

# Высокоскоростная многоканальная линия связи с переменной компенсацией дисперсии: подавление нелинейных искажений

**Е.Г. Шапиро, Д.А. Шапиро\***

*Институт автоматики и электрометрии СО РАН,  
Новосибирский государственный университет*

*\*E-mail: [shapiro@iae.nsk.su](mailto:shapiro@iae.nsk.su)*

**DOI: 10.31868/RFL2020.128-129**

Для увеличения пропускной способности линий волоконной связи используется многоканальная передача информации, высокая скорость передачи в отдельном канале, форматы кодирования высокого порядка и др. Основными факторами искажения сигнала являются шумы усиления и нелинейные эффекты, сопровождающие распространение сигнала по линии связи.

В данной работе рассмотрена комбинация способов подавления нелинейных искажений в линии связи с нулевой средней дисперсией: большое chirпирование входных импульсов и переменная компенсация дисперсии. Показано, что одновременное использование этих способов существенно улучшает качество сигнала при многоканальной передаче информации.

Мы выполнили численный расчет распространения сигнала в рамках нелинейных связанных уравнений Шредингера [1] для трех каналов. Линия связи состояла из 10 участков вида

$$\text{SMF}(100 \text{ км}) + \text{EDFA} + DC(i).$$

Здесь SMF – стандартное одномодовое волокно, EDFA – эрбиевые усилители, которые полностью компенсировали затухание сигнала на участке волокна,  $DC(i)$  –  $i$ -ый компенсатор. Мы полагали, что компенсаторы изготовлены на основе брэгговской решетки с малым затуханием. Поляризационная дисперсия не учитывалась. Обозначим  $d_i$  величину хроматической дисперсии, которую компенсирует устройство  $DC(i)$ . Величины  $d_i$  образуют арифметическую прогрессию с шагом  $\Delta d$ . Сумма  $d_i$  равна  $-17000 \text{ ps/nm}$ , т.е. полностью компенсирует накопленную дисперсию 10 участков SMF. Таким образом, в отличие от работы [2], для данного дизайна не требуется посткомпенсация накопленной хроматической дисперсии. Форматом модуляции был выбран 8QAM. Здесь использовались два значения амплитуды ( $0.043 \text{ Вт}^{1/2}$  и  $0.086 \text{ Вт}^{1/2}$ ) и четыре значения фазы для каждой амплитуды. Информация кодировалась гауссовыми импульсами вида  $a_n(\tau) = B_n \exp[-(\tau^2 - iC\tau^2)/2T_0^2]$ , где  $B_n$  – амплитуда бита с номером  $n$ ,  $C$  – параметр chirпа,  $T_0$  задает ширину импульса, здесь  $T_0 = 6 \text{ ps}$ . Длина битового интервала была равна  $25 \text{ ps}$ . Каналы разнесены на  $100 \text{ GHz}$ .

Ниже приведены сигнальные диаграммы для центрального канала на приемнике после обработки, разделяющей каналы и уменьшающей шумы усилителей. На рис. 1 приведен график для  $\Delta d = 0$  и нулевого начального chirпа. На рис. 2 изображен график для  $\Delta d = 288.89 \text{ ps/nm}$  нулевого chirпа  $C = 0$ . На рис. 3 показан график для  $\Delta d = 222.22 \text{ ps/nm}$  и  $C = 5$ .

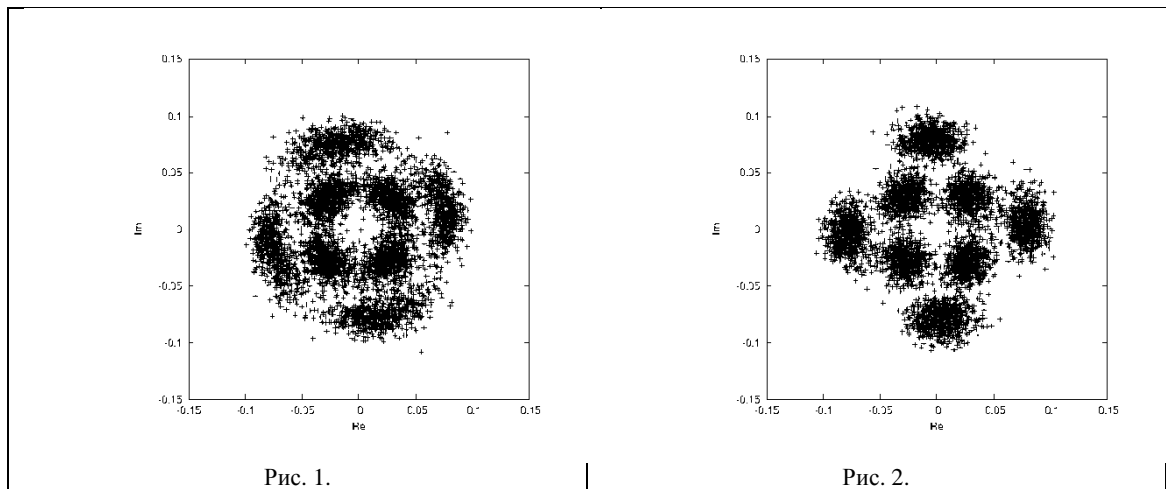


Рис. 1.

Рис. 2.

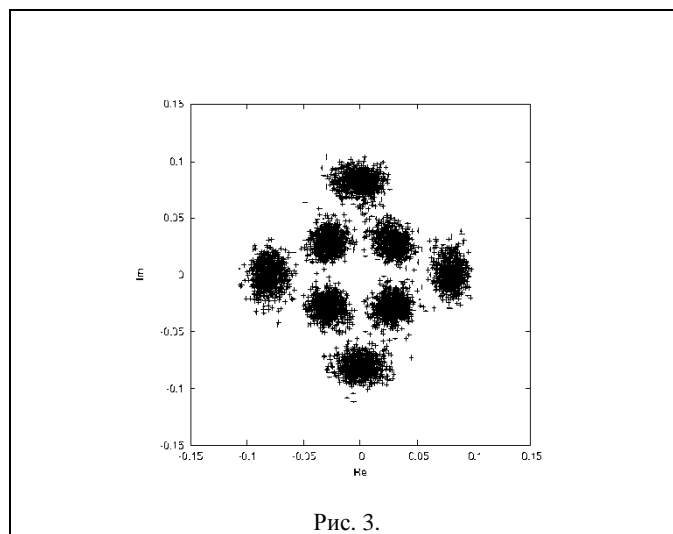


Рис. 3.

При большом значении чирпа каналы перекрываются в частотной области. Однако амплитуды частот сильно чирпированного импульса малы, поэтому искажения от межканального взаимодействия носят линейный характер и могут быть существенно уменьшены при обработке. Видно, что предложенные механизмы подавления нелинейных шумов эффективно подавляют внутриканальные нелинейные искажения

Работа выполнена при поддержке Министерства науки и высшего образования РФ, гос. рег. № ААААА17-117062110026-3.

### Литература

- [1] G. P. Agrawal, *Nonlinear fiber optics*, Amsterdam, Elsevier, 2007
- [2] Е. Г. Шапиро, Д. А. Шапиро, *Кв. электрон.*, **50**(2) 184–186 (2020).