



УДК 004.383.3

DOI: 10.22184/1993-8578.2024.17.10s.622.625

РАМ4 DSP ДЛЯ ОПТИЧЕСКИХ ПРИЕМО-ПЕРЕДАТЧИКОВ МАЛОЙ ДАЛЬНОСТИ

PAM4 DSP FOR SHORT RANGE OPTICAL TRANSCEIVERS

ИВАНОВ ДМИТРИЙ МАКСИМОВИЧ^{1,2}IVANOV DMITRII M.^{1,2}ЕЛИЗАРОВ СЕРГЕЙ ГЕОРГИЕВИЧ^{1,2}ELIZAROV SERGEY G.^{1,2}КОПАЕВ ИГОРЬ АЛЕКСАНДРОВИЧ¹KOPAEV IGOR A.¹БОННЕТ ЯКОВ ВЯЧЕСЛАВОВИЧ¹BONNET YAKOV V.¹ГАЛДИН ИЛЬЯ ВИКТОРОВИЧ¹GALDIN ILYA V.¹¹ ООО «Мальт Систем»

119333, г. Москва, ул. Фотиевой, 5, стр. 1

² Физический факультет МГУ им. М. В. Ломоносова

119991, г. Москва, Ленинские горы, 1, стр. 2

¹ Malt System LLC

5/1 Fotieva Str., Moscow, 119333, Russia

² Faculty of Physics Lomonosov Moscow State University

1/2 Leninskie gory, Moscow, 119991, Russia

В данной работе рассмотрены ключевые компоненты цифрового сигнального процессора (DSP) для приемника ВОЛС с модуляцией РАМ4, а именно: модуль восстановления синхронизации, модуль адаптивной фильтрации, модуль компенсации нелинейности и модуль коррекции неоднородности смещения и усиления СубАЦП. Полученные алгоритмы были проверены в макете линии связи, где были получены скорости до 25,60 Гбит/с.

Ключевые слова: DSP; РАМ4; ВОЛС.

This paper considers key components of a digital signal processor (DSP) architecture for a PAM4 modulated fiber optic link receiver, namely: a synchronization restoration module, an adaptive filtering module, a nonlinearity compensation module, and a sub-ADC offset and gain inhomogeneity correction module. The resulting algorithms were tested in a fiber communication line model, where speeds of up to 25.60 Gbit/s were obtained.

Keywords: DSP; PAM4; fiber communications.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время активно исследуется вопрос применения технологий цифровой обработки сигналов и многоуровневой модуляции РАМ4 в высокоскоростных волоконно-оптических линиях связи на расстояниях менее 80 км в целях повышения скорости передачи [1, 2]. Такие системы связи необходимы для создания распределенных дата-центров, которые играют критически важную роль для технологий ИИ и больших данных, а также облачных вычислений. Кроме того, подобные системы применяются для расширения внутригородских сетей. Поскольку оптические приемники с цифровой коррекцией используют высокопроизводительные ЦАП/АЦП и сложные алгоритмы обработки [9], их энергопотребление выше, чем у модулей, использующих аналоговую обработку, что создает сложности для теплового дизайна модуля, а также затрудняет

плотное размещение модулей. В процессе обработки принятого сигнала DSP осуществляет выборку аналогового сигнала, его квантование, восстановление синхронизации и компенсацию межсимвольной интерференции. В своей работе мы исследовали весь набор алгоритмов, необходимых для работы подобных линий связи, теоретически, часть алгоритмов была проверена и экспериментально.

СХЕМА ТЕСТИРУЕМОГО МАКЕТА

Схема тестируемого макета представлена на рис. 1. Тестируемый макет функционально состоит из генератора псевдослучайной последовательности, модуля предвысказаний, некоторого канала передачи информации, приемного модуля обработки сигналов и модуля детектирования ошибок. Данные, передаваемые в канал, кодируются ЦАП, к которому подключается каскад малошумящих усилителей. Усиленный радиочастотный сигнал модулирует оптическую мощность с помощью электроабсорбционного модулятора. Оптический сигнал распространяется по волокну и детектируется фотодиодом. Сигнал фотодиода усиливается каскадом малошумящих усилителей и оцифровывается с использованием АЦП. Оцифрованный сигнал обрабатывается в приемном модуле цифровой обработки

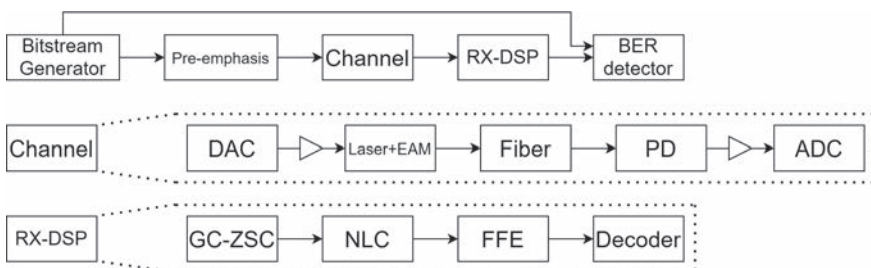


Рис. 1. Схема эквалайзера

сигналов (RX-DSP). После чего отправленные и принятые пакеты сравниваются, что позволяет произвести прямое измерение BER. Приемный модуль цифровой коррекции состоит из модуля коррекции смещения и усиления каналов АЦП, модуля нелинейной коррекции, эквалайзера и декодера. В приемном модуле ЦОС отсутствует отдельный модуль синхронизации (CDR), что связано с тем, что используемые микросхемы ЦАП и АЦП поддерживают работу лишь с ограниченным буфером, который вмещает порядка 10^5 значений.

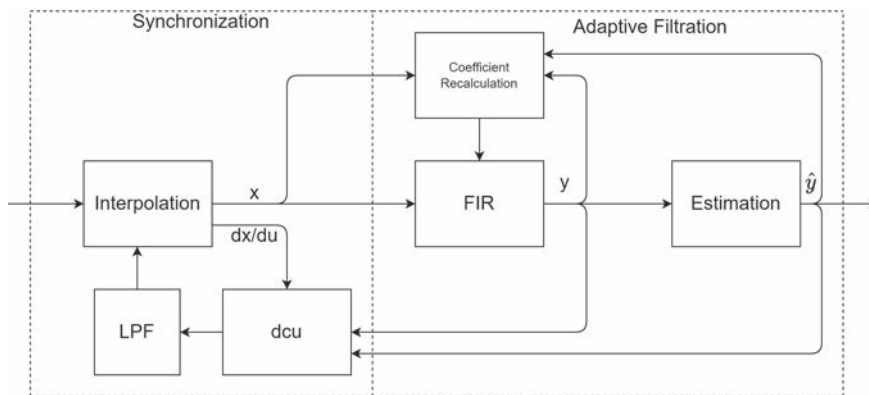


Рис. 2. Схема эквалайзера

ЭКВАЛАЙЗЕР И СИНХРОНИЗАТОР

Основным компонентом предлагаемого DSP является эквалайзер, построенный по классической схеме Гарднера [3]. На рис. 2 представлена схема предлагаемого эквалайзера. В тестируемой экспериментальной схеме по рассмотренным ранее причинам синхронизатор отсутствует, однако модуль чрезвычайно важен для реальных линий связи, поэтому он был рассмотрен теоретически и с использованием модельных линий. Эквалайзер состоит из двух стадий: интерполяции и адаптивной фильтрации. Для интерполяции используется кубический алгоритм интерполяции. Для оценки момента выборки u используется метод минимизации величины вектора ошибки (EVM) с использованием градиентного спуска. Величина EVM рассчитывается по следующей формуле:

$$EVM = \frac{1}{N_W} \sum_{j=0}^{N_W-1} (y_j - y_j^{est})^2,$$

где y_j — выходной сигнал модуля ЦОС, а y_j^{est} — наиболее близкий к y_j уровень ПАМ4.

Направление коррекции различных параметров модуля ЦОС можно взять противоположным частной производной EVM по этим параметрам, что соответствует покоординатному градиентному спуску. В частности, для u частная производная выражается как

$$\frac{dEVM_k}{du} = 2 \frac{1}{N_W} \sum_{s=0}^{N_f-1} \sum_{b=0}^{N_{sp}-1} \sum_{n=0}^{N_{CEW}-1} C_{s,b} (y[k-n] - y^{est}[k-n]) \frac{\partial}{\partial u} x[N_{sp}(k-n-s)+b],$$

где N_f — длина адаптивного фильтра, N_{sp} — коэффициент передискретизации. Индекс k соответствует номеру отсчета выходного сигнала, относительно которого производится расчет. Квадратными скобками здесь и далее обозначим взятие индекса: $x[a] \equiv x_a$.

Адаптивная фильтрация производится с помощью классического КИХ-фильтра, коэффициенты которого рассчитываются также путем минимизации EVM. Таким образом, реализуется классический FFE (Feed Forward Equalizer). КИХ-фильтр осуществляет преобразование:

$$y_k = \sum_{s=0}^{N_f-1} \sum_{b=0}^{N_{sp}-1} C_{s,b} x[N_{sp}(k-s)+b].$$

При использовании метода LMS коэффициенты $C_{s,b}$ рассчитываются с использованием метода градиентного спуска [5]. Компоненты градиента в наших обозначениях записываются как

$$\frac{dEVM_k}{dC_{s,b}} = \frac{1}{N_{CEW}} \sum_{n=0}^{N_{CEW}-1} (y[k-n] - y^{est}[k-n]) x[N_{sp}(k-n-s)+b].$$

Коэффициенты $C_{s,b}$ рассчитываются на основе значений y_n , y_n^{est} в окне длиной N_{CEW} . Длина окна должна быть согласована с частотой обновления коэффициентов. Если коэффициенты обновляются каждые M отсчетов, то размер окна должен удовлетворять условию $N_{CEW} < M - N_f$, в противном случае нельзя использовать предположение о квазистатичности коэффициентов, что заметно усложнит анализ подобной системы. Однако операцию умножения можно заменить на операцию взятия знака от произведения, так как именно знак слагаемого под суммой определяет направление спуска по координате в первом приближении. Такая вариация алгоритма известна как Sign-Sign LMS. Введем величину $\delta C_{s,b}$:

$$\delta C_{s,b} = \sum_{n=0}^{N_{CEW}-1} \text{sgn}(y[k-n] - y^{est}[k-n]) \text{sgn}(x[N_{sp}(k-n-s)+b]).$$

Чтобы определить направление изменения коэффициентов, значение $\delta C_{s,b}$ сравнивается с порогом D :

$$\Delta C_{s,b} = \begin{cases} +d_c : \delta C_{s,b} > +D \\ -d_c : \delta C_{s,b} < -D \\ 0. \end{cases}$$

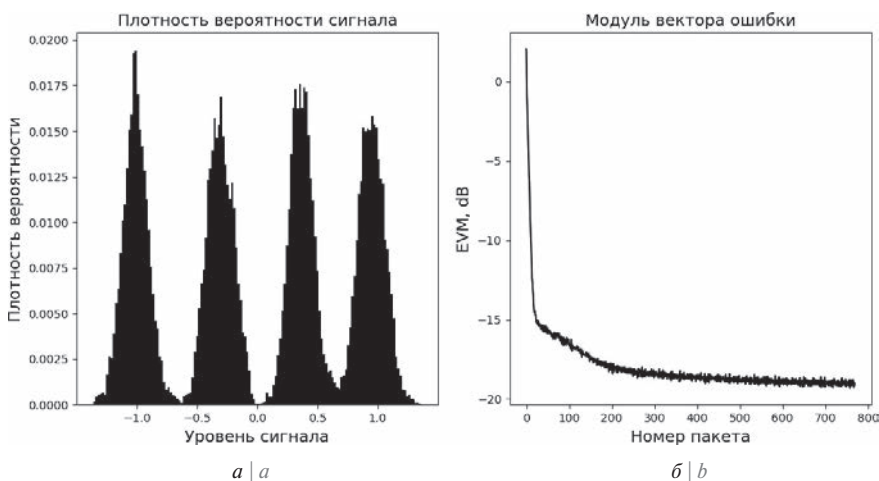


Рис. 3. Гистограмма сигнала ПАМ4 (а); график функции ошибок (б)



Фактически для расчета коэффициентов спуска используется схема голосования (Voting Method). Применение данной схемы повышает устойчивость алгоритма по сравнению с традиционным Sign-Sign LMS. При этом удается отказаться от энергозатратной операции умножения, которая используется в классическом LMS. Схема голосования использует два параметра для управления скоростью сходимости: значение порога и величину шага, что позволяет более гибко настраивать эквалайзер. На рис. 3 представлены гистограмма восстановленного сигнала PAM4 и график функции ошибок, который характеризует скорость сходимости.

ЦИФРОВОЕ ПРЕДЫСКАЖЕНИЕ

Для частичной компенсации межсимвольной интерференции, вызванной ограниченной полосой канала связи, используется цифровое предискажение сигнала. Для этого сигнал после модуляции пропускается через КИХ-фильтр, который усиливает высокие частоты относительно низких частот. Это техника носит название Pre-emphasis Equalization.

КОРРЕКЦИЯ НЕЛИНЕЙНОСТИ

Ввиду того что в качестве модулятора в эксперименте используется электроабсорбционный модулятор (ЕАМ), необходимо скорректировать вносимую им нелинейность. При использовании NRZ-модуляции в коррекции нелинейности нет необходимости, так как изменение положения уровней не вносит искажения в сигнал, поскольку в эксперименте используется DC-free-передача. Однако если используется модуляция PAM4, то модулятор вызывает неравномерное смещение уровней. Запишем нелинейное преобразование модулирующего напряжения V_{mod} в выходную оптическую мощность P_{opt} как $P_{opt} = f_{EAM}(V_{mod})$. Данное искажение корректируется путем статического отображения выходных уровней PAM4 с использованием функции обратной f_{EAM} , $X_{out} = f_{EAM}^{-1}(X_{in})$. Однако точный вид функции f_{EAM} зависит от приложенного напряжения смещения и других параметров. Поэтому полную коррекцию нелинейности данным методом произвести сложно, вследствие чего следует дополнить предискажение при передаче коррекцией при приеме. Для этого сигнал перед отправкой в эквалайзер нелинейно преобразуется:

$$X_{out} = X_{in} + \alpha X_{in}^2 + \beta X_{in}^3.$$

Для расчета коэффициентов α , β используется схема, аналогичная расчету коэффициентов эквалайзера. Блок коррекции нелинейности совместно с эквалайзером можно рассматривать как простейший Volterra-эквалайзер [4]. Производные функции ошибки, в качестве которой мы используем EVM, по α , β можно вычислить по следующим формулам:

$$\frac{\partial EVM_k}{\partial \alpha} = 2 \sum_{n=0}^{N_{CEW}-1} \sum_{s=0}^{N_f-1} \sum_{b=0}^{N_{sm}-1} (y[k-n] - y^{est}[k-n]) C_{s,b} x^2((k-s-n)N_{sps} + b),$$

Таблица 1

Модуляция	Символьная скорость, Гбод	Пропускная способность без учета FEC, Гбит/с	BER	Оценочная пропускная способность с учетом FEC, Гбит/с
NRZ	10,6	10,6	$<10^{-3}$	9,86 (SC FEC 6,7%) [7]
NRZ	16	16	$<10^{-3}$	14,88 (SC FEC 6,7%) [7]
PAM4	10,6	21,8	$2,3 \cdot 10^{-3}$	20,27 (SC FEC 6,7%) [7]
PAM4	16	32	$2 \cdot 10^{-2}$	25,60 (SD FEC 20%) [8]

$$\frac{\partial EVM_k}{\partial \beta} = 2 \sum_{n=0}^{N_{CEW}-1} \sum_{s=0}^{N_f-1} \sum_{b=0}^{N_{sm}-1} (y[k-n] - y^{est}[k-n]) C_{s,b} x^3((k-s-n)N_{sps} + b).$$

КОРРЕКЦИЯ СМЕЩЕНИЯ И УСИЛЕНИЯ АЦП

Большинство высокоскоростных АЦП с частотой дискретизации более 2 гигавыборок в секунду представляют собой массив низкоскоростных АЦП, для которых проводится процедура временного разделения сигнала. Поэтому отсчеты АЦП можно представить в виде

$$x(k) = s(k \bmod N_{ch}, k \operatorname{div} N_{ch}),$$

где $s(i, j)$ — это выборка с индексом j для канала под номером i .

Суб-АЦП разных каналов могут иметь различное смещение нуля и разный коэффициент усиления сигнала. В основном данное искажение корректируется в результате калибровки АЦП, однако остаточные искажения часто требуют коррекции, особенно если зависимость калибровочных констант от температуры и напряжения питания неизвестна или сложна [6]. Коррекция смещения и усиления может производиться следующим преобразованием:

$$x(k) = G(k \bmod N_{ch}) s(k \bmod N_{ch}, k \operatorname{div} N_{ch}) + S(k \bmod N_{ch}),$$

где $G(i)$, $S(i)$ — коэффициенты коррекции усиления и смещения.

Коррекцию коэффициентов также можно производить методом градиентного спуска. Производные EVM по коэффициентам G , S вычисляются как

$$\frac{\partial EVM}{\partial G(i)} = 2 \sum_{n=0}^{N_{CEW}-1} \sum_{s=0}^{N_f-1} \sum_{b=0}^{N_{sm}-1} (y(k-n) - y_e(k-n)) C_{s,b} x((k-s)N_{sps} - b) \times \delta(((k-n-s)N_{sps} - b) \bmod N_{ch}, i),$$

$$\frac{\partial EVM}{\partial S(i)} = 2 \sum_{n=0}^{N_{CEW}-1} \sum_{s=0}^{N_f-1} \sum_{b=0}^{N_{sm}-1} (y(k-n) - y_e(k-n)) C_{s,b} \times \delta(((k-n-s)N_{sps} - b) \bmod N_{ch}, i).$$

Такой подход позволяет дополнительно обеспечить улучшение соотношения сигнал/шум для различных условий эксплуатации АЦП. В результате уменьшаются требования к качеству стабилизации температуры и напряжения.

ПРАКТИЧЕСКИЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

На тестируемом макете на коротком SMF-волокне длиной 1 км были получены результаты, указанные в табл. 1. Измеренная полоса пропускания тракта по уровню -3 дБ составила 8 ГГц, поэтому BER получился весьма значительным. Тем не менее проделанная работа может считаться промежуточным этапом для реализации 10GBASE-Ethernet и 25GBASE-Ethernet. При использовании более совершенной аналоговой части возможно получить и более высокие скорости без замены алгоритмической части.



На рис. 4 представлены сигнал PAM4 и график эволюции частоты ошибок в пакете BER. Сигнал имеет символьную скорость 10,6 Гбод. После схождения коэффициентов эквалайзера BER в среднем равен $2,3 \cdot 10^{-3}$, что позволяет использовать стандартный 6,7% SC-FEC (G.709) [7]. Для модуляции NRZ и символьной скорости 16 Гбод вероятность ошибок, измеренная напрямую, оказалась меньше предела измерения в 10^{-3} . Исходя из того что отношение сигнал/шум составило 15 дБ, можно получить оценку BER $\approx 10^{-8}$. Авторы считают, что новизна данной работы заключается в использовании цифровой коррекции неоднородности смещения и усиления суб-ЦП, что позволяет добиться улучшения отношения сигнал/шум, а также в использовании пороговой схемы при реализации Sign-Sign LMS, что повышает устойчивость данного алгоритма.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе работы реализованы основные алгоритмы, необходимые для реализации линии связи с многоуровневой амплитудной модуляцией. Данные алгоритмы были протестированы с использованием экспериментального стенда, моделирующего реальную линию связи. В ходе экспериментов с макетом была получена скорость до 32 Гбит/с, которая снижается до 25,60 Гбит/с после коррекции ошибок.

ЛИТЕРАТУРА

1. Zhu H. Low-Cost 400 Gbps DR4 Silicon Photonics Transmitter for Short-Reach Datacenter Application // Nanomaterials, 2021.
2. Yu R. C., Pan D. Silicon photonics applications for 5G and data centers // Optical Fiber Communication Conference. Optica Publishing Group, 2021.

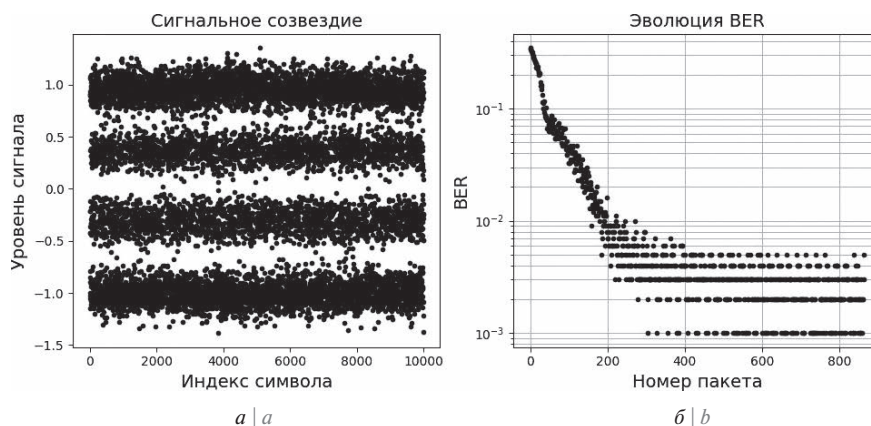


Рис. 4. Вид сигнала PAM4 (а); график эволюции BER (б)

3. Zhou H., Li Y., Lu D., Yue L., Gao C., Liu Y. and Wu J. Joint clock recovery and feedforward equalization for PAM4 transmission // Opt. Express, 2019.
4. Biglieri E. Theory of volterra processors and some applications // ICASSP '82. IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Paris, France, 1982.
5. Wiley J. Analysis and Design of Transimpedance Amplifiers for Optical Receivers, First Edition, 2018.
6. Manganaro G. and Robertson D. Interleaving ADCs: Unraveling the Mysteries // Analog Dialogue, 2015.
7. Rec. ITU-T G.709.2/Y.1331.2 (2018)/Cor.1 (09/2020).
8. Chang D. et al. FPGA verification of a single QC-LDPC code for 100 Gb/s optical systems without error floor down to BER of 10^{-15} // Optical Fiber Communication Conf., Los Angeles, 2011.
9. Krupnik Y. et al. 112 Gb/s PAM4 ADC Based SERDES Receiver for Long-Reach Channels in 10 nm Process // Symposium on VLSI Circuits, Kyoto, Japan, 2019.