^n \geq M.$$

3. Определяем предельную длительность бинарных сигналов:

$$T_c \leq T_{эл}/n = 1/Vn.$$

4. Выбираем вид (геометрическую конфигурацию) сигналов. В нашем случае возможен выбор из противоположных и ортогональных сигналов. В канале, не вносящем случайные параметры, предпочтительнее первые. В реальных каналах чаще используют ортогональные, точнее, почти ортогональные сигналы.

5. По заданной $P(ош)$ на элемент и числу позиций в коде определяем допустимую вероятность ошибок P_1 на один бинарный сигнал. Из теоремы о совмещении событий (в предположении независимости ошибок)

$$P(ош) = 1 - (1 - P_1)^n,$$

откуда определяется величина P_1.

6. По найденной P_1, выбранному виду бинарных сигналов и графикам зависимости вероятности ошибок от E_c/N_0 определяем допустимое (минимальное) значение $(E_c/N_0)_{доп}$.

7. По найденной $(E_c/N_0)_{доп}$ и заданной величине N_0 определяем $(E_c)_{доп}$.

8. По найденной величине $(E_c)_{лоп}$ и известной длительности сигналов определяем требуемую среднюю мощность сигналов в точке приема:

$$P_c = \frac{(E_c)_{доп}}{T_c}.$$

Зная затухание, вносимое линией (β, дБ/км), и длину линии l, можно определить среднюю требуемую мощность передатчика:

$$P_{пер} = P_c \cdot 10^{\beta l}.$$

Проведенный расчет дает, как правило, заниженную требуемую мощность вследствие предположения об оптимальности приемника, полном согласовании элементов тракта и отсутствии потерь энергии. В реальной ситуации делается $1{,}5 \div$ ч2-кратный запас и производятся экспериментальная проверка или моделирование.

9. Выбираем тип физической линий и форму сигналов (средние частоты, огибающие). Задача такого «выбора» в большинстве случаев является надуманной, так как тип линии обычно является заданным,

исходя из других соображений (стоимости, удобства и др.). В случае двухпроводной линии (кабеля) и при выборе противоположных сигналов можно использовать П-образные положительные и отрицательные импульсы. При выборе ортогональных (почти ортогональных) сигналов последние обычно являются отрезками гармонического колебания частот ω_1 и ω_2 с П-образными огибающими. Такие же сигналы используются и при создании многоканальности с помощью частотного уплотнения.

Разнос частот почти ортогональных сигналов

$$\omega_1 - \omega_2 \geq 2\pi f T_c.$$

Полоса частот, занимаемая каждым из бинарных сигналов, $\Delta\omega_0$ имеет порядок также $2\pi/T_c$. Таким образом, грубо говоря, требуемая полоса пропускания линии составит $2{\cdot}2\pi/T_0$. Следует иметь в виду, что в. реальных условиях многоканальных систем требуемая полоса определяется с учетом условий на допустимое взаимное влияние каналов (из-за несовершенства фильтров).

Относительное кодирование, как способ борьбы со случайной начальной фазой сигналов. Рассмотренный до сих пор способ кодирования бинарных элементов в сигналы по логике $m_i \rightarrow s(t,m_i)$, где $i = 1$ или 2, можно назвать прямым кодированием. Однако возможен другой способ, при котором каждому элементу сопоставляется смена сигналов. Практическое распространение получил способ, называемый *относительной фазовой телеграфией* (ОФТ), при этом используются два противоположных сигнала $s(t, m_1)$ и $s(t, m_2) = -s(t, m_1)$ в виде отрезков гармонического колебания. Если на i-м интервале требуется отправить элемент m_1, то повторяется сигнал, отправленный на (i-1)-м интервале. Если же отправляется элемент m_2, то отправляется сигнал, противоположный сигналу (i-1)-го интервала. В начале передачи необходимо отправить начальный сигнал (один из бинарных), относительно которого производится кодирование первого элемента отравляемой информации.

Сущность приема сигналов ОФТ состоит в определении того, сохранилась ли начальная фаза в двух смежных сигналах или изменилась. Для этого достаточно произвести операцию вычисления величины

$$R = \int\limits_{T_c}^{2T_c} y_2(t)\, y_1(t - T_c)\, dt,$$

(где $y_1(t)$ и $y_2(t)$ — реализации суммы сигналов и помехи на интервалах $0 \div T_c$ и $T_c \div 2T_c$ соответственно) и сравнить R с нулем. При передаче элемента m_1 величина R (чаще всего) будет больше нуля, при передаче m_2 — меньше нуля. При этом в схемах интегратор заменяется фазовым детектором.

Для определения вероятности ошибок необходимо найти закон распределения величины R и вычислить вероятность того, что $R > 0$.

Для анализа могут использоваться зависимости $P(ош)$ от E_c/N_0 в канале, не вносящем случайных параметров при разных значениях «базы» сигналов $B = \Delta f_c T_c$, а также зависимости для $P(ош)$ в однолучевом канале с медленно изменяющимися амплитудой и начальной фазой. Это позволяет выделить случай, когда параметры изменяются очень медленно, а также случай, когда эта скорость конечная, так что $\Delta f_{кан} T_c = 0{,}1$ ($\Delta f_{кан}$ — ширина энергетического спектра параметров $h_0(t)$ и $\tilde{h}_0(t)$).

При этом можно убедиться, что расширение полосы частот при ОФТ в неискажающем канале нецелесообразно, а также, что при увеличении скорости изменения параметров $P(ош)$ возрастает (и остается конечной даже при $E_c/N_0 \to \infty$). Кроме того, анализ показывает, что появление случайных параметров существенно повышает вероятность ошибок.

Прием сигналов в каналах с быстро изменяющимися параметрами. Прием при неравномерных по спектру помехах. До сих пор предполагалось, что в интервалах T_c параметры линии $h_0(t)$ и $\tilde{h}_0(t)$ постоянны. Если это не имеет места (велика длительность сигналов или быстро флюктуируют параметры), то из (3) для узкополосных относительно линии сигналов получим

$$y(t) = \frac{2\pi}{\Delta\omega_c} h_0(t) s(t, m_i) - \frac{2\pi}{\Delta\omega_c} \tilde{h}_0(t) \tilde{s}(t, m_i) + n(t), \tag{15}$$

где существенно, что $h_0(t)$ и $\tilde{h}_0(t)$ — функции времени, а не числа. Если эти функции разложить в ортогональные ряды со случайными коэффициентами (по которым необходимо произвести усреднение), то можно получить в предположении почти ортогональных сигналов алгоритм работы оптимального приемника:

$$R = \max_i \int_0^{T_c} \left[\int_0^t y(\tau) h_{\Phi}^i (t - \tau) d\tau \right]^2 dt. \tag{16}$$

Внутренний интеграл описывает прохождение $y(t)$ через фильтры, настроенные на средние частоты сигналов (полоса их определяется скоростью изменения параметров линии). Внешний интеграл — вычисление энергий реализаций. В целом такой способ приема можно назвать энергетическим.

До сих пор мы предполагали, что спектр помех $N(\omega)$ постоянен в полосе сигналов, так что $N(\omega) = N_0/2 = \text{const}$. Для узкополосных в спектральном смысле сигналов ($\Delta f_c T_c \sim 1$) это практически всегда имеет место. При широкополосных сигналах ($\Delta f_c T_c >> 1$) помеха часто не может считаться равномерной. В этом случае можно построить близкий к оптимальному приемник, разделив полосу сигнала Δf_0 на малые участки, в пределах которых $N(\omega)$ можно считать постоянной [5; 6].

Прием сигналов с оценкой случайных параметров, вносимых линией. Адаптивный прием. Откажемся теперь от предположения, что случайные параметры h_0 и $\tilde{h}_0$, вносимые линией, не могут быть уточнены, и наибольшее, что можно сделать в рассматриваемой ситуации, — произвести усреднение по их априорному распределению. Однако если параметры изменяются медленно, то на отрезке времени $(-nT_c \div 0)$ при $n{>}{>}1$, предшествующему отрезку вынесения решения $(0 \div T_c)$, можно произвести измерение (точнее оценку) параметров h_0 и $\tilde{h}_0$ и, таким образом, определить конкретный уровень искажений, внесенных линией.

Нетрудно убедиться, что, получив последовательность реализаций вида (15), т. е. $Y(t)$, можно найти оценки параметров h_0 и $\tilde{h}_0$ путем операций:

$$\hat{h}_0 = \frac{\Delta\omega_c}{2\pi}\int_{-nT_c}^{0} Y(t)S(t)\,dt,$$

$$\hat{\tilde{h}}_0 = \frac{\Delta\omega_c}{2\pi}\int_{-nT_c}^{0} Y(t)\tilde{S}(t)\,dt, \tag{17}$$

где $S(t)$ — последовательность сигналов, содержащихся в реализации на интервале $(-nT_c \div 0)$. Параметры h_0 и $\tilde{h}_0$ будут разделимы из-за ортогональности сигналов $s(t, m_i)$ и $\tilde{s}(t, m_i)$. Так как интегрирование производится на отрезках $nT_c{>}{>}T_c$, то точность оценок может быть весьма высокой.

Оценив h_0 и $\tilde{h}_0$, можно построить «образцы» искаженных сигналов по правилу

$$s^{\text{в}}(t, m_i) = \frac{2\pi}{\Delta\omega_c}\hat{h}_0 s(t, m_i) - \frac{2\pi}{\Delta\omega_c}\hat{\tilde{h}}_0 \tilde{s}(t, m_i), \tag{18}$$

а затем произвести корреляцию с ними принятой реализации на интервале $(0 \div T_c)$. Со временем все операции постепенно смещаются на последующие интервалы. Подробный вывод дает следующий алгоритм работы приемника:

$$R = \max_i \int_0^{T_c} y(t)\frac{2\pi}{\Delta\omega_c}\left[\hat{h}_0 s(t, m_i) - \hat{\tilde{h}}_0 \tilde{s}(t, m_i)\right]dt. \tag{19}$$

При построении функциональной схемы, соответствующей описанным операциям, необходимо учесть то обстоятельство, что в точке приема неизвестна последовательность (бинарных) сигналов в реализации $Y(t)$, т. е. $S(t)$. Поэтому в схеме оценки параметров на умножители на каждом интервале T_c необходимо подать сумму обоих сигналов:

$$s\left(t,m_1\right)+s\left(t,m_2\right) \text{ и } \tilde{s}\left(t,m_1\right)+\tilde{s}\left(t,m_2\right).$$

Один используется для оценки параметра, а другой создает некоторую (неизбежную) дополнительную погрешность.

Описанный алгоритм соответствует когерентным приемнику с оценкой параметров, т.е. адаптивному приемнику.

Аналогично может быть найден оптимальный приемник широкополосных относительно линии сигналов. Их подробное описание и выражения для вероятностей ошибок можно найти в [6; 7].

О системах передачи информации с обратным каналом. Пусть имеется линия передачи от А к В, а также линия (канал) от В к А, которая используется для сообщения в пункт отправления А информации о «качестве» получаемых из В сигналов. В этом случае канал от В к А называется обратным.

Обычно статистические свойства линий; (например, замирания) для обоих направлений одинаковы (происходят одновременно). О таких линиях говорят, что они обладают свойством взаимности.

Обратный канал может быть использован по-разному. Одним из простейших методов его использования является, посылка по нему периодических испытательных сигналов. По полученным в точке А сигналам определяются интервалы наилучшего состояния прямой линии (например, интервалы наименьшего ослабления или минимальных помех). Передача из А в В осуществляется в течение этих интервалов. Такой метод передачи называется прерывистой связью.

При некогерентном приеме узкополосных бинарных ортогональных сигналов вероятность ошибок в системе с обратным каналом [2]

$$P\left(ош\right)=\frac{1}{1+\bar{E}/2N_0}\exp\left\{-\left(\bar{E}/4N_0\right)\ln K\right\}, \tag{20}$$

где $K = exp\{-E_0/E\}$, E_0 — порог энергии получаемых сигналов, при превышении которого ($E > E_0$) начинается передача сигналов по линии, $\bar{E}$ — среднее значение энергии в точке приема.

Из сравнения (20) с (14) видно, что в системе с обратной связью выигрыш по вероятности ошибок пропорционален ln$K$ и может достигать существенной величины.

Другим вариантом использования обратного канала является работа *с переспросом и повторением*. При этом искаженные бессмысленные кодовые комбинации, полученные в точке приема, «переспрашиваются» у передатчика, который повторяет правильные комбинации.

В системах с *информационной обратной связью* проверка правильности кодовых комбинаций, принятых приемником, осуществляется на передающей стороне. Для этого принятая комбинация (или оговоренный сигнал) по обратному каналу возвращается на передающую сторону, где сверяется с ранее отправленной, хранящейся в буферной памяти. При положительном результате сверки по прямому каналу передается следующая комбинация, при отрицательном — сигнал отказа и повторяется предыдущая комбинация. Системы с информационной обратной связью не эффективны, так как требуют повторения кодовых комбинаций, искаженных и в прямом, и в обратном, каналах, нуждаются в существенной защите от искажения сигнала отказа и по ряду других причин.

В системах с *решающей обратной связью* проверка правильности кодовых комбинаций, принятых приемником, осуществляется на приемной стороне по установленному правилу. По обратному каналу отправляется или подтверждение, или требование на повторение («системы с переспросом»). Системы с решающей обратной связью могут быть построены или в вариантах «блокировки», или «адресного переспроса». В первом варианте при приеме ошибочной комбинации приемник прекращает прием, посылая переспрос. Передатчик, получив сигнал переспроса, повторяет последовательности с момента появления ошибочной комбинации, до сигнала переспроса. Во втором варианте (имеющем свои разновидности) по обратному каналу отправляются адреса искаженных кодовых комбинаций.

О борьбе с импульсными помехами. В рассмотренных нами задачах считалось, что помехи в линии являются флюктуационными, обладающими нормальным законом распределения мгновенных значений. Этот случай относится к одному из предельных и часто встречающихся. Вторым предельным случаем являются импульсные помехи — появление случайной во времени последовательности случайных по форме и величине импульсов, длительность которых мала по сравнению с периодом между ними (речь идет о средних величинах).

Флюктуационные помехи, как правило, возникают в результате естественных процессов (шумы резисторов, электронных приборов, процессы в космосе). Избавление от них, как правило, принципиально невозможно или сопряжено с большими затратами (например, охлаждение шумящих элементов). Импульсные помехи чаще всего имеют искусственное происхождение (различного рода искрения, разряды и сигналы в инженерных устройствах). Это создает возможность борьбы с ними путем их ослабления (экранировки) в точке возникновения. Для ослабления распространения помех по проводам, питающим искрящее устройство, целесообразно включить специальные фильтры нижних частот (в простейшем случае — шунтирующие конденсаторы).

Ввиду разнообразия импульсных помех общей теории борьбы с ними пока не создано. Имеется, однако, несколько эффективных способов борьбы. Важнейшими являются компенсационный и способ «ШОУ».

При *компенсационном способе* каким-либо способом создаются синхронные реализации импульсов помехи, отделенные от сигналов, а затем они вычитаются, из суммы сигналов и помехи. Колебания импульсов помехи (без сигналов) могут быть получены путем какой-либо селекции (например, пространственной) или смоделированы в специальном устройстве, опираясь на знание свойств приемного устройства и импульсов помех.

В *способе «ШОУ»* используется приемник с полосой пропускания $\Delta f_ш >> \Delta f_c$. При этом приемник пропускает увеличенную мощность флюктуационных помех ($N_0 \Delta f_ш$), однако импульсы помехи не удлиняются (как было бы при узкополосном фильтре) и не «накладываются» на длинную последовательность сигналов. Затем в приемнике ставится ограничитель по максимуму, срезающий пики помех, и узкополосный фильтр с полосой $\Delta f_y \approx \Delta f_c$, отфильтровывающий избыток помех, но пропускающий сигналы.

Список использованных источников:

1. Возенкрафт Дж. Теоретические основы техники связи / Дж. Возенкрафт, И. Джекобе — М., 1969.
2. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений / Л. М. Финк. — М., 1970.
3. Кудряшов В. А. Системы передачи дискретной информации : учебник для техникумов и колледжей ж.-д. тр-та / В. А. Кудряшов, В. П. Глушко. — М. : УМК МПС, 2002.
4. Шувалов В. П. Передача дискретных сообщений : учебник для вузов / В. П. Шувалов, Н. В. Захарченко, В. О. Шварцман. — М. : Радио и связь, 1990.
5. Гуров И. П. Основы теории информации и передачи сигналов / И. П. Гуров. — СПб. : BHV-Санкт-Петербург, 2000.
6. Филиппов Л. И. Основы теории оптимального радиоприема дискретных сигналов / Л. И. Филиппов. — М., 1974.
7. Смольянинов В. М. Синтез оптимальных радиоприемников дискретных сигналов / В. М. Смольянинов, Л. И. Филиппов. – М., 1969.

The article is dedicated to the transmission lines induced signal noise research and corrective algorithms development to solve this problem.

Key words: *signal, depletion, lagging, quantified data, relative coding.*

Отримано: 14.04.2011