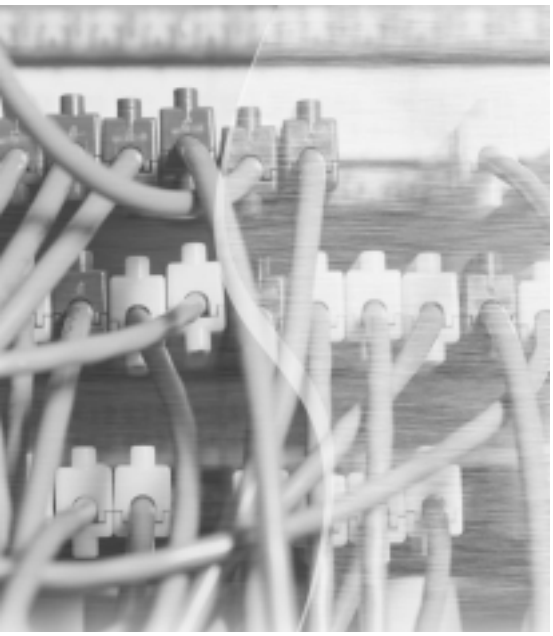
Определение отношения сигнал/шум для ПЭМИ ЛВС типа Fast Ethernet

К. Ю. Бурлаков,
ООО «Прима Эксперт»
К. В. Демин,
ЦФТИ МО РФ
В. В. Сак,
ЦФТИ МО РФ
М. З. Шакиров,
ГЦИ повышения квалификации
Минатома России



Для оценки защищенности объектов информатизации от утечки информации по каналу побочных электромагнитных излучений необходимо провести сравнение отношения сигнал/шум, определенного в рассматриваемой пространственной точке с нормативными значениями. Исторически сложилось так, что в нормативных документах критериальные значения отношения сигнал/шум приводятся для излучения одного двоичного сигнала (одного информационного разряда, соответствующего одному биту информации).

Исходя из приведенной в нормативах модели излучения источника двоичных сигналов для импульсных и потенциальных кодов, для сигналов, излучаемых рассматриваемыми здесь линиями связи локальных вычислительных сетей, функционирующих по технологии Fast Ethernet, один информационный разряд в последовательности кода MLT-3 при минимальном времени наблюдения соответствует одному потенциальному переходу, а затем отсутствию такового перехода через время τ, равное длительности импульса кода MLT-3 [1].

Определение средней мощности тестового сигнала

В соответствии с данными стандарта Fast Ethernet 100Base-TX [1] сигналы, распространяющиеся в кабельной линии связи, описываются как симметричные трапецеидальные импульсы длительностью τ с длительностью фронта и спада, равной $\Delta/2$ (рис. 1). Соответственно, излученные импульсы соответствуют потенциальным переходам импульсов MLT-3 и могут трактоваться как прямоугольные импульсы длительностью Δ с периодом τ (рис. 2). Импульсы биполярные, они обладают одинаковыми амплитудно-временными параметрами, но могут иметь положительную или отрицательную полярность: положительный импульс соответствует переходу с меньшего на больший потенциальный уровень (с –1 на 0 или с 0 на 1), отрицательный – с большего уровня на меньший. Конечно, такое описание сигнала идеализировано, но именно знание формы исходных импульсов позволяет построить методику определения энергии одного информационного разряда.

Скачок потенциального уровня кода MLT-3 и связанный с ним излученный сигнал (любой полярности) соответствуют информационной единице, а пассивная пауза между излученными импульсами – информационному нулю. Естественно, энергия одного информационного разряда сосредоточена в одном излучаемом импульсе.

Число таких импульсов той или иной полярности за время, равное периоду повторения последовательности импульсов в коде MLT-3, равно n. Полное количество промежутков времени, соответствующих длительности τ импульса кода MLT-3 и, следовательно, минимальному времени между излучаемыми импульсами, укладывающимися в периоде последовательности импульсов, равно m, то есть период последовательности излученных импульсов равен $T=m\tau$ [1]. Если считать, что энергия одного излученного импульса равна E, то за период в сигнале выделяется

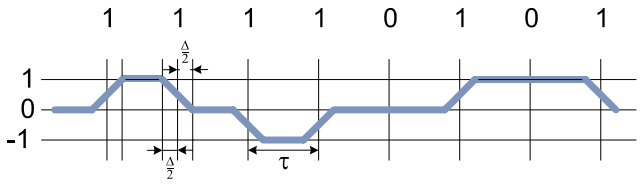


Рис. 1. ***Структура сигнала кода MLT-3 с учетом трапецеидальной формы импульсов***

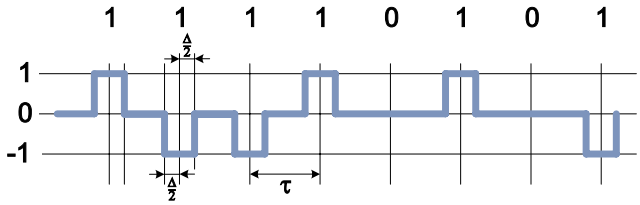


Рис. 2. ***Структура импульсов, излучаемых потенциальными перепадами кода MLT-3***

энергия $E_{полн} = nE$, а средняя мощность за период составляет величину

$$\langle W \rangle = \frac{E_{полн}}{T} = \frac{nE}{m\tau}. \qquad (1)$$

Что касается измерений наведенных сигналов на кабельных линиях в результате электромагнитного излучения от линий связи стандарта 100Base-TX, то можно считать, что структура этих сигналов соответствует сигналам кода MLT-3. В соответствии с приведенными выше рассуждениями, для случая наводок также получается, что энергия одного двоичного разряда соответствует энергии одного потенциального импульса (например, перепаду 0_1_1, в котором берется только один первый импульс). Формула (1) в этом случае используется таким образом, что в качестве n принимается количество ненулевых импульсов кода MLT-3.

Считая время наблюдения $t_{набл.}$ много большим длительности m импульсов ($t_{набл.} \gg m\tau = T$), можно считать, что в случае рассматриваемых сигналов мы имеем дело с установившимся квазистационарным периодическим процессом. Физическая сущность квазистационарности, как свойства процесса, который развивается во времени, но в среднем имеет стационарные характеристики, заключается, в частности, в том, что его средняя мощность $\langle N \rangle$ остается постоянной на промежутках времени много больших периода T.

В результате применения преобразования Фурье к квазистационарным временным распределениям мощностей сигнала MLT-3 в кабеле и излученного сигнала получаются следующие распределения спектров средней мощности этих сигналов.

Как известно [2, 3], спектр мощности S_{WW} периодического сигнала представляется через спектр автокорреляционной функции следующим образом:

$$S_{WW} = wS_{UU}(\nu)_{|\nu>0} = w\left(\frac{c_0^2}{4}\delta(\nu) + \frac{1}{4}\sum_{k=1}^{\infty} c_k^2 \delta(\nu - k\nu_0)\right), \qquad (2)$$

где $S_{UU}(f_k)$ – значения спектральной плотности квадрата амплитуды сигнала;

w – коэффициент пропорциональности между мощностью и квадратом амплитуды импульса;

$c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$, $c_0 = a_0$, a_k и b_k – коэффициенты Фурье амплитудно-временного распределения периодических сигналов;

δ – символическая дельта-функция Дирака.

Для периодической последовательности трапецеидальных импульсов кода MLT-3 коэффициенты Фурье представляются как:

$$\begin{bmatrix} a_k \\ b_k \end{bmatrix} = \frac{2A}{m} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi k}{m}\right)}{\frac{\pi k}{m}} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi k \Delta}{m\tau}\right)}{\frac{\pi k \Delta}{m\tau}} \cdot \sum_{j=1}^{m} P_j \begin{bmatrix} \cos \\ \sin \end{bmatrix}\left(\frac{\pi k}{m}(2j-1)\right);$$

$1 \le k < \infty$;

$$a_0 = \frac{2A}{m} \lim_{k \to 0} \frac{\sin\left(\frac{\pi k}{m}\right)}{\frac{\pi k}{m}} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi k \Delta}{m\tau}\right)}{\frac{\pi k \Delta}{m\tau}} \cdot \sum_{j=1}^{m} P_j = \frac{2A}{m}\sum_{j=1}^{m} P_j; \qquad (3)$$

где A – амплитуда импульсов MLT-3, одинаковая для всех импульсов;

P_j – полярность импульса под номером j в последовательности импульсов (MLT-3 или излученных) от первого до m (от t до $t+T$):

$$P_j = \begin{cases} +1, & \text{для импульса положительной полярности} \\ 0, & \text{для импульса с нулевой амплитудой} \\ -1, & \text{для импульса отрицательной полярности.} \end{cases}$$

Для периодической последовательности излученных прямоугольных импульсов на перепадах сигнала MLT-3 коэффициенты Фурье имеют вид:

$$\begin{bmatrix} a'_k \\ b'_k \end{bmatrix} = \pm\frac{2\pi k}{m\tau} \cdot \frac{2B}{m} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi k}{m}\right)}{\frac{\pi k}{m}} \frac{\sin\left(\frac{\pi k \Delta}{m\tau}\right)}{\frac{\pi k \Delta}{m\tau}} \sum_{j=1}^{m} P_j \begin{bmatrix} \sin \\ \cos \end{bmatrix}\left(\frac{\pi k}{m}(2j-1)\right) \qquad (4)$$

$1 \le k < \infty$; $a'_0 = 0$;

где B – амплитуда излученных импульсов.

Заметим, что:

$$\begin{bmatrix} a'_k \\ b'_k \end{bmatrix} = \pm\frac{2\pi k}{m\tau} \cdot \frac{B}{A} \cdot \begin{bmatrix} b_k \\ a_k \end{bmatrix}.$$

Из полученного вида коэффициентов Фурье видно, что при $\frac{\pi k^0}{m} = \pi l$, $l = 1, 2, 3, \ldots$, $\sin\frac{\pi k^0}{m} = 0$ и, соответственно, $a_{k0} = b_{k0} = 0$. Таким образом, $a_{k0} = b_{k0} = c_{k0} = 0$ при $k^0 = l \cdot m$ и при $\nu_k^0 = k^0\nu_0 = l \cdot m\nu_0 = \frac{l}{\tau}$, $l = 1, 2, 3, \ldots$.

При $\tau = 8$ нс, что соответствует длительности импульсов сетевого адаптера стандарта 100Base-TX [1], следует, что коэффициенты Фурье равны нулю при частотах, кратных обратной величине длительности импульса: $\nu_k^0 = 125, 250, 375\ldots$ МГц.

Аналогично, при $\frac{\pi k^1 \Delta}{m\tau} = \pi l$, $l = 1, 2, 3, \ldots$, $\sin\frac{\pi k^1 \Delta}{m\tau} = 0$ и $a_{k1} = b_{k1} = 0$. Таким образом, $a_{k1} = b_{k1} = c_{k1} = 0$ при $k^1 = l \cdot \frac{m\tau}{\Delta}$ и при $\nu_k^1 = k^1\nu_0 = \frac{l}{\Delta}$, $l = 1, 2, 3, \ldots$.

Как представлено в [1], типовые значения величины Δ равны 5 нс. Разброс Δ возможен от 3,75 до 7,5 нс. Соответственно, дополнительные нулевые значения коэффициентов Фурье возможны на частотах ν_k^1, первая из которых лежит в диапазоне от 133,3 до 266,7 МГц. Типовым значением указанной частоты является 200 МГц.

В качестве иллюстрации на рис. 3 представлены измеренный и полученный по расчетной имитационной модели спектры сигнала Idle в кабельной линии (описание сигнала Idle см. в [1]).

Поскольку период последовательности кода MLT-3 для сигнала Idle составляет 8188 импульсов, что при длительности импульса $\tau = 8$ нс дает временной период $T = 65{,}50$ мкс, поскольку частота следования дискретных составляющих спектра есть $\nu_0 = 15{,}3$ кГц. Учитывая, что четные гармоники спектра имеют нулевую амплитуду (в модельном спектре), получаем, что дискретные гармоники с ненулевой амплитудой следуют через 30,6 кГц. (На рис. 3 принято $\nu_1^1 = 290{,}9$ МГц.) Если рассматривать спектр в мегагерцовом масштабе указанная дискретность спектра практически неразличима. Поэтому для выявления составляющих спектра необходимо использовать детекторы с достаточно узкой частотной полосой пропускания.

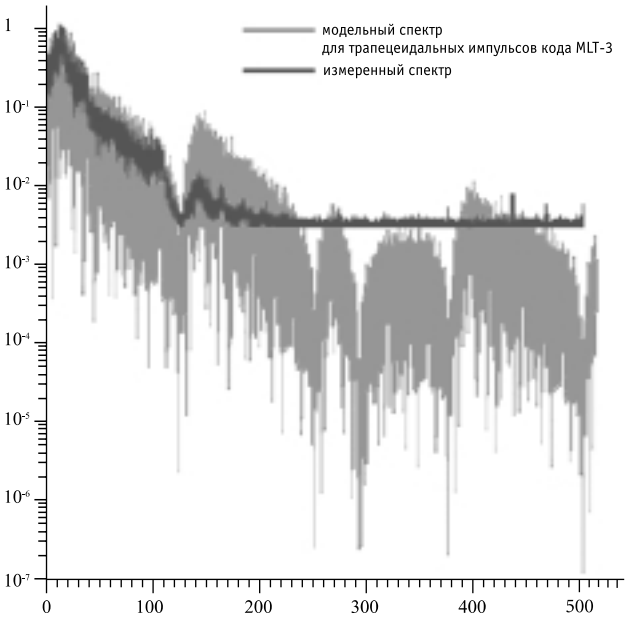


Рис. 3. ***Формы спектров скремблированного сигнала Idle в кабельной линии, полученные при измерениях и по имитационной модели***
(*спектры нормированы на значение при ν = 16,23 МГц*)

Отметим также наличие существенных перепадов амплитуд близлежащих по частотам гармоник, то есть нерегулярность спектра, что подтверждается и измеренными данными. Это происходит оттого, что внутри периодических «пачек» импульсов в кодовых последовательностях отсутствуют квазипериодические подпоследовательности. Импульсы следуют квазислучайно, для чего, собственно, и предназначен алгоритм скремблирования [1].

Отметим, что линейные изменения сигнала MLT-3 или излученного им сигнала (пропорциональное изменение амплитуды, наложение сдвинутых по фазе импульсов с разной амплитудой в результате переотражений в линии связи, сложение сигналов, излученных разными источниками и разными частями линий связи и прочие) не меняют относительной формы спектра мощности сигнала.

Покажем это, представив полный сигнал в виде суммы сигналов различной амплитуды и фазы, но с одинаковой формой импульсов:

$$\widetilde{U}(t) = \sum_{j=1}^{\infty} W_j\, U(t+\tau_j)\ ,$$

где $U(t)$ – базовый сигнал (в качестве него следует брать сигнал на выходе из сетевого адаптера), форма которого является одинаковой для всех сигналов, составляющих полный сигнал;

$\widetilde{a}_k$ и $\widetilde{b}_k$ – коэффициенты Фурье сигнала $\widetilde{U}(t)$;

a_k и b_k – коэффициенты Фурье сигнала $U(t)$.

Указанный факт постоянства формы спектра мощности суммы сигналов с импульсами одинаковой формы проще показать для обобщенных коэффициентов Фурье:

$$\widetilde{c}_k = \frac{1}{2}(\widetilde{a}_k - i\widetilde{b}_k) \ \text{ и } \ c_k = \frac{1}{2}(a_k - ib_k)\,;$$

$$\widetilde{c}_k = \frac{1}{T}\int_0^T \widetilde{U}(t)e^{-ik\omega_0 t}dt = \frac{1}{T}\sum_{j=1}^{\infty} W_j \int_0^T U(t+\tau_j)\, e^{-ik\omega_0 t}dt =$$

$$= \frac{1}{T}\sum_{i=1}^{\infty} W_j \int_0^T U(t')\, e^{-ik\omega_0 (t'-\tau_j)}dt' =$$

$$= \frac{1}{T}\sum_{j=1}^{\infty} W_j e^{ik\omega_0\tau_j}\int_0^T U(t')e^{-ik\omega_0 t'}dt' = c_k \sum_{j=1}^{\infty} W_j e^{ik\omega_0\tau_j}.$$

Таким образом, $|\widetilde{c}_k| \sim |c_k|$ – модули коэффициентов Фурье прямо пропорциональны.

Изменение формы спектра мощности происходит только в результате изменения формы импульсов, то есть при наличии частотной дисперсии – неравномерного для разных частот изменения амплитуды при распространении сигнала. В случае если известна функция частотной дисперсии (она может быть измерена для конкретных условий распространения сигнала как по линиям связи, так и в эфире), то спектр мощности может быть скорректирован с ее помощью.

В результате измерений спектра сигнала получается набор измеренных значений спектральной плотности мощности сигнала. Обычно они получаются как измеренные на частотах f_k напряженность электрического или магнитного поля при измерениях в эфире или напряжение электрического сигнала при измерении в кабельной линии, отнесенные к квадратному корню из частотной полосы пропускания приемника Δf_k. Обозначим измеренные величины как $U(f_k)_{изм}$.

Крайние частоты полосы пропускания приемника обозначим как f_{k_1} и f_{k_2}, считая, что измерения проводятся вблизи частоты f_k ($f_{k_1} < f_k < f_{k_2}$; ясно, что $f_{k_1} = f_{(k-1)_2}$).

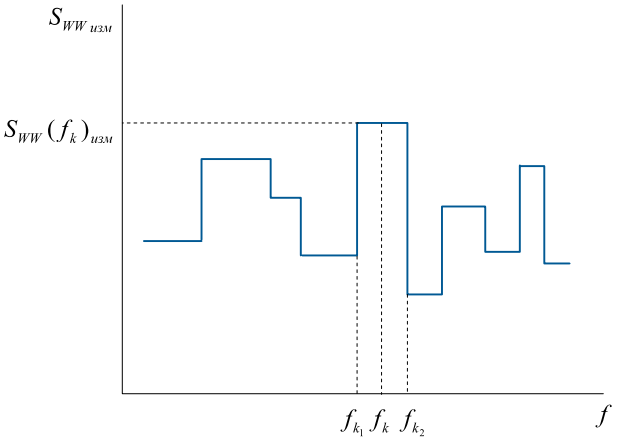


Рис. 4. ***Представление измеренного спектра мощности тестового сигнала в виде гистограммы***

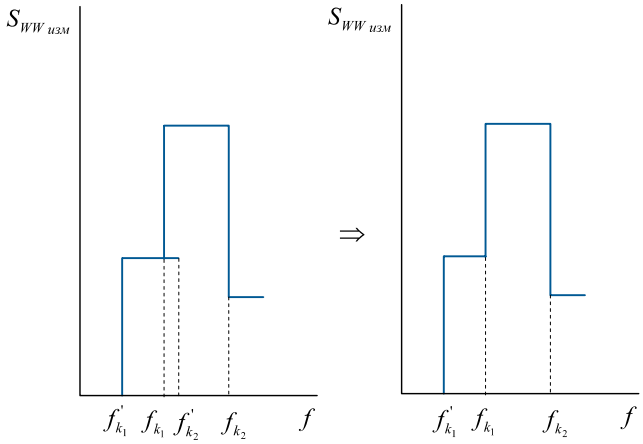


Рис. 5. ***Преобразование гистограммы спектра при наложении частотных диапазонов измерения***

Заметим, что измеренная спектральная плотность мощности $S_{WWизм}$ представляется в виде гистограммы (рис. 4), значения каждой из «полочек» которой при частоте измерения f_k трактуются следующим образом:

$$S_{WW}(f_k)_{изм} = w\frac{U^2(f_k)_{изм}}{2\cdot\Delta f_k} = wS_{UU}(f_k) = w\frac{\sum\limits_{j|\nu_j\in[f_{k_1},f_{k_2}]} c_j^2}{4\cdot\Delta f_k}, \quad (5)$$

где в последней сумме в числителе суммирование квадратов коэффициентов Фурье идет по частотам, которые попадают в полосу пропускания.

Соответственно, величины коэффициентов Фурье c_i, можно получить по измеренным характеристикам спектра следующим образом:

$$c_i^2 = (c_i)^2_{расч}\cdot\frac{2\cdot U^2(f_k)_{изм}}{\sum\limits_{j|\nu_j\in[f_{k_1},f_{k_2}]}(c_j)^2_{расч}}, \quad (6)$$

где частота ν_i, для которой рассчитывается коэффициент Фурье, выбирается так, чтобы она попадала в соответствующий диапазон $[f_{k_1}, f_{k_2}]$, то есть i должно принадлежать множеству $\{j\}$, по которому идет суммирование в (6);

$(c_i)_{расч}$ – рассчитанное значение коэффициентов Фурье (см. формулы (3) или (4)).

Исходя из получаемых по вышеприведенной математической модели значений частот гармоник модельных спектров сигнала $\nu_k = k\nu_0 = \frac{k}{m\tau}$, целесообразно выбирать диапазон измерений так, чтобы частоты ν_k являлись серединами частотной полосы пропускания приемников (то есть $f_k \approx \nu_k$), а сама полоса пропускания Δf_k была не шире ν_0 ($\Delta f_k < \nu_0 = \frac{1}{m\tau}$).

Если полосы пропускания перекрываются (рис. 5), то приведение спектра мощности к неперекрывающимся областям производится тривиально: выбираются границы гистограммных интервалов так, чтобы превалировали наибольшие значения спектральных составляющих. Именно они выявляются над уровнем помех с меньшей погрешностью измерений. Производимое при этом преобразовании измеренного спектра завышение мощности сигнала оправдано тем, что при этом получается несколько заниженная оценка защищенности объекта информатизации.

Для определения средней мощности сигнала необходимо иметь значения спектральной плотности мощности в диапазоне от $\nu_1 = \nu_0$ до ∞ (для большинства сигналов кода MLT-3 коэффициент a_0, соответствующий нулевой частоте, равен 0 и не вносит вклад в среднюю мощность). Ясно, что измерения в таком широком диапазоне крайне трудоемки.

Уменьшить трудоемкость измерений при приемлемой методической погрешности определения значения средней мощности сигнала можно за счет того, что измерения будут производиться в наиболее значимых с энергетической точки зрения интервалах частот.

Для этого следует использовать энергетические соотношения, рассчитанные для модельных спектров сигналов и приведенные в табл. 1.

Точность значений величин $S_{WWизм}$ зависит от качества измерений. При большой погрешности измерений и/или невозможности измерений из-за значительной помехи значения $U^2_{изм}$ для соответствующих частотных диапазонов могут быть определены из получаемых по вышеприведенным формулам относительных форм модельных спектров сигналов:

$$(U^2(f_k)_{изм})_{восстановленное} = \frac{\sum\limits_{j|\nu_j\in[f_{k_1},f_{k_2}]}(c_j)^2_{расч}}{\sum\limits_{j|\nu_j\in[f_{i_1},f_{i_2}]}(c_j)^2_{расч}}U^2(f_i)_{изм}, \quad (7)$$

где c_j – коэффициенты Фурье для соответствующих частотных диапазонов: в знаменателе правой части (7) суммирование идет по диапазону полосы частот измеренного значения плотности мощности, а в числителе – по диапазону полосы частот восстанавливаемого значения.

Реальный спектр сигнала (в кабельной линии или эфире), в отличие от дискретных модельных спектров целесообразно трактовать как непрерывный, так как в нем могут присутствовать компоненты, не учтенные в модельных спектрах, а также импульсы могут

Таблица 1. ***Энергетические соотношения для модельных спектров сигнала Idle в кабельной линии и в эфире***
(в кабельной линии рассмотрен трапецеидальный сигнал кода MLT-3, а в эфире излученный им прямоугольный сигнал)

Вид спектра	Энергетический диапазон, МГц	Доля в средней мощности сигнала, %
Спектр в кабельной линии	0,0153–0,90	1,0
	0,90–21,7	70,0
	0,90–69,0	95,0
	0,0153–109	99,0
Спектр в эфире	0,0153–15,5	1,0
	15,5–102,4	70,0
	15,5–438	95,0
	0,0153–721	99,0

претерпеть некоторые изменения, искажающие характер модельного спектра.

Средняя мощность квазистационарного периодического сигнала в соответствии с [2] определяется как:

$$\langle W\rangle = w\left(\frac{c_0^2}{4}+\frac{1}{2}\sum_{k=1}^{\infty}c_k^2\right)=$$

$$=2\int_0^{\infty}S_{WW}(f)df \cong 2\sum_{k=1}^{l}S_{WW}(f_k)_{изм}\cdot\left(f_{k_2}-f_{k_1}\right)=$$

$$=w\cdot\sum_{k=1}^{l}U^2(f_k)_{изм}\cdot\frac{\left(f_{k_2}-f_{k_1}\right)}{\Delta f_k}=w\cdot\sum_{k=1}^{l}U^2(f_k)_{изм}, \qquad (8)$$

где l – общее количество измеренных и восстановленных значений спектральной плотности мощности сигнала («полочек» гистограммы); восстановленные значения $U^2(f_k)_{изм}$ получаются из (5) и (7).

Приравнивая выражения в (1) и в (8), получаем, что энергия одного двоичного разряда равна:

$$E=\frac{wm\tau}{n}\cdot\sum_{k=1}^{l}U^2(f_k)_{изм}. \qquad (9)$$

Процедура «обеления» нормированного шума

При оценке величины отношения сигнал/шум для одного двоичного разряда определяется величина

$$Q=\sqrt{\frac{2E}{N}}, \qquad (10)$$

где E – энергия сигнала, соответствующего одному двоичному разряду;
$\frac{N}{2}$ – плотность мощности белого шума.

При этом в нормативных документах считается, что приходящий в приемник сигнал есть аддитивная смесь информативного сигнала и белого шума:

$$\xi(t)=S(t)+n(t),$$

$S(t)$ – информативный сигнал;
$n(t)$ – белый шум с математическим ожиданием $M\{n(t)\}=0$ и дисперсией $D\{n(t)\}=\frac{N}{2}$ и функцией корелляции $R_n\{t_1, t_2\}=M\{n(t_1)\,n(t_2)\}=\frac{N}{2}\delta(t_2-t_1)$;
в отсутствие сигнала $\xi(t)=n(t)$.

Спектральная плотность мощности белого шума является константой, равной $\frac{N}{2}$.

Вместе с тем в нормах приведены значения спектральной плотности мощности нормированного шума, которые существенно зависят от частоты. Это означает, что в состав сигнала кроме белого шума входит небелая («цветная») помеха:

$$\xi(t)=S(t)+n(t)+\eta(t),$$

где $\eta(t)$ – аддитивная гауссовская небелая помеха, спектральная плотность мощности которой зависит от частоты.

В нормах для этого случая предусматривается процедура «обеления» шума, то есть такое преобразование аддитивной смеси белого шума и помехи, которое приводит к ее к белому шуму.

Естественно, при действии «обеляющего» фильтра (преобразования) на весь сигнал $\xi(t)=S(t)+n(t)+\eta(t)$, информативный сигнал $S(t)$ (сигнал, соответствующий двоичному разряду) тоже модифицируется и преобразуется в сигнал $\widetilde{S}(t)$, энергия которого отлична от энергии исходного сигнала.

В соответствии с классической теорией [4], операция «обеления» применяется к спектру единичного импульса (импульса одного двоичного разряда) при известном спектре аддитивной смеси «цветной» помехи и белого шума. Затем по полученному спектру определяется форма «обеленного» информативного импульса и, соответственно, его энергия.

Однако в нормах не приведен нормированный спектр суммы помехи и белого шума, а только их спектр мощности. Поскольку интерес представляет не преобразование формы сигнала во времени, а его энергетических (и мощностных) характеристик, применим «обеляющий» фильтр не к самому сигналу, а к временной функции его мощности. Тогда можно оперировать не со спектром сигнала, а со спектром мощности.

Если $S_{WW}^{n+\eta}(f)$ – спектральная плотность мощности аддитивной смеси помехи и белого шума $n(t)+\eta(t)$, а $\frac{N}{2}$ – спектральная плотность мощности белого шума, то «обеляющий» фильтр, спектральная характеристика которого записывается как:

$$K(f)=\sqrt{\frac{\frac{N}{2}}{S_{WW}^{n+\eta}(f)}}, \qquad (11)$$

приводит спектр мощности суммы «цветной» помехи и белого шума к спектру белого шума:

$$K^2(f)\cdot S_{WW}^{n+\eta}(f)=\frac{N}{2}.$$

Отметим, что в нормах приведены спектральные зависимости $S_n(f)$ для величин U_n – нормированных шумов, для которых верно следующее:

$$S_{WW}^{n+\eta}(f)=ws_n^2(f), \qquad (12)$$

где размерность s_n^2 соответствует размерности отношения U^2 к частоте.

(В случае когда рассматривается сигнал, имеющий спектр, который попадает в узкий диапазон частот $[f_1, f_2]$, для которого операция «обеления» не имеет

смысла, то в качестве величины $\frac{N}{2}$ при расчете отношения сигнал/шум выбирается величина:

$$\frac{N}{2} = ws_n^2\left(\frac{f_1+f_2}{2}\right).$$

Именно она должна использоваться при расчете указанного отношения.)

Заметим, что нет необходимости получать форму «обеленного» импульса мощности, достаточно определить энергию в этом импульсе. Процедура «обеления» не меняет структуры последовательности импульсов в промежутке времени, равном периоду кода MLT-3, то есть количество импульсов и время периода остаются такими же, как и для исходного сигнала [4, с. 115–114]. Поэтому, подобно тому, как это было сделано в предыдущей главе, достаточно определить среднюю мощность за период для «обеленного» сигнала, а исходя из количества импульсов в периоде, получить и энергию одного импульса .

Применим поэтому «обеляющий» фильтр не к единичному импульсу мощности, а ко всей последовательности импульсов в течение периода.

Спектр мощности этой последовательности может быть либо измерен, либо рассчитан, а применение к нему «обеляющего» фильтра (11) приводит к модифицированному спектру мощности:

$$\widetilde{S}_{WW}(f) = K^2(f)\cdot S_{WW}(f).$$

Используя дискретность спектра $S_{UU}(\nu)$, то есть свойства дельта-функций при интегрировании по ν (см. (2)), получаем:

$$\left\langle \widetilde{W} \right\rangle = 2\int_0^\infty \widetilde{S}_{WW}(f)df = 2\int_0^\infty K^2(f)S_{WW}(f) \cong \frac{N}{4}\sum_{i=1}^{l_c}\frac{c_i^2}{s_n^2(f_i)}, \quad (13)$$

где $s_n(f_k)$ – величины, пропорциональные значениям спектральной плотности мощности нормированного шума на частотах f_k; они приведены в нормативных документах (см. (12));

c_i – величины, рассчитанные по формуле (6);

l_c – количество рассчитанных коэффициентов Фурье в диапазоне измерений и восстановления спектра.

Исходя из рассуждений, подобных тем, что использовались при выводе выражения (9) для «необеленного» сигнала, окончательно получаем энергию «обеленного» сигнала, соответствующего одному двоичному разряду, в следующем виде:

$$\widetilde{E} = \frac{m\tau}{2n}\cdot\frac{N}{2}\cdot\sum_{i=1}^{l_c}\frac{c_i^2}{s_n^2(f_i)}.$$

Отношение сигнал/шум с учетом «обеления» нормированного шума, таким образом, можно определить из следующего выражения:

$$Q_Б = \sqrt{\frac{2\widetilde{E}}{N}} = \sqrt{\frac{m\tau}{2n}\cdot\sum_{i=1}^{l_c}\frac{c_i^2}{s_n^2(f_i)}} = \frac{\sqrt{\frac{m}{n}\cdot\frac{1}{2}\cdot\sum_{i=1}^{l_c}\frac{c_i^2}{s_n^2(f_i)}}}{\sqrt{\nu_1^0}}, \quad (14)$$

где $\nu_1^0 = \frac{1}{\tau}$ – для τ = 8 нс ν_1^0= 125 МГц.

Для большинства тестовых сигналов имеет место соотношение: $\frac{m}{n} = 2$. Если предположить также, что измерения происходят таким образом, что в полосу частот попадает лишь одна частота ν_k (то есть сумма в (6) вырождается в единственное слагаемое, тогда в этом частном случае имеем:

$$Q_Б = \frac{\sqrt{2\cdot\sum_{i=1}^{l}\frac{U^2(f_i)_{изм}}{s_n^2(f_i)}}}{\sqrt{\nu_1^0}}. \quad (15)$$

При малом изменении величин s_n в полосе частот, в которой производится измерение $U(f_k)_{изм}$ также возможно применение формулы (15) для определения приближенного значения $Q_Б$.

В случае если полоса частот шире, чем промежуток между частотами ν_k, как это видно из формулы (14), значение отношения сигнал/шум с учетом «обеления» сигнала не удается получить без знания коэффициентов Фурье измеряемого сигнала.

Учет особенностей оптимального приема трехуровневого сигнала при определении отношения сигнал/шум

Определение границы контролируемой зоны (зоны, за границами которой не возможен устойчивый и достоверный перехват информативного сигнала) в соответствии с нормативными документами производится исходя из заданных в них значений отношения сигнал/шум для некоторого стандартного типа оптимального приемника сигналов. В действующих в настоящее время нормативных документах рассматриваются два типа сигналов – импульсные и потенциальные.

Предельные нормативные значения отношения сигнал/шум получены для случая обнаружения полностью известного сигнала на фоне белого гауссовского шума. При этом предполагается некоторое качество приема (перехвата) сигнала, определяемое вероятностью ошибки обнаружения сигнала приемником при таких значениях отношения сигнал/шум. В качестве оптимального приемника в этих случаях рассматривается одноканальный корреляционный приемник (приемник $П_1$), схема которого изображена на рис. 6, построенный по теории В. А. Котельникова [5].

Получаемая вероятность ошибки обнаружения сигнала таким приемником имеет следующий вид:

$$P_{ed_1} = P_r(1)\left(1-\Phi\left(\frac{Q}{2}-\frac{1}{Q}\ln\frac{P_r(0)}{P_r(1)}\right)\right)+$$

$$+P_r(0)\left(1-\Phi\left(\frac{Q}{2}+\frac{1}{Q}\ln\frac{P_r(0)}{P_r(1)}\right)\right), \quad (16)$$

где Φ – нормальная функция распределения вероятности:

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{x} e^{-\frac{t^2}{2}}dt;$$

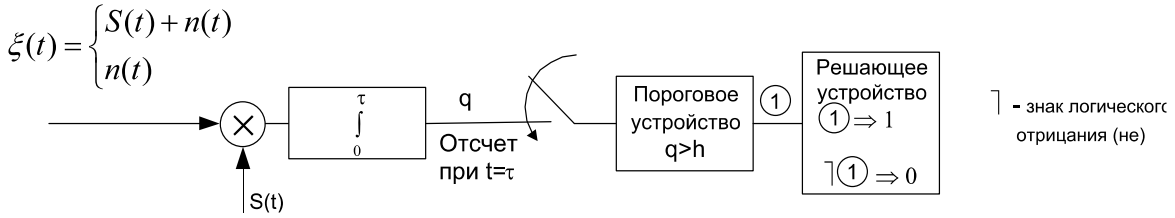


Рис. 6. ***Схема одноканального корреляционного приемника $П_1$ для обнаружения однополярных импульсных сигналов***

$Q = \sqrt{\frac{2E}{N}}$ – отношение сигнал/шум;

P_r – вероятности появления информационной 1 или информационного 0 в исходном коде, передаваемом по сети, а следовательно, и вероятности излучения соответствующих им сигналов.

Формула (16) получена в предположении отсутствия на трассе распространения сигналов таких преград, которые поглощают сигналы, а также отсутствие источников подобных сигналов; тогда априорная вероятность прихода сигналов в детектор равна вероятности их излучения.

В случае перехвата сигналов, излученных перепадами импульсов кода MLT-3, в общем случае возникает задача обнаружения и распознавания на фоне помех трех видов сигналов (трехуровневого потенциального сигнала). Очевидно, что структура приемника перехвата и характеристики его помехоустойчивости должны отличаться от приемника обнаружения однополярного сигнала.

Отметим, что для нас важно только обнаружение сигнала на фоне белого шума, поскольку любой из ненулевых сигналов соответствует информационной единице. При перехвате сигналов не стоит задача о воспроизведении кода MLT-3: необходимо восстановить скремблированный однополярный код, который далее может быть дескремблирован и над которым будет произведена операция, обратная кодированию 4b/5b, то есть в результате будет получен исходный информативный сигнал, поступающий в сетевой адаптер [1].

Были предприняты усилия для построения такого приемника, который бы давал минимальную ошибку именно ***обнаружения*** сигналов. Такой приемник может быть построен, если в качестве решающего правила, определяющего наличие сигнала, взять самое слабое условие для сравнения апостериорных вероятностей наличия сигнала и апостериорной вероятности их отсутствия [4].

Заметим, что произвольное построение оптимального приемника недопустимо. Его структура должна удовлетворять двум условиям. Первое из них заключается в том, что вывод решающих правил должен удовлетворять ясным физическим и логическим условиям, а также отвечать принятому критерию оптимальности; второе – в том, что в соответствии с этими решающими правилами приемник должен быть реализуем на практике, то есть в решающих правилах должны присутствовать линейные (или сводимые к ним) операции с принимаемым сигналом.

Оптимальность приемника определяется в смысле минимума отличия между апостериорными вероятностями приема информационной единицы и ее отсутствия. Поэтому наиболее оптимальным решающим правилом является условие, что сигнал считается принятым, если полная апостериорная вероятность приема любого из сигналов больше полной апостериорной вероятности их отсутствия. Поскольку события приема каждого из сигналов являются несовместными: за время наблюдения τ принимается только один из сигналов или констатируется их отсутствие, – полная апостериорная вероятность приема любого из сигналов S_1 или S_2 есть сумма апостериорных вероятностей каждого из них:

сигнал считается принятым, если

$$P_{ps}(S_1)+P_{ps}(S_2) > P_{ps}(S_0), \qquad (17)$$

считается, что сигнал отсутствует, если

$$P_{ps}(S_1)+P_{ps}(S_2) > P_{ps}(S_0), \qquad (18)$$

где P_{ps} – апостериорные вероятности приема соответствующих сигналов: сигналов положительной полярности S_1, отрицательной полярности S_2 и «нулевого» сигнала S_0, соответствующего отсутствию сигнала за время наблюдения τ, равное минимальному времени между сигналами S_1 или S_2.

Запишем выражение для апостериорной вероятности приема сигнала S_1:

$$P_{ps}(S_1) = kP_{pr}(S_1)\exp\left[-\frac{1}{N}\int_0^{\tau}\left(\xi(t)-S_1(t)\right)^2 dt\right] =$$

$$= kP_{pr}(S)\exp\left[-\frac{1}{N}\int_0^{\tau}\xi^2(t)dt + \frac{2}{N}\int_0^{\tau}\xi(t)S(t)dt - \frac{E}{N}\right], \qquad (19)$$

где $P_{pr}(S)$ – априорная вероятность прихода в детектор сигнала положительной полярности $S_1(t)$;

E – энергия одного импульса, $E = \int_0^{\tau} S^2(t)dt$;

k – нормировочный коэффициент.

Для сигналов S_2 и S_0:

$$P_{ps}(S_2) = kP_{pr}(S_2)\exp\left[-\frac{1}{N}\int_0^{\tau}\left(\xi(t)-S_2(t)\right)^2 dt\right] =$$

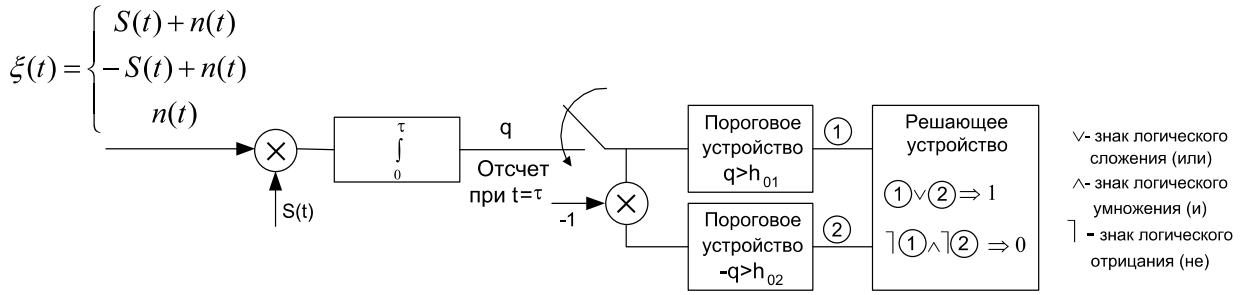


Рис. 7. ***Схема оптимального одноканального корреляционного приемника $П_2$ для обнаружения сигналов, соответствующих потенциальным перепадам кода MLT-3***

$$= kP_{pr}(-S)\exp\left[-\frac{1}{N}\int_0^\tau \xi^2(t)\,dt + \frac{2}{N}\int_0^\tau \xi(t)\left[-S(t)\right]dt - \frac{E}{N}\right], \quad (20)$$

$$P_{ps}(S_0) = kP_{pr}(S_0)\exp\left[-\frac{1}{N}\int_0^\tau \xi^2(t)dt\right]. \quad (21)$$

По-прежнему будем считать, что априорные вероятности прихода сигналов в детектор равны вероятностям появления перепадов в коде MLT-3 (и вероятностям излучения импульсов той или иной полярности):

$$P_{pr}(S_1)=P(+1),\ P_{pr}(S_2)=P(-1),\ P_{pr}(S_0)=P(0),$$

где $P(+1)$, $P(-1)$, $P(0)$ – вероятности появления положительных, отрицательных перепадов и отсутствии таковых в коде MLT-3.

Тогда условие (17) представляется как:

$$\frac{P(+1)}{P(0)}e^{q} + \frac{P(-1)}{P(0)}e^{-q} > e^{\frac{E}{N}}$$

(использовано то, что $S_1(t)=-S_2(t)=S(t)$, $E_1=E_2=E$, $q=\frac{2}{N}\int_0^\tau \xi(t)S(t)dt$).

Учитывая, что $ae^{x}+be^{-x}=2\sqrt{ab}ch(x+\gamma)$,

где $ch\gamma=\frac{a+b}{2\sqrt{ab}}$ и $sh\gamma=\frac{a-b}{2\sqrt{ab}}$, получим:

$$ch(q+\alpha) > \frac{P(0)}{2\sqrt{P(+1)P(-1)}}\cdot e^{\frac{E}{N}} = h_0\ , \quad (22)$$

где $ch\alpha=\frac{P(+1)+P(-1)}{2\sqrt{P(+1)\cdot P(-1)}}$, $ch\alpha\geq 1$ при любых $P(+1)$ и $P(-1)$;

$$sh\alpha=\frac{P(+1)-P(-1)}{2\sqrt{P(+1)\cdot P(-1)}}.$$

Поскольку $archx=\ln(x+\sqrt{x^2-1})$ при $x\geq 1$, то

$$\alpha=\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}} \quad \text{при } P(+1)\geq P(-1),$$

$$\alpha=-\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}} \quad \text{при } P(+1)<P(-1)$$

или $\alpha=\left|\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}}\right|$.

При $h_0\geq 1$ соотношение (22) преобразуется в следующее неравенство:

$$|q+\alpha|>arch\ h_0=\ln\left(h_0+\sqrt{h_o^2-1}\right) \text{ или}$$

$$\left[\begin{array}{ll} q>\ln\left(h_0+\sqrt{h_0^2-1}\right)-\left|\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}}\right|=h_{0_1} & (23) \\ q<-\ln\left(h_0+\sqrt{h_0^2-1}\right)-\left|\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}}\right|=-h_{0_2}\ ; & (24) \end{array}\right.$$

(скобка в системе неравенств (23)–(24) означает, что система верна при выполнении любого из неравенств).

Решающее правило (23)–(24) может быть реализовано в одноканальном корреляционном приемнике второго типа $П_2$, схема которого приведена на рис. 7.

Рассмотрим случай прихода в детектор сигнала S_1:

$$\xi(t)=S(t)+n(t);\ q=\frac{2E}{N}+r,$$

где $r=\frac{2}{N}\int_0^\tau n(t)\cdot S(t)dt$ – случайная величина.

Из (23)–(24) следует:

$$\left[\begin{array}{ll} r>\ln\left(h_0+\sqrt{h_0^2-1}\right)-\left|\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}}\right|-\frac{2E}{N}=\eta_{10} & (25) \\ r<-\ln\left(h_0+\sqrt{h_0^2-1}\right)-\left|\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}}\right|-\frac{2E}{N}=\eta_{11}. & (26) \end{array}\right.$$

В случае прихода в детектор сигнала S_2:

$$\xi(t)=-S(t)+n(t);\ q=-\frac{2E}{N}+r.$$

Решающее правило (23)–(24) преобразуется следующим образом:

$$\left[\begin{array}{ll} r>\ln\left(h_0+\sqrt{h_0^2-1}\right)-\left|\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}}\right|+\frac{2E}{N}=\eta_{12} & (27) \\ r<-\ln\left(h_0+\sqrt{h_0^2-1}\right)-\left|\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}}\right|+\frac{2E}{N}=\eta_{13}. & (28) \end{array}\right.$$

При отсутствии сигнала $\xi(t)=n(t)$; $q=r$.

Из (23)–(24) следует:

$$\left[\begin{array}{ll} r > \ln\left(h_0 + \sqrt{h_0^2 - 1}\right) - \left|\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}}\right| = \eta_{14} & (29) \\ r < -\ln\left(h_0 + \sqrt{h_0^2 - 1}\right) - \left|\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}}\right| = \eta_{15}\ . & (30) \end{array}\right.$$

При $h_0<1$ неравенство (22) (и, соответственно, (17)) выполняется всегда, то есть в этом случае вероятность обнаружения отсутствия сигнала при условии действительного отсутствия сигнала равна 0, а полная вероятность ошибки обнаружения сигнала P_{ed_2} приемником $П_2$ есть:

$$P_{ed_2}=P(0) \text{при } h_0<1. \qquad (31)$$

Соответственно, вероятности ошибки обнаружения сигнала для такого приемника при $h_0 \geq 1$ могут быть записаны в следующем виде:

$$P_{e_D}^{+1} = \int_{\eta_{11}}^{\eta_{10}} \varphi_0(r)dr = \Phi\left(\frac{1}{Q}\ln\left(h_0 + \sqrt{h_0^2-1}\right) - \frac{1}{Q}\left|\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}}\right| - Q\right) +$$

$$+\Phi\left(\frac{1}{Q}\ln\left(h_0 + \sqrt{h_0^2-1}\right) + \frac{1}{Q}\left|\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}}\right| + Q\right) - 1\ ; \qquad (32)$$

$$P_{e_D}^{-1} = \int_{\eta_{13}}^{\eta_{12}} \varphi_0(r)dr = \Phi\left(\frac{1}{Q}\ln\left(h_0 + \sqrt{h_0^2-1}\right) - \frac{1}{Q}\left|\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}}\right| + Q\right) +$$

$$+\Phi\left(\frac{1}{Q}\ln\left(h_0 + \sqrt{h_0^2-1}\right) + \frac{1}{Q}\left|\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}}\right| - Q\right) - 1\ ; \qquad (33)$$

$$P_{e_D}^{0} = \int_{-\infty}^{\eta_{15}} \varphi_0(r)dr + \int_{\eta_{14}}^{\infty} \varphi_0(r)dr =$$

$$= 2 - \Phi\left(\frac{1}{Q}\ln\left(h_0 + \sqrt{h_0^2-1}\right) + \frac{1}{Q}\left|\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}}\right|\right) -$$

$$-\Phi\left(\frac{1}{Q}\ln\left(h_0 + \sqrt{h_0^2-1}\right) - \frac{1}{Q}\left|\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}}\right|\right)\ . \qquad (34)$$

Полная вероятность ошибки обнаружения сигнала P_{ed_2} приемником $П_2$ равна сумме вероятностей P_{e_D} при $h_0 \geq 1$:

$$P_{ed_2} = P(+1)\left[\Phi\left(\frac{1}{Q}\ln\left(h_0 + \sqrt{h_0^2-1}\right) - \frac{1}{Q}\left|\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}}\right| - Q\right) +\right.$$

$$\left.+\Phi\left(\frac{1}{Q}\ln\left(h_0 + \sqrt{h_0^2-1}\right) + \frac{1}{Q}\left|\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}}\right| + Q\right) - 1\right] +$$

$$+P(-1)\left[\Phi\left(\frac{1}{Q}\ln\left(h_0 + \sqrt{h_0^2-1}\right) - \frac{1}{Q}\left|\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}}\right| + Q\right) +\right.$$

$$\left.+\Phi\left(\frac{1}{Q}\ln\left(h_0 + \sqrt{h_0^2-1}\right) + \frac{1}{Q}\left|\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}}\right| - Q\right) - 1\right] +$$

$$+P(0)\left[2 - \Phi\left(\frac{1}{Q}\ln\left(h_0 + \sqrt{h_0^2-1}\right) + \frac{1}{Q}\left|\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}}\right|\right) -\right.$$

$$\left.-\Phi\left(\frac{1}{Q}\ln\left(h_0 + \sqrt{h_0^2-1}\right) - \frac{1}{Q}\left|\ln\sqrt{\frac{P(+1)}{P(-1)}}\right|\right)\right]\ . \qquad (35)$$

Если $P=P(+1)=P(-1)$, то $h_0=\frac{1-2P}{2P}e^{\frac{E}{N}}$ и при $h_0 \geq 1$

$$P_{ed_2} = 2P\left[\Phi\left(\frac{1}{Q}\ln\left(h_0 + \sqrt{h_0^2-1}\right) - Q\right) +\right.$$

$$\left.+\Phi\left(\frac{1}{Q}\ln\left(h_0 + \sqrt{h_0^2-1}\right) + Q\right) - 1\right] +$$

$$+2(1-2P)\left[1 - \Phi\left(\frac{1}{Q}\ln\left(h_0 + \sqrt{h_0^2-1}\right)\right)\right]\ . \qquad (36)$$

Для сигнала Idle при $P=\frac{1}{4}$ следует, что $h_0=e^{\frac{E}{N}} \geq 1$

и $$P_{ed_2} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\left(\Phi\left(\frac{1}{Q}\ln\left(h_0 + \sqrt{h_0^2-1}\right) - Q\right) +\right.$$

$$\left.+\Phi\left(\frac{1}{Q}\ln\left(h_0 + \sqrt{h_0^2-1}\right) + Q\right)\right) - \Phi\left(\frac{1}{Q}\ln\left(h_0 + \sqrt{h_0^2-1}\right)\right)\ . \qquad (37)$$

Рассмотрим графики вероятностей ошибки обнаружения сигналов для тестовой последовательности Idle для приемника $П_2$ и для вероятности ошибки обнаружения однополярного сигнала приемником $П_1$, для которого $P_r(0)=0{,}5$ – так же, как и для последовательности Idle $P(0)=0{,}5$ (рис. 8).

По приведенным зависимостям можно определить для каких значений вероятности ошибки обнаружения сигнала P_{ed_1} приемником $П_1$ заданы нормированные значения Q_n. Тогда несложно получить значения Q_r для

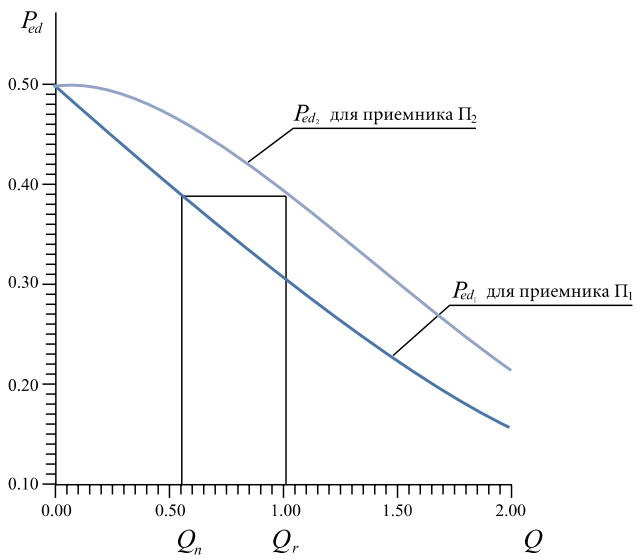


Рис. 8. ***Схема приведения нормативных значений отношения сигнал/шум Q_n, полученных для приемника $П_1$, к параметрам приемника $П_2$ для тестового сигнала Idle***

Таблица 2. ***Коэффициенты пересчета отношения сигнал/шум для тестового сигнала Idle***

Категория объекта	K_r
1	0,409
2	0,591
3	0,721

тех же вероятностей ошибки обнаружения сигнала, но для приемника $П_2$. В табл. 2 приведены коэффициенты пересчета K_r при переходе от приемника $П_1$ к приемнику $П_2$ для оценки защищенности информации от утечки по каналу ПЭМИН по выбранному критерию:

$$K_r = \frac{Q_n}{Q_r}. \qquad (38)$$

Вообще говоря, коэффициенты K_r верны и для любого другого тестового сигнала, для которого вероятности потенциальных перепадов такие же, как и для сигнала Idle.

Тогда скорректированное отношение сигнал/шум Q_Δ, которое следует сравнивать с нормированными значениями Q_n, получается из следующего соотношения:

$$Q_\Delta = K_r Q_Б, \qquad (39)$$

где $Q_Б$ – значение отношения сигнал/шум, рассчитанное для данной точки наблюдения в соответствии с измеренными спектральными параметрами сигнала и с учетом «обеления» сигнала и шума (см. (14)).

Заключение

В настоящей статье представлен методический подход к определению энергии одного двоичного разряда (энергии одного излученного импульса) и отношения сигнал/шум по измеренным характеристикам спектра средней мощности сигнала, излучаемого сетевыми устройствами и кабельными линиями связи локальных вычислительных сетей типа Fast Ethernet на базе стандарта 100Base-TX.

В его основе лежит использование информации о характеристиках информативного тестового сигнала на выходе из сетевого адаптера для определения спектра сигнала в кабельной линии связи и спектра излученного сигнала. Полученные характеристики позволяют получить отношение сигнал/шум для широкополосных сигналов, каковыми являются рассматриваемые сигналы. Для этого предложена нестандартная операция «обеления» нормированного шума, применяемая не к амплитудно-временному распределению отдельного импульса, как это делается в классическом случае, а к спектру мощности «пачки» импульсов, составляющей период сигнала. При этом существенно используется дискретность спектра такого сигнала (спектр отдельного импульса непрерывный) и значения коэффициентов Фурье спектра сигнала, вид которых определен аналитически.

Предложен алгоритм восстановления реального спектра по параметрам модельных спектров.

Проведено исследование с целью построения оптимального приемника трехуровневых сигналов, свойственных побочным электромагнитным излучениям локальных вычислительных сетей стандарта 100Base-TX. Получена модель оптимального приемника таких сигналов и по ней рассчитаны поправочные коэффициенты для приведения отношения сигнал/шум к принятым в нормативах вероятностям приема оптимальным приемником.

Отметим, что в [1] описана процедура скремблирования информативного сигнала, приводящая к существенному расширению частотного диапазона спектрального распределения плотности мощности излучаемого сигнала. Производители сетевых адаптеров стандарта 100Base-TX указывают на то, что эта операция необходима для того, чтобы удовлетворить требованиям электромагнитной совместимости, установленными Европейской директивой по электромагнитной совместимости (European EMC Directive 89/336/EEC). Соответственно, перехват таких сигналов из-за значительной ширины спектра становится менее надежным, чем сигналов, не подвергнувшихся скремблированию.

Как показал анализ, проведенный в данной статье, преобразование информативного сигнала кодером MLT-3 в еще большей степени уменьшает помехоустойчивость перехвата информации при ее утечке по каналу побочных электромагнитных излучений. При этом существенно (от 1,4 до 2,5 раз) уменьшаются пороговые значения отношения сигнал/шум, что должно приводить к уменьшению размеров зон 2 по сравнению с ситуацией, когда коррекции значений отношения сигнал/шум не происходит.

В совокупности обе указанные процедуры (скремблирование и кодирование MLT-3) снижают вероятность перехвата информативного сигнала от линий передачи данных и сетевого оборудования ЛВС. ■

Авторы искренне признательны К. И. Гаврикову, В. Н. Заикину, Н. Б. Козлову, А. Л. Кукушкину (ЦКБИ СНПО «Элерон») и В. Г. Капустину (ЦФТИ МО РФ) за предоставленные экспериментальные данные характеристик спектров тестовых сигналов, а также В. М. Болотину (Центр «Атомзащитаинформ») и М. А. Булаеву (МО РФ) за полезные обсуждения представленных материалов.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Булаев М. А., Бурлаков К. Ю., Демин К. В., Капустин В. Г., Овчаров А. В., Сак В. В. Особенности физического уровня стандарта Fast Ethernet 100Base-TX // Защита информации. Конфидент, № 4–5, 2002, с. 40.*
2. *Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). – М.: «Наука», 1978. – 832 с.*
3. *Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: «Советское радио», 1990. – 672 с.*
4. *Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. – М.: «Радио и связь», 1983. – 320 с.*
5. *Котельников В. А. Теория потенциальной помехоустойчивости. – М.: Госэнергоиздат, 1956.*