УДК 681.128.56

ВЛИЯНИЕ ХРОМАТИЧЕСКОЙ ДИСПЕРСИИ СВЕТОВОДОВ НА СИГНАЛЫ И СВЯЗАННЫЕ С ЭТИМ ОШИБКИ СЧИТЫВАНИЯ

А.Х. Султанов, заведующий кафедрой «Телекоммуникационные системы» Уфимского государственного авиационного технического университета (УГАТУ), д.т.н., профессор; tks@ugatu.ac.ru

И.Л. Виноградова, профессор кафедры «Телекоммуникационные системы» УГАТУ, д.т.н.

Ш.Б. Янышев, технический директор Регионального узла междугородных связей ОАО «Башинформсвязь»

Ключевые слова: *цифровой сигнал, хроматическая дисперсия, уширение импульса, форма импульса, чирп импульса, волоконно-оптические линии передачи.*

Введение. Повышение битовой скорости систем передачи – одна из актуальных задач, решение которых во многом определяет прогресс техники в целом и телекоммуникационной отрасли в частности. Между тем для эффективного внедрения высокоскоростных систем каналообразующего тракта необходим детальный анализ искажений сигнала на линиях передачи, позволяющий разработать план мероприятий по адекватной их компенсации.

В сетях со скоростью пропускания до 10 Гбит/с основной причиной искажения сигнала является нарушение светопропускания оптического волокна (ОВ), а в сетях со скоростями 40 Гбит/с (STM-256) и даже 100 Гбит/с (Metro Ethernet) на канал [1, 2] на линиях протяженностью 100 км и более на первый план выходят дисперсия и основная ее составляющая – хроматическая дисперсия (ХД) [3]. Для уменьшения влияния ХД используются специализированные типы ОВ, устройства-компенсаторы, устанавливаемые на волоконно-оптических линиях передачи (ВОЛП) [4], а также электронная компенсация ХД.

Чтобы эффективно компенсировать воздействие ХД, прежде всего необходимо корректно измерить степень ее влияния на сигнал, проведя для этого моделирование вызываемых дисперсией искажений. Причем чем более высокую битовую скорость предполагается запускать на ВОЛП, тем выше должна быть точность моделирования. Это, в свою очередь, позволит определить реальную величину искажения, а значит, и вероятность появления битовых ошибок $PE_{ХД}$ под действием ХД, и на основании этого делать выводы, можно ли на данной ВОЛП достичь желаемой битовой скорости и установить соответствующее телекоммуникационное приложение.

Состояние вопроса и постановка задачи. Традиционная модель искажений, связанных с ХД [3, 5 и др.], основана на эмпирическом соотношении для так называемого параметра уширения t, на значение которого увеличивается длительность прямоугольного импульса в результате его распространения через ОВ: $\tau = \Delta\lambda L D(\lambda)$, где $\Delta\lambda$ – ширина спектра излучения; L – длина ОВ; $D(\lambda)$ – удельный коэффициент ХД, зависящий от длины волны излучения λ. Существуют инструментальные средства измерений [6], позволяющие получить значения $D(\lambda)$ в интересующем оператора диапазоне длин волн для рассматриваемой ВОЛП. Если известны $\Delta\lambda$, L и длительность импульса на входе $T_{вх}$, то несложно определить и длительность выходного импульса: $T_{вых} = T_{вх} + \tau$. А согласно [7] именно нарушение длительности тактового интервала наиболее часто приводит к ошибкам на приеме.

Однако практика эксплуатации современных телекоммуникационных систем показывает, что влияние ХД зависит не только от длительности импульса $T_{вх}$, но и от его формы (огибающей оптической мощности), главным образом – от крутизны фронтов, что в известной модели не принимается во внимание.

Представляется актуальной задача уточнения модели искажения (уширения) цифровых импульсов, связанного с действием ХД на ВОЛП. Причем важно не только максимально точно определять уширение – с учетом параметров, характеризующих форму (функцию огибающей оптической мощности) входного сигнала, но и выявить взаимосвязь с величиной удельного коэффициента ХД D, получаемой в результате измерения сетевыми анализаторами.

Влияние хроматической дисперсии на различные виды импульсов. Для определения величины уширения импульсов различных видов воспользуемся методикой [8], основанной на упрощении электродинамических уравнений в световоде со ступенчатым профилем показателя преломления. В предположении об отсутствии магнитооптических свойств и электрических зарядов, расположенных на ВОЛП, а также в приближении о слабонаправляющих свойствах ОВ [9], что соответствует большинству ВОЛП, система уравнений Максвелла упрощается до уравнения второго порядка относительно функции электрической напряженности электромагнитного поля $\dot{\mathbf{E}}(t,\mathbf{r},z)$ световой волны, которое зачастую записывается относительно ее Фурье-образа $\tilde{\mathbf{E}}(\omega,\mathbf{r},z)$ [5], где ω – круговая частота. Далее воспользуемся подстановкой для $\dot{\mathbf{E}}(t,\mathbf{r},z)$ в виде поперечной $\dot{\mathbf{F}}(t,\mathbf{r})$ и продольной $\dot{A}(t,z)$ составляющих $\dot{\mathbf{E}}(t,\mathbf{r},z) = \dot{\mathbf{F}}(t,\mathbf{r})\dot{A}(t,z)\exp(j\beta_{вх}z)$, где $\dot{A}$ является комплекснозначной, а $\dot{\mathbf{F}}$ и $\dot{\mathbf{E}}$ еще и векторными величинами; $\mathbf{r}$ – радиус-вектор в поперечном сечении световода; ось z расположена вдоль световода; t – текущее время; j – мнимая единица; $\beta_{вх}$ – коэффициент распространения волны [1/м] входного излучения.

Дальнейшие предположения об однородности модового распределения поля $\tilde{\mathbf{F}}(\omega,\mathbf{r})$ в одномодовом световоде и медленном изменении модуля функции $\dot{A}$ по длине ВОЛП позволяют исследовать характер электромагнитного поля лишь относительно $\dot{A}(t,z)$ (или $\tilde{A}(\omega,z)$), ограничившись уравнением только первого порядка. Использование соотношения $A(T_{прив},z) = \sqrt{P_0}\exp\left(-\frac{\alpha z}{2}\right)U(T_{прив},z)$, где P_0 – пиковая мощность импульса на входе ВОЛП, экспоненциальный множитель отвечает за убывание амплитуды по линии под воздействием затухания с коэффициентом α; U – нормированная амплитуда, характеризующая изменение поля на протяжении длительности импульса в системе отсчета, связанной с импульсом с относительным временем $T_{прив}$, позволяет получить окончательное уравнение вида

$$j\frac{\partial U}{\partial z}=\frac{1}{2}\beta_2\frac{\partial^2 U}{\partial T_{\text{прив}}^2} \quad (1)$$

или для Фурье-образа:

$$j\frac{\partial \tilde{U}}{\partial z}=-\frac{1}{2}\beta_2\omega^2\tilde{U}.$$

В (1) β_2 – дисперсионный коэффициент второго порядка, а использование связанного с групповой скоростью распространения $\vartheta_г$ времени $T_{\text{прив}}$ [9]:

$$T_{\text{прив}}=\frac{t-z/\vartheta_г}{T_{\text{вх}}}\approx\frac{t-z\beta_1}{T_{\text{вх}}}=\frac{T_{\text{соб}}}{T_{\text{вх}}} \quad (2)$$

позволяет уйти от коэффициента β_1 в (1), где β_1– дисперсионный коэффициент первого порядка (β_1 и β_2 – коэффициенты разложения функции $\beta(\omega)$, определяющей преломляющие и дисперсионные свойства ОВ [8]); $T_{\text{соб}}$ – абсолютное время в системе отсчета, связанной с импульсом; $T_{\text{вх}}$ – длительность входного импульса.

Очевидно, что решение уравнения (1) можно записать как

$$\tilde{U}(z,\omega)=\tilde{U}(0,\omega)\exp\left(\frac{j}{2}\beta_2\omega^2 z\right), \quad (3)$$

где $\tilde{U}(0,\omega)$ – начальное условие, определяющее форму входного импульса (после перехода во временную область).

Рассмотрим простой случай гауссовского входного импульса:

$$U(0,T_{\text{соб}})=\exp\left(-\frac{T_{\text{соб}}^2}{T_{\text{вх}}^2}\right),$$

где $T_{\text{вх}}\cong 100$ пс для Ethernet 10 Гбит/с. После преобразований для функции нормированной амплитуды на любой длине z ОВ можно записать

$$U(z,T)=\frac{T_{\text{вх}}^2}{T_{\text{вх}}^2-j\beta_2 z}\exp\left(-\frac{T_{\text{соб}}^2}{T_{\text{вх}}^2-j\beta_2 z}\right). \quad (4)$$

Из (4) следует, что гауссовский импульс в целом сохраняет свою форму, но увеличивает длительность. После математических преобразований для длительности импульса на произвольной длине световода z будет справедливо

$$T_{1,\text{соб}}=T_1=T_{\text{вх}}\sqrt{1+\left(\frac{z\beta_2}{T_{\text{вх}}^2}\right)^2} \text{ или}^1\ T_{\text{вых}}=T_{\text{вх}}\sqrt{1+\left(\frac{L\beta_2}{T_{\text{вх}}^2}\right)^2}. \quad (5)$$

Видно, что степень уширения, реально приобретаемая импульсом из-за ХД и определяемая как $\tau=T_{\text{вых}}-T_{\text{вх}}$, зависит не только от свойств материала, характеризуемых коэффициентами β_1 и β_2, но и от длительности входного импульса, т.е. один и тот же световод на короткие импульсы действует сильнее, чем на длинные. Иными словами, чем короче импульс, тем больше он будет уширен, так как $T_{\text{вых}}$ обратно пропорциональна $T_{\text{вх}}$.

В телекоммуникационных системах используются прямоугольные импульсы или импульсы меандрового типа [7]. По сравнению с гауссовскими они характеризуются более крутыми фронтами (в том числе по отношению к длительности самого импульса). Чтобы не выполнять кусочную аппроксимацию классического трапецеидального меандра, воспользуемся приближающейся к нему по виду супергауссовой формой [8]:

$$U(0,T_{\text{соб}})=\exp\left(-\frac{1+jC}{2}\left(\frac{T_{\text{соб}}}{T_{\text{вх}}}\right)^{2\ell}\right). \quad (6)$$

[1] Все моделирование проводится в системе отсчета, связанной с импульсом.

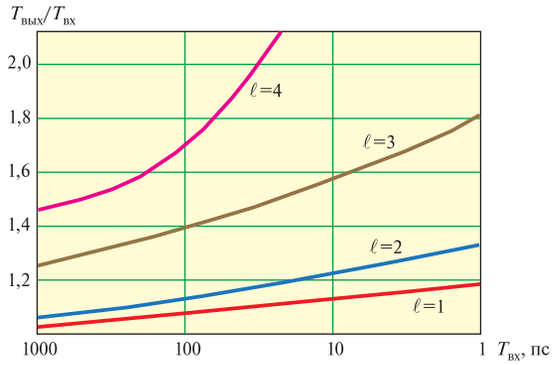

Рис. 1. **Процесс уширения супергауссового импульса в световоде с параметром $\beta_2(\lambda_0)\cong 20$ пс²/км**

Соотношение (6) описывает линейно-чирпированный импульс, где C – параметр модуляции, что соответствует большинству видов связных сигналов. Крутизна фронтов характеризуется параметром ℓ: случай $\ell=1$ в (6) соответствует простому гауссовскому импульсу с линейным чирпом. Уже при $\ell\geq 3$ форма импульса приближается к меандру с достаточно резкими фронтами.

Исследование соотношения (3) совместно с (6)[2] показало, что длительность $T_{\text{вых}}$ зависит не только от параметров световода и $T_{\text{вх}}$, как следует из (5), но и от ℓ и C. На рис. 1 представлены зависимости, свидетельствующие об относительном расширении импульса для различных его входных параметров. Расчеты проведены для случая прохождения импульсами дистанции L=100 км, длительность $T_{\text{вых}}/T_{\text{вх}}$ определялась по уровню относительной мощности 0,05, параметром модуляции выбран C=1.

Особенности измерения коэффициента хроматической дисперсии. Таким образом, наравне с длительностью $T_{\text{вх}}$ при неизменных параметрах β_1 и β_2 за дисперсионное уширение ответственна и крутизна фронтов. Это обстоятельство не учитывается в применяемом методе, основанном на измерении длительностей задержек равной фазы для каждой из спектральных составляющих из рассматриваемого спектрального диапазона [5, 10]. Так, согласно [10], сигнал от источника, входящего в состав приборного комплекса, является гармоническим. Для его полуволны можно записать

$$U(0,T_{\text{соб}})=\sin\left(\frac{T_{\text{соб}}}{T_{\text{вх}}}\right), \quad (7)$$

причем частота синусоиды составляет 100 МГц, следовательно, $T_{\text{вх}}$=10 нс. Как следует из рис. 1, если бы сигнал от данного источника являлся импульсным, то показания прибора были бы несколько иными даже на той же самой частоте. (Безусловно, это зависит от чувствительности прибора. Кроме того, на низкой частоте различия в показаниях из-за крутизны фронтов менее заметны, чем на высокой.) Можно сказать, что имеет место эффект «недомеренной дисперсии». Так, в измерениях используется сигнал, значительно менее подвергающийся действию ХД, но по результатам измерений определяется коэффициент дисперсии; и далее, по существующей модели дисперсионного уширения, оценивается его степень для импульсов системы передачи, например Ethernet 10 Гбит/с или выше. Это может являться скрытым источником вероятности битовой ошибки *PE*, связанной с недооценкой расширения импульса.

[2] Результирующие соотношения для $U(z,T_{\text{соб}})$ и $T_{\text{вых}}(T_{\text{вх}})$ для данного случая не приводятся из-за их громоздкости.

Итак, удельный коэффициент ХД D оценивается по величине уширения сигнала вида (7), которую обозначим через τ_1. Считается, что и информационные импульсы получат такое же уширение:

$$T_{\text{вых,имп}} = T_{\text{вх,имп}} + DL\Delta\lambda = T_{\text{вх,имп}} + \tau_1,$$

а коэффициент ХД определен исходя из уширения гармонического импульса:

$$D \cong \frac{T_{\text{вых,sin,100 МГц}}}{T_{\text{вх,sin,100 МГц}}}, \quad (8)$$

отсюда и $\tau_1 \sim \frac{T_{\text{вых,sin,100 МГц}}}{T_{\text{вх,sin,100 МГц}}}$.

Но реально при распространении импульсов, например, системы передачи Ethernet 10 Гбит/с по той же самой ВОЛП последние приобретают несколько иное уширение, которое обозначим через τ_2: $\tau_2 = \frac{T_{\text{вых,имп}}}{T_{\text{вх,имп}}}$. Если в первом приближении данное уширение, приводящее к ошибке временного интервала, воспринимается системой передачи как джиттер и допустима оценка для связанной с ним вероятности ошибки в виде [5]: $PE_{\text{ХД}} \cong \frac{\tau_1}{T_{\text{вх,имп}}}$ или $PE_{\text{ХД}} \cong \frac{\tau_2}{T_{\text{вх,имп}}}$, то возникает дополнительная ошибка, определяемая «недомеренной дисперсией»:

$$\Delta PE_{\text{ХД}} = \frac{|\tau_1 - \tau_2|}{T_{\text{вх,имп}}}. \quad (9)$$

Расчеты, проведенные для импульсов с различными параметрами, распространяющимися по световодной линии в L=100 км, обладающей дисперсионным коэффициентом $\beta_2(\lambda_0) \cong 20$ пс²/км, показали, что дополнительная ошибка $\Delta PE_{\text{ХД}}$ существенно (в разы) возрастает при увеличении битовой скорости передачи (то же самое – при уменьшении $T_{\text{вх}}$) и, конечно же, увеличении крутизны фронтов (рис. 2). Параметр τ_1 получен на основе анализа соотношения (3) совместно с (8). При проведении расчетов параметр модуляции был выбран C=1, а приведенная длительность $T_{\text{вых}}/T_{\text{вх}}$ определялась по уровню относительной мощности 0,05.

Из рис. 2 видно, что ошибка $\Delta PE_{\text{ХД}}$ во всем диапазоне исследуемых значений более заметна по сравнению с регламентируемыми значениями для PE, принятыми на сетях связи (например, $PE_{\text{циф}} = 10^{-9}$ [7]). А для битовых скоростей свыше 10 Гбит/с ($T_{\text{вх}}$ менее 100 пс) для импульсов с крутыми фронтами ($\ell \geq 3$) и вовсе становится сопоставимой с пороговым значением, определяющим возможность/невозможность внедрения того или иного телекоммуникационного приложения.

Это означает, что для определения возможности повышения битовой скорости недостаточно довольствоваться фактом непревышения коэффициента дисперсии $D_{\text{изм}}$, измеренного с применением традиционных сетевых анализаторов, и определенного порогового значения D^*. Необходимо выполнять коррекцию $D_{\text{изм}} \to D_{\text{корр}}$ и добиваться $D_{\text{корр}} < D^*$, используя для этого электронные средства компенсации либо компенсацию дисперсии методом включения сегментов DSF-волокна в линию или компонентов (например, содержащих решетки Брэгга), компенсирующих ХД. Отсюда возникает задача разработки корректирующего функционала (функции) $F\left(L, D_{\text{изм}}, T_{\text{вх}}(B), \ell, C, f\right)$, учитывающего особенности входного сигнала, где B – величина битовой скорости; ℓ – степень крутизны фронта; C – параметр модуляции (чирп) входного импульса; f – собирательный коэффициент, характеризующий эффекты меньшего значения: затухание ОВ α, пиковую мощность P_0 и т.д. (Строго говоря, пиковая мощность оказывает существенное влияние на дисперсионное уширение импульсов. Заметим, что именно эффект компенсации ХД действием нелинейного преломления лежит в основе квазисолитонового режима передачи. Но в случае применения классических телекоммуникационных средств уровень мощности регламентируется на уровне порядка 0 дБм, что никак не приводит к режиму нелинейного преломления, а следовательно, точное значение P_0 уже не будет существенно влиять на прохождение импульсов.)

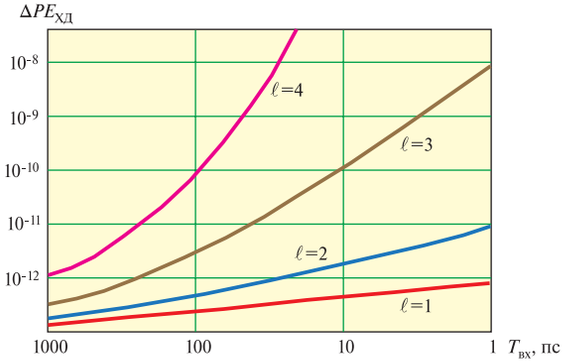

Рис. 2. Накопление ошибки, связанной с «недомеренной дисперсией» для импульсов с различной крутизной фронта

Алгоритм коррекции ошибок измерений. Для выполнения коррекции предлагается использовать следующий алгоритм:

1. Измерить удельный коэффициент дисперсии $D_{\text{изм}}$, взаимосвязанный с величиной уширения сигнала $T_{\text{вых,изм}}\left(L, D_{\text{изм}}, T_{\text{вх,изм}}, \beta_2\right)$ вида (9) для известных $T_{\text{вх,sin,100 МГц}} = T_{\text{вх,изм}}$ и L, зависящего β_2 линии (10). (Коэффициент β_1 в явном виде не используется, оставаясь «скрытым» из-за подстановки (2).)

2. Используя соотношение для нормированной амплитуды выходного сигнала, полученное на основе анализа соотношения (3) совместно с (9), по аналогии с (6):

$$U_{\text{изм}}(z,T) = \frac{\pi T_{\text{вх,изм}} T_{\text{соб}}}{T_{\text{вх,изм}} T_{\text{соб}} - j\beta_2 z} \times$$
$$\times \left(\sin\left(\frac{T_{\text{соб}}}{T_{\text{вх,изм}} - j\sqrt{\beta_2 z}} \right) + j\cos\left(\frac{T_{\text{соб}}}{T_{\text{вх,изм}} + j\sqrt{\beta_2 z}} \right) \right),$$

и, соответственно, соотношение для длительности выходного сигнала (9):

$$T_{\text{вых,теор}} = T_{\text{вх,изм}} \sqrt[4]{1 + \left(\frac{\sqrt{L\beta_2}}{T_{\text{вх,изм}}} \right)^2 + \left(\frac{L\beta_2}{T_{\text{вх,изм}}^{\ 2}} \right)^4},$$

приравнять $T_{\text{вых,изм}}$ $T_{\text{вых,теор}}$ и получить дисперсионный коэффициент β_2 как функцию параметра $\beta_2\left(D_{\text{изм}}, T_{\text{вх,изм}}\right)$ с учетом заданного вида (в данном случае (9)) сигнала, с помощью которого выполняется измерение.

3. Получить соотношение $U_{\text{сигн}}(z,T)$ для импульсов системы передачи, по отношению к сигналам которой проводится анализ и выполняются измерения по аналогии с (6) и, соответственно, соотношение $T_{\text{вых,сигн}} = F\left(L, T_{\text{вх,сигн}}(B), \beta_2\left(D_{\text{изм}}, T_{\text{вх,изм}}\right), \ell, C, f\right)$ по аналогии с (6). Как было показано выше, для этого следует выполнить анализ решения (3) совместно с выражением, описывающим начальную форму входного импульса, например с (8).

4. Сравнить полученное $T_{\text{вых,сигн}}$ с допустимым в данной системе передачи $T^*_{\text{вых,сигн}}$, при котором вероятность ошибки PE из-за нарушения длительности временного интервала не превысит установленное значение PE^*.

5. При необходимости решить обратную задачу по пп. 2–4, получив рекомендуемое значение D^*, обеспечивающее малое (заданное) влияние ХД на сигналы рассматриваемой системы передачи.

Аналитическая запись представленного алгоритма здесь не приводится, с одной стороны, из-за его громоздкости, с другой – из-за того, что в каждом конкретном случае возможно применение своеобразных (оригинальных) функций, описывающих форму входного импульса. Кроме того, решение (3) получено без учета нелинейных эффектов для случая световодов со ступенчатым профилем показателя преломления. Если использовать световоды со специфическими параметрами, которые нельзя считать слабопреломляющими, то и уравнение (1) будет выглядеть иначе. Следует также заметить, что для упрощения реализации алгоритма могут быть успешно применены специализированные математические программные пакеты, например Mathematica 6.

Заключение. Итак, с целью уточнения степени влияния хроматической дисперсии оптоволокон на цифровой сигнал было выполнено моделирование параметра формы импульсов, распространяющихся по ВОЛП. Установлено, что уширение зависит не только от свойств материала и спектра входного излучения (в том числе чирпирования), но и от длительности и крутизны фронтов импульса, а результаты измерений удельного коэффициента ХД, получаемые с применением сетевых анализаторов, должны быть скорректированы для уточнения анализа влияния оптоволокна на высокоскоростной сигнал. Иначе можно получить ошибку, связанную с так называемой «недомеренной дисперсией», которая в ряде случаев оказывается сравнима с пороговой величиной для вероятности битовой ошибки, определяющей работоспособность систем передачи. Это, в свою очередь, означает, что «недомеренная дисперсия» может привести к неверному выводу о возможности/невозможности введения того или иного телекоммуникационного приложения, в том числе возможности повышения битовой скорости. Для минимизации указанной ошибки предложен алгоритм коррекции удельного коэффициента хроматической дисперсии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Nortel – спрос на полосу пропускания/ http://nag.ru/news/newsline/14952/nortel-na-konferencii-ofc-nfoec-spros-na-polosu-propuskaniya. html (дата обращения 04.04.11).
2. **Тен С., Таури К., Шарма М., Лобанов С.** Требования к оптическим волокнам связи с развитием 100 Гбит/с систем передачи// Фотон-экспресс. – № 7. – 2010. – С. 22–26.
3. **Убайдуллаев Р.Р.** Волоконно-оптические сети. – М.: Эко-Трендз, 2000.
4. **Андреев В.А., Бурдин В.А., Попов Б.В., Попов В.Б.** Технология строительства ВОЛП: Учебное пособие для вузов/ Под ред. В.А. Андреева. – Самара: СРТТЦ ПГАТИ, 2006.
5. **Иванов А.Б.** Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. – М.: Компания Сайрус-Системс, 1999.
6. Портативная приборная платформа FTB-400/ http://www.exfo.com/en/products/ProductsView.asp? Product=145 (дата обращения 04.04.2011).
7. **Гордиенко В.Н., Тверецкий М.С.** Многоканальные телекоммуникационные системы. – М.: Горячая линия–Телеком, 2007.
8. **Agrawal G.P.** Nonlinear fiber optics. – Boston: Academic Press, 2001.
9. **Снайдер А., Лав Дж.** Теория оптических волноводов/ Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1987.
10. Технический паспорт на продукт FTB-5800, входящий в состав приборной платформы FTB-400// EXFO, 2006.

Получено 01.06.11

ИНФОРМАЦИЯ

РКСС ПРИСОЕДИНИЛАСЬ К ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ ПЛАТФОРМЕ КБПЭ

«Российская корпорация средств связи» (РКСС), специализирующаяся на производстве и разработке доверенного телекоммуникационного оборудования, объявила о присоединении к технологической платформе «Комплексная безопасность промышленности и энергетики» (ТП КБПЭ).

Технологическая платформа – важный элемент инновационной инфраструктуры, форма частно-государственного партнерства в инновационной сфере, способ объединения усилий различных заинтересованных сторон для достижения конечных целей на приоритетных стратегических направлениях.

Инициаторы создания ТП КБПЭ – Институт проблем безопасного развития атомной энергетики РАН (ИБРАЭ РАН) и НИЦ «Курчатовский институт». В составе технологической платформы РКСС намерена активно участвовать в научных исследованиях, нацеленных на создание передовых технологий для повышения комплексной безопасности критической инфраструктуры.

Цель КБПЭ – координация и концентрация разработок и ресурсов (производственно-технологических, финансовых, административных, образовательных и др.), способствующих совершенствованию нормативной правовой базы и стандартов в области комплексной безопасности промышленности и энергетики, а также созданию перспективных технологий, новых продуктов и услуг.

В состав КБПЭ входят более 170 организаций. Платформу также поддержали ведущие государственные и коммерческие организации России: МЧС, Минэнерго, Минпромторг, Ростехнадзор, Минрегион, РАН, «Роснано», «Ростехнологии», «Росатом».

Реализуя ряд крупных проектов в области комплексных систем безопасности, компания накопила солидный опыт работы, который пригодится ей как участнику различных технологических платформ и программ, направленных на модернизацию отечественной инфраструктуры.

РКСС входит в состав платформы «Интеллектуальная энергетическая система России», созданной в 2010 г. при поддержке ОАО «ФСК ЕЭС» и ФГУ «Российское энергетическое агентство». Компания активно сотрудничает с предприятиями «Ростехнологии» в области создания систем безопасности для российского и международного рынков.

Осенью 2011 г. РКСС объявила о сотрудничестве с ОАО «Рособоронэкспорт» в области продвижения систем КАСУБ в страны Латинской Америки и Юго-Восточной Азии.