Схема обработки сигналов в приемнике многомодовых линий связи на основе сверточных нейронных сетей

О.С.Сидельников, А.А.Редюк, М.П.Федорук

Предложена схема обработки оптических сигналов в приемнике многомодовой линии связи, основанная на глубоких сверточных нейронных сетях и имитирующая метод обратного распространения сигнала. Для предложенной схемы проведена оценка эффективности компенсации нелинейных внутримодовых и межмодовых искажений.

Ключевые слова: *волоконно-оптические системы связи, многомодовое волокно, нелинейность оптического волокна, сверточные нейронные сети, компенсация нелинейных искажений.*

1. Введение

Необходимость стабильного роста пропускной способности линий связи в последнее время обусловлена расширением функционала существующих и возникновением новых цифровых приложений и услуг [1]. По некоторым оценкам, рост общемирового информационного трафика составляет порядка 40% в год, в то время как совокупная пропускная способность современных линий связи увеличивается примерно на 20% ежегодно [2]. Если предположить, что такая тенденция сохранится, то мы можем столкнуться с ситуацией, когда объем передаваемого трафика превысит возможности современных систем связи. Поэтому сейчас активно разрабатываются и исследуются различные способы повышения пропускной способности. В современных оптических системах передачи данных, основанных на стандартных одномодовых волокнах, уже задействуются все имеющиеся степени свободы – время, частота, фаза и поляризация. И для каждой из них пропускная способность приближается к своему пределу, связанному с определенными физическими ограничениями или ограничениями, обусловленными доступным оборудованием [3].

Технология пространственного уплотнения каналов, основанная на многомодовых волокнах, рассматривается как перспективный путь для дальнейшего увеличения пропускной способности за счет одновременной передачи информации по разным модам оптического волокна [4]. Однако при распространении сигналов по нескольким модам возникают новые физические эффекты, одним из которых является нелинейное межмодовое взаимодействие. Известно, что нелинейность оптического волокна – один из главных ограничивающих факторов для дальнейшего увеличения пропускной способности современных систем передачи информации [5]. Для преодоления данного ограничения были предложены и исследованы различные методы компенсации нелинейных эффектов. Среди них можно выделить цифровые методы на базе теории возмущений [6], семейство методов, основанных на использовании функционального ряда Вольера [7] и нелинейного фильтра Шрёдингера [8], а также алгоритмы кодирования с применением адаптивной модуляции [9]. Конкуренцию указанным подходам в настоящее время составляют методы машинного обучения, в частности искусственные нейронные сети (НС), которые позволяют с высокой точностью восстанавливать переданные символы, имея при этом низкую вычислительную сложность [10, 11].

В настоящей работе мы расширяем схему обработки принятых сигналов на основе сверточных НС с комплекснозначной арифметикой, предложенную в [12], на случай многомодовых линий связи. Для данной схемы мы исследуем эффективность компенсации нелинейного межмодового взаимодействия.

2. Исследуемая многомодовая линия связи

Схема исследуемой многомодовой линии связи приведена на рис.1. Она состоит из передатчика, 20 пролетов многомодового волокна длиной 100 км каждый, эрбиевых оптических усилителей с коэффициентом шума 4.5 дБ после каждого пролета и приемника. На передатчике для каждой моды формируются 16-QAM-сигналы с символьной скоростью R_s = 32 Гбод. Для придания формы импульсам используется фильтр с характеристикой типа «корень из приподнятого косинуса» (root raised cosine – RRC) и коэффициентом сглаживания 0.1. Далее сигналы объединяются с помощью модового мультиплексора и совместно распространяются по каналу. После распространения принятый сигнал попадает в приемник, где он разделяется по модам с помощью демультиплексора и проходит через согласованный фильтр и блок компенсации хроматической дисперсии. Затем, после понижения частоты дискретизации до 1 отсчета на символ, применяется схема компенсации нелинейных эффектов на основе глубокой сверточной НС. Потом выполняются демодуляция сигнала и вычисление коэффициента битовых ошибок (bit error rate – BER).

Канал представляет собой многомодовое волокно (multi-mode fiber – MMF) со ступенчатым профилем по-

О.С.Сидельников, А.А.Редюк, М.П.Федорук. Новосибирский государственный университет, Россия, 630090 Новосибирск, ул. Пирогова, 2; e-mail: o.s.sidelnikov@gmail.com

Поступила в редакцию 16 сентября 2022 г.

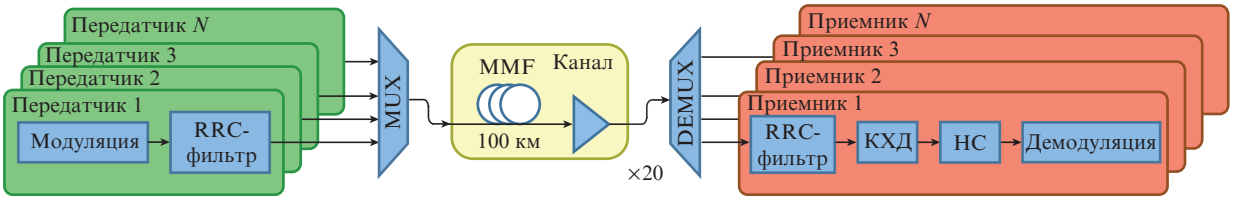

Рис.1. Схема многомодовой волоконно-оптической линии связи:
КХД – блок компенсации хроматической дисперсии; MUX – модовый мультиплексор; DEMUX – модовый демультиплексор.

казателя преломления и со следующими параметрами: показатель преломления сердцевины $n_{co} = 1.454$, показатель преломления оболочки $n_{cl} = 1.444$, радиус сердцевины $a = 7$ мкм. Такое волокно поддерживает распространение 12 мод с учетом поляризационных компонент каждой моды (LP_{01}, LP_{02}, LP_{11a}, LP_{11b}, LP_{21a}, LP_{21b}). В табл.1 для всех мод представлены значения дифференциальной модовой задержки (DMD), дисперсионного параметра D и эффективной площади моды A_{eff}.

Табл.1. Дифференциальная модовая задержка, дисперсия и эффективная площадь моды для многомодового волокна.

Мода	DMD (нс/км)	D (пс · км$^{-1}$ · нм$^{-1}$)	A_{eff} (мкм^2)
LP_{01}	0	22.21	101
$LP_{11a,11b}$	4.76	24.11	106
LP_{02}	6.27	–2.57	123
$LP_{21a,21b}$	8.90	18.57	122

Известно, что при распространении оптических сигналов по разным модам волокна между сигналами возникает случайная линейная связь, вызванная различными несовершенствами волокна, его изгибами, напряжением [13]. От величины этой связи будет зависеть динамика распространяющихся сигналов. В настоящей работе исследуются два представляющих интерес предельных случая распространения сигналов в многомодовых волокнах – режимы слабой и сильной связи мод. В режиме слабой связи связь между различными пространственными модами слабее, чем связь между двумя поляризационными компонентами одной пространственной моды. В режиме сильной связи величины данных типов связи примерно одинаковы.

Нелинейное распространение оптических сигналов в режиме слабой связи мод может быть описано с помощью следующей системы уравнений Манакова [13]:

$$\frac{\partial A_p}{\partial z} + \frac{\alpha}{2}A_p + \beta_{1p}\frac{\partial A_p}{\partial z} + \mathrm{i}\frac{\beta_{2p}}{2}\frac{\partial^2 A_p}{\partial t^2} = \mathrm{i}\gamma\left(f_{pp}\frac{8}{9}|A_p|^2 + \sum_{m\neq p} f_{mp}\frac{4}{3}|A_m|^2\right)A_p, \quad (1)$$

где $A_p(z,t)$ – огибающая поля пространственной моды p; β_{1p} и β_{2p} – обратная групповая скорость и дисперсия групповых скоростей моды p; α – коэффициент потерь; γ – нелинейный параметр волокна; f_{mp} – нелинейные коэффициенты, соответствующие интегралам перекрытия пространственных распределений мод m и p. В данном режиме каждая мода распространяется со своей групповой скоростью и своим дисперсионным параметром, а нелинейное взаимодействие разделяется на внутримодовое и межмодовое.

В случае сильной связи мод распространение оптических сигналов описывается уравнениями Манакова [13]

$$\frac{\partial A_p}{\partial z} + \frac{\alpha}{2}A_p + \mathrm{i}\frac{\beta_2'}{2}\frac{\partial^2 A_p}{\partial t^2} = \mathrm{i}\gamma\varkappa\sum_m |A_m|^2 A_p, \quad (2)$$

где β_2' – средняя дисперсия групповых скоростей всех пространственных мод, а нелинейный параметр $\varkappa$ вычисляется по формуле

$$\varkappa = \sum_{m\leqslant p}^{M}\frac{32}{2^{\delta_{mp}}}\frac{f_{mp}}{6M(2M+1)}, \quad (3)$$

где M – общее число пространственных мод; δ_{mp} – символ Кронекера. В режиме сильной связи все моды движутся с одинаковой групповой скоростью и с одинаковым дисперсионным параметром, а нелинейное взаимодействие описывается одним коэффициентом.

3. Схема компенсации нелинейных эффектов на основе глубоких сверточных НС

Мы предлагаем расширить предложенную в [12] схему обработки сигналов, основанную на глубоких сверточных НС, на случай многомодовых систем передачи информации. Архитектуру рассматриваемой НС иллюстрирует рис.2.

В основе предложенной схемы лежит моделирование метода обратного распространения сигнала (digital back-

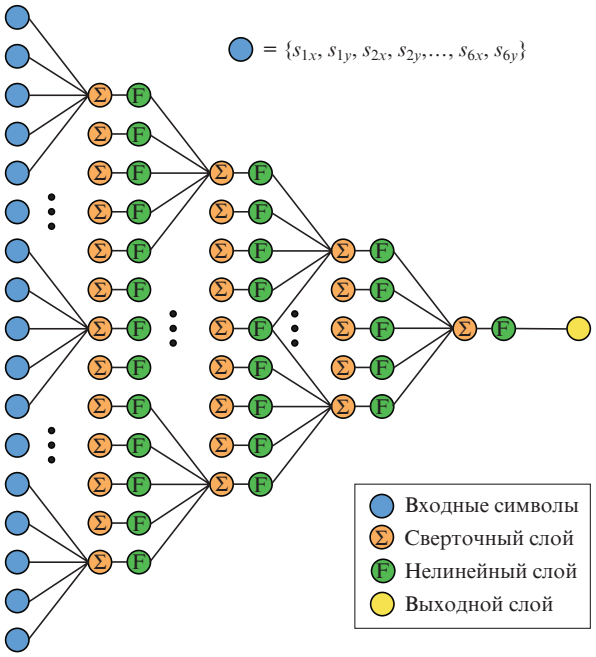

Рис.2. Схема комплексной глубокой сверточной НС.

propagation – DBP). Данный метод заключается в решении уравнений Манакова при обратном распространении сигнала с помощью метода расщепления по физическим процессам, который состоит из чередующихся линейных (дисперсионных) и нелинейных шагов. В архитектуре рассматриваемой НС аналогично чередуются линейные слои, которые компенсируют дисперсионные эффекты, и нелинейные слои, которые отвечают за нелинейное взаимодействие. Поскольку исследуемые сигналы по своей природе являются комплексными, предложенная НС также является комплекснозначной. В такой сети состояния нейронов и весовые коэффициенты описываются с помощью комплексных чисел.

На вход данной сети подаются принятые сигналы с дискретизацией в один отсчет на символ, которые затем распространяются через слои НС. Следует отметить, что сигналы разных мод обрабатываются параллельно, т.е. каждый нейрон такой сети представляется в виде вектора из 12 комплексных чисел, соответствующих шести модам с двумя поляризациями в каждой. В предложенной архитектуре связь между сигналами разных мод предполагается только на нелинейных слоях. В работе используется глубокая сверточная НС, состоящая из 20 слоев, что соответствует числу пролетов в рассматриваемой линии связи.

Линейные слои такой НС представляют собой комплексные сверточные фильтры, которые позволяют компенсировать групповую задержку и хроматическую дисперсию каждой моды во временной области. Все сверточные фильтры предварительно совместно обучаются так, чтобы эффективно компенсировать накопленные дисперсионные эффекты во всей линии связи. На рис.3 приведены амплитуды комплексных фильтров после обучения, соответствующих одному пролету линии связи, для мод LP_{01} и LP_{02} в режиме слабой связи мод. Следует отметить, что форма сверточного фильтра для фундаментальной моды (рис.3,*а*) отвечает временному отклику дисперсионного шага в методе DBP. Для моды LP_{02} фильтр получается сдвинутым относительно его центра, что вызвано ненулевой групповой скоростью данной моды. Кроме того, он оказывается более узким за счет малого дисперсионного параметра D моды LP_{02} (табл.1).

На рис.4 представлены амплитуды фильтров после обучения для мод LP_{01} и LP_{02} в режиме сильной связи. В данном случае фильтры расположены в центре и имеют одинаковую форму, поскольку все моды распространяются с одной групповой скоростью и с одинаковым средним дисперсионным параметром.

Нелинейная функция активации предложенной НС соответствует нелинейному шагу метода DBP, включающему в себя правые части уравнений (1) и (2). Мы используем модифицированный метод расщепления по физическим процессам, который позволяет учитывать нелинейное взаимодействие с соседними символами [14]. Нелинейная функция активации в этом случае имеет вид

$$f(z_{x|y\,m}(k)) = \exp[-\mathrm{i}\Phi_m(k)]z_{x|y\,m}(k),$$

$$\Phi_{m1}(k) = \sum_{i=-R}^{R}\alpha_m(i)[|z_{x\,m}(k+i)|^2 + |z_{y\,m}(k+i)|^2],$$

$$\Phi_{m2}(k) = \sum_{p=1}^{M}\sum_{i=-R}^{R}\alpha_{p\,m}(i)[|z_{x\,p}(k+i)|^2 + |z_{y\,p}(k+i)|^2],$$

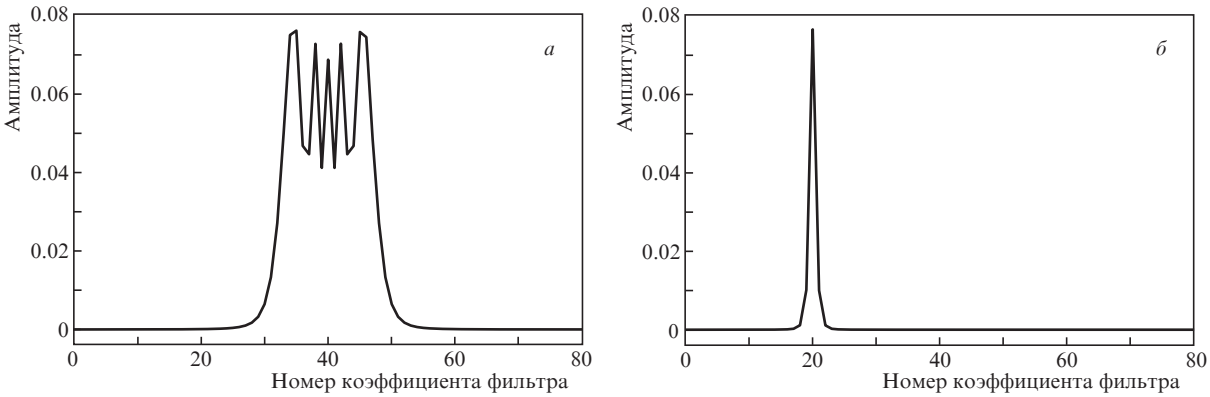

Рис.3. Амплитуды сверточных фильтров после обучения для мод LP_{01} (*а*) и LP_{02} (*б*) в режиме слабой связи мод.

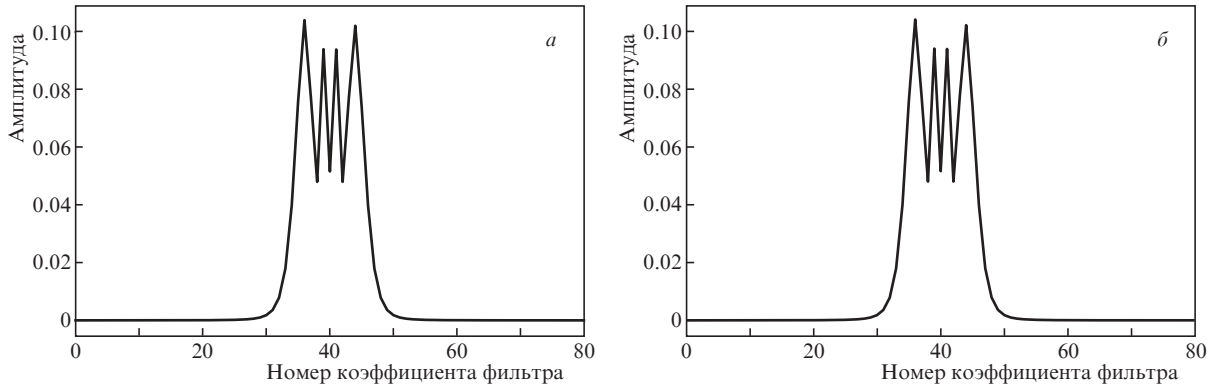

Рис.4. Амплитуды сверточных фильтров после обучения для мод LP_{01} (*а*) и LP_{02} (*б*) в режиме сильной связи мод.

где $z_{x|y\,m}(k)$ – выходы линейных слоев для x- или y-поляризации моды m; $\alpha_m(i)$ и $\alpha_{pm}(i)$ – обучаемые параметры; R – параметр памяти во временной области; k – индекс во временной области. В работе рассматриваются два типа функций активации: первый ($\Phi_{m1}(k)$) учитывает взаимодействие только двух поляризационных компонент одной моды, а второй ($\Phi_{m2}(k)$) дополнительно учитывает символы других пространственных мод. Мы проводим сравнение этих функций, чтобы оценить возможности предложенной архитектуры по компенсации именно межмодовых нелинейных эффектов. Таким образом, символы разных пространственных мод при их параллельном распространении по НС взаимодействуют только при использовании нелинейных функций активации второго типа.

Комплексная архитектура НС была реализована с помощью библиотеки MXNet. Для обучения сети применялся алгоритм оптимизации Адам (Adam — adaptive moment estimation), проводимой на тренировочном наборе переданных и принятых символов. В качестве функции ошибок используется среднеквадратичная разность между переданными 16-QAM-символами и символами, полученными на выходе НС.

4. Результаты применения схемы компенсации нелинейных эффектов на основе глубоких сверточных НС

При исследовании предложенной схемы первым шагом было изучение влияния основных характеристик НС на эффективность компенсации нелинейных искажений. На рис.5,*а* приведены зависимости коэффициента битовых ошибок от ширины сверточного фильтра (число коэффициентов линейного слоя) для разных мод, распространяющихся раздельно в режимах слабой и сильной связи мод. Для случая сильной связи представлены результаты только для фундаментальной моды, поскольку в этом режиме все распространяющиеся моды имеют одинаковые параметры, и результаты для остальных мод будут идентичными. Видно, что оптимальное значение ширины линейного слоя для моды LP_{01} в случае слабой связи составляет 50–70. Дальнейшее увеличение ширины фильтра приводит лишь к незначительному снижению BER. Следует также отметить, что при использовании фильтра шириной менее 20 предложенная НС уже не может эффективно компенсировать дисперсионные эффекты. Аналогичные результаты получаются для фундаментальной моды в режиме сильной связи. В данном случае значение BER больше за счет более сильного влияния межмодовых нелинейных эффектов. Для мод более высоких порядков в режиме слабой связи оптимальное значение ширины сверточных фильтров оказывается больше. Это связано с тем, что такие моды движутся с отличной от нуля групповой скоростью, следовательно распределение коэффициентов линейного слоя будет смещено относительно центра (рис.3,*б*). Поэтому, чтобы с хорошей точностью описать данное распределение, необходимы более широкие сверточные фильтры.

На рис.5,*б* приведены зависимости коэффициента битовых ошибок от ширины нелинейного фильтра, т.е. числа соседних символов, используемых на нелинейном шаге, при распространении всех мод вместе в режимах сильной и слабой связи. Крайняя левая точка соответствует обычному методу DBP, когда информация о соседних точках не учитывается на нелинейном шаге. Отметим, что использование только одного символа слева и справа от рассматриваемого (нелинейный фильтр шириной 3) позволяет понизить BER более чем на 25%. Следует также отметить, что применение фильтров с шириной более 8 в случае слабой связи мод и более 4 для режима сильной связи приводит лишь к небольшому снижению BER.

Для оценки эффективности компенсации нелинейных межмодовых эффектов с помощью предложенной схемы мы сравнили между собой НС с двумя описанными выше типами функций активации. Кроме того, для сравнения была рассмотрена также линейная схема компенсации искажений, которая восстанавливает только фазу принятого сигнала.

На рис.6,*а* представлены зависимости коэффициента битовых ошибок от входной мощности сигнала для разных методов компенсации нелинейности в режиме слабой связи мод. Видно, что НС, в которой не учитывается

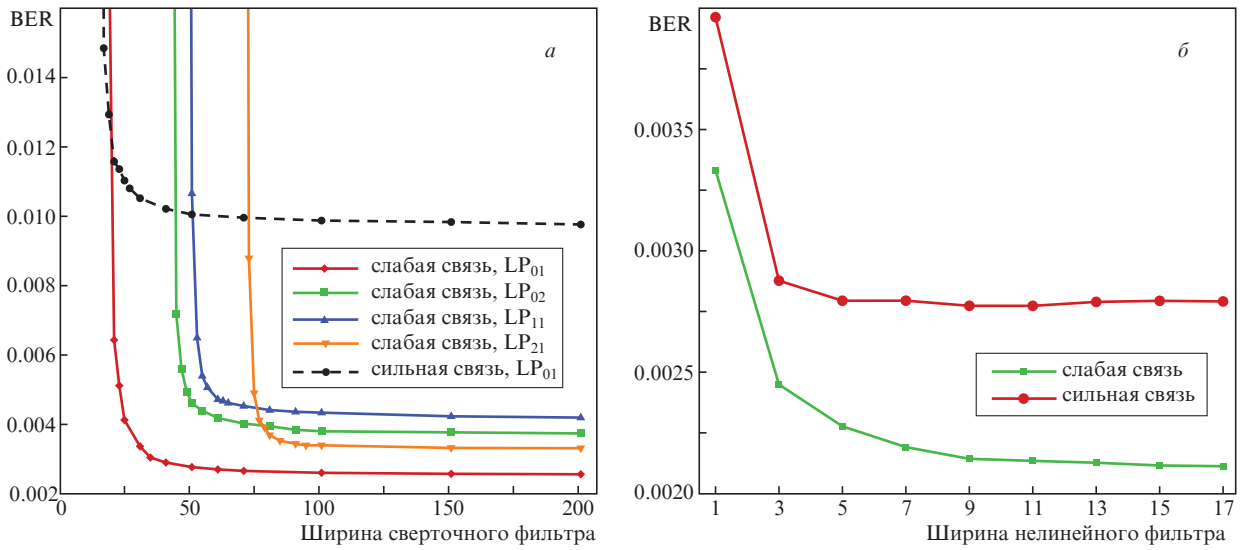

Рис.5. Зависимости коэффициента битовых ошибок BER от ширины фильтра сверточного слоя (*а*) и ширины нелинейного фильтра (*б*) в режимах сильной и слабой связи мод.

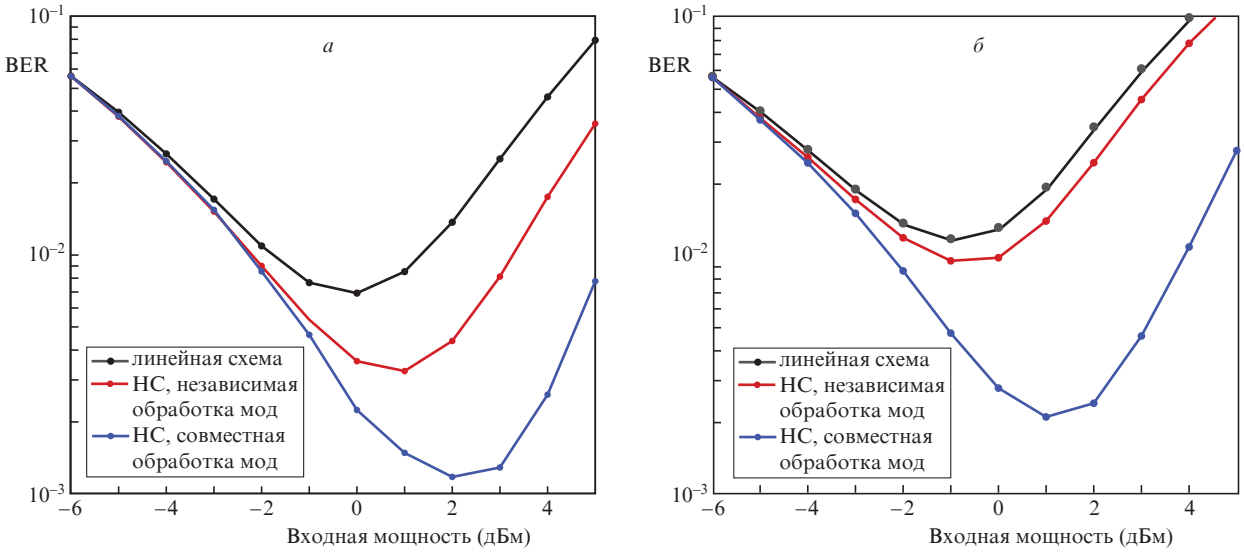

Рис.6. Зависимости BER от начальной мощности сигнала для различных схем компенсации нелинейности в режимах слабой (*а*) и сильной (*б*) связи мод.

информация от других пространственных мод, т.е. в которой сигналы разных мод распространяются независимо, позволяет снизить BER при оптимальной мощности на 54% по сравнению с линейной схемой компенсации. НС с функцией активации второго типа, которая учитывает информацию от всех пространственных мод, может компенсировать как внутримодовые, так и межмодовые нелинейные эффекты. Такая схема дает возможность дополнительно снизить BER на 58% по сравнению с НС, в которой разные моды обрабатываются независимо.

На рис.6,*б* приведены зависимости коэффициента битовых ошибок от входной мощности сигнала для разных методов компенсации нелинейности в режиме сильной связи мод. Здесь использование НС, в которой не учитывается информация от других пространственных мод, позволяет снизить BER только на 25% по сравнению с линейной схемой. Это обусловлено тем, что в режиме сильной связи нелинейное межмодовое взаимодействие оказывает большее влияние на распространение сигналов. Поэтому учет только внутримодовых нелинейных эффектов позволяет компенсировать лишь малую часть внесенных искажений. Схема на основе сверточных НС, в которой учитывается информация от всех пространственных мод, демонстрирует коэффициент битовых ошибок, на 81% меньший, чем у линейной схемы, и на 75% меньший по сравнению с НС, в которой разные моды обрабатываются независимо. Такие высокие значения обусловлены эффективной компенсацией внутримодовых и межмодовых нелинейных взаимодействий с помощью функции активации второго типа.

5. Заключение

Нами предложена схема обработки оптических сигналов в приемнике многомодовой линии связи, основанная на глубоких сверточных НС и имитирующая метод обратного распространения сигнала. Функция активации разработанной схемы позволяет учитывать нелинейное внутримодовое и нелинейное межмодовое взаимодействия сигналов. Для этой схемы исследовано влияние ширины фильтров сверточных слоев и ширины нелинейных фильтров НС на эффективность обработки сигналов. Проведено сравнение качества передачи данных при использовании различных методов компенсации нелинейности и показано значительное снижение коэффициента битовых ошибок в случае применения предложенной схемы за счет эффективной компенсации внутримодовых и межмодовых нелинейных взаимодействий.

Работа М.П.Федорука (теоретический анализ) выполнена при поддержке Российского научного фонда (грант № 20-11-20040). Работа О.С.Сидельникова (математическое моделирование) поддержана государственным заданием на проведение фундаментальных исследований № FSUS-2020-0034.

1. Winzer P.J. et al. *Opt. Express*, **26** (18), 24190 (2018).
2. Richardson D.J. *Science*, **330** (6002), 327 (2010).
3. Tkach R. *Bell Labs Tech. J.*, **14** (4), 3 (2010).
4. Ryf R. et al. *Proc. OFC/NFOEC* (Los Angeles, CA, USA, 2011, paper PDPB10).
5. Жителев А.Е. и др. *Квантовая электроника*, **47** (12), 1135 (2017) [*Quantum Electron.*, **47** (12), 1135 (2017)].
6. Редюк А.А. и др. *Прикладная фотоника*, **5**, 265 (2018).
7. Liu L. et al. *J. Lightwave Technol.*, **30** (3), 310 (2012).
8. Бурдин В.А. и др. *Квантовая электроника*, **47** (12), 1144 (2017) [*Quantum Electron.*, **47** (12), 1144 (2017)].
9. Скидин А.С. и др. *Квантовая электроника*, **46** (12), 1113 (2016) [*Quantum Electron.*, **46** (12), 1113 (2016)].
10. Богданов С.А. и др. *Квантовая электроника*, **51** (5), 459 (2021). [*Quantum Electron.*, **51** (5), 459 (2021)].
11. Сидельников О.С. и др. *Квантовая электроника*, **47** (12), 1147 (2017) [*Quantum Electron.*, **47** (12), 1147 (2017)].
12. Sidelnikov O. et al. *J. Lightwave Technol.*, **39** (8), 2397 (2021).
13. Buch S. et al. *Opt. Fiber Technol.*, **48**, 123 (2019).
14. Secondini M. et al. *Proc. ECOC* (Cannes, France, 2014, paper We.3.3.5).