

УДК 621.391 DOI 10.30894/issn2409-0239.2018.5.1.52.57

Особенности расчета и проектирования высокоскоростных радиолиний космических аппаратов ДЗЗ

А. Н. Ершов, *ean241@mail.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

В. В. Березкин, *к. т. н., nkpor@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

С. В. Петров, *petrov_sv@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

А. В. Петров, *petrov_sv@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Д. А. Почивалин, *nkpor@spacecorp.ru*

АО «Российские космические системы», Москва, Российская Федерация

Аннотация. В статье рассматриваются вопросы выбора параметров «тонкой» структуры модулированных сигналов с целью оптимизации частотно-энергетических ресурсов при проектировании высокоскоростных (сотни и тысячи Мбит/с) радиолиний передачи информации, особенностями которых является применение сигнально-кодовых конструкций с видами модуляции высокого порядка и методов кодирования с высокими кодовыми скоростями.

На базе анализа модели радиолинии, содержащей нелинейность, которая ограничивает пиковую мощность на выходе мощного каскада передатчика и модулирующий сигнал с ненулевой величиной пик-фактора, делаются оценки основных характеристик радиолинии.

Результаты, полученные в статье, целесообразно использовать в процессе проектирования, испытаний, измерений и оптимизации параметров бортовых и наземных комплексов радиолиний высокоскоростной передачи информации, предназначенных для работы в системах дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ).

Ключевые слова: высокоскоростные радиолинии, модулированные сигналы, сигнально-кодовые конструкции, частотно-энергетические ресурсы, фильтр Найквиста, пик-фактор

Features of Calculation and Designing of High-Speed Radio Links of Earth Remote Sensing Spacecraft

A. N. Ershov, *ean241@mail.ru*

Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

V. V. Berezkin, *Cand. Sci. (Engineering), nkpor@spacecorp.ru*

Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

S. V. Petrov, *petrov_sv@spacecorp.ru*

Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

A. V. Petrov, *petrov_sv@spacecorp.ru*

Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

D. A. Pochivalin, *nkpor@spacecorp.ru*

Joint Stock Company “Russian Space Systems”, Moscow, Russian Federation

Abstract. The paper discusses the issues of selecting the parameters of a “thin” structure of the modulated signals to optimize frequency-energy resources when designing a high-speed (hundreds and thousands of Mbit/s) radio links for data transfer. Their features is application of signal-code constructs with the kinds of a high-order modulation and coding methods with high code rates.

Based on the analysis of a model of a radio link with nonlinearity, which limits a peak power in the output of the power cascade of the transmitter and a modulating signal with a nonzero value of a crest factor, the estimations of the main characteristics of a radio link are made.

It is marked, that the results received in the paper, are expedient to use during designing, tests, measurements, and optimization of the parameters of onboard and ground complexes of the radio lines of high-speed data transmission aimed to operate in Earth remote sensing (ERS) systems.

Keywords: high-speed radio links, modulated signals, signal-code constructs, frequency-energy resources, Nyquist filter, crest factor

Основной особенностью высокоскоростных радиолиний (скорость передачи от нескольких сотен Мбит/с до нескольких Гбит/с) является необходимость использования высоких величин кратности модуляции ($m \geq 3$) и кодовой скорости ($R \geq 0,8$), что определяется жесткими требованиями, накладываемыми ограничениями в доступности частотных ресурсов. Кратность модуляции с величиной $m > 3$ определяет использование многоуровневой амплитудно-фазовой структуры, поскольку при $m > 3$ эта структура по сравнению с одноуровневой (только фазовой структурой) обеспечивает максимум минимального евклидова расстояния между точками эквивалентного «сигнального созвездия».

При этом амплитудно-фазовая структура подразумевает два типа сигнального созвездия: в виде прямоугольной решетки (QAM) и в виде точек, расположенных на ряде концентрических окружностей (APSK).

Количественные энергетические характеристики, соответствующие этим видам модуляции, определяются двумя параметрами:

- минимальным евклидовым расстоянием между точками сигнального созвездия;
- пик-фактором модулированного сигнала (в нелинейном канале с ограниченной пиковой мощностью).

Опыт проектирования комплексов и аппаратуры высокоскоростных радиолиний показывает, что эти особенности далеко не всегда учитываются разработчиками как системных, так и приборных технических заданий.

Для APSK вероятность ошибки определяется усреднением интеграла вероятности на базе перебора всех евклидовых расстояний сигнального созвездия:

$$P_e \leq \frac{1}{M} \sum_{x \in X} \sum_{\substack{x' \in X \\ x' \neq x}} Q \left(\sqrt{\frac{E_s |x - x'|^2}{2N_o}} \right) \quad [1, 4],$$

где $E_s = |x - x'| = d'$ — евклидово расстояние ($d'_{ij} = \sqrt{(r_{p(i)}^2 + r_{q(j)}^2 - 2 \cdot r_{p(i)} \cdot r_{q(j)} \cdot \cos(\beta)_{ij})}$), β — угол между точками созвездия [1]).

Для QAM вероятность ошибки определяется по следующей формуле [2, с. 586]:

$$P_e \approx \frac{2(1 - L^{-1})}{\log_2 L} Q \left[\sqrt{\left(\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \right) \frac{2Eb}{N_o}} \right].$$

В обеих формулах $Q(x) = 1/\sqrt{2\pi} \times \int_x^\infty e^{-\left(\frac{t^2}{2}\right)} dt$ — интеграл вероятности, при малых вероятностях ошибок заменяемый на приближение [2]: $Q(x) \approx \exp(-0,5x^2)/(x\sqrt{2\pi})$.

Пик-фактор PARP (pick/average ratio power) является отношением пиковой мощности $P_{\text{пик}}$ к средней мощности $P_{\text{ср}}$:

$$\text{PARP} = P_{\text{пик}}/P_{\text{ср}} = (U_{\text{пик}}/U_{\text{ср}})^2.$$

Для сигнала на периоде 0, T [6]:

$$\text{PARP} = \frac{\max_{t \in [0, T]} |s(t)|^2}{\frac{1}{T} \int_0^T |s(t)|^2 dt}.$$

Или то же самое в терминах дискретных составляющих [3]:

$$\text{PARP} = \frac{\max_{n=0,1,\dots,N-1} |x_n|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x_n|^2}.$$

Причем величина PARP в реальных системах передачи зависит от двух параметров:

- кратности вида модуляции;
- коэффициента скругления согласованного фильтра Найквиста, определяющего полосу излучаемого сигнала в эфире.

В табл. 1 приведены основные параметры для нескольких типов модуляции, которые в настоящее время используются или их предполагается использовать в обозримом будущем в спутниковых системах передачи высокоскоростной информации. Комплекс приведенных параметров частично рассчитан по приведенным выше формулам и частично заимствован из данных источников [3–5, 7].

В табл. 2 приведены величины PARP цифрового фильтра (ЦФ) в зависимости от выбранного коэффициента скругления α [8].

Поскольку полоса частот, занимаемая спектром модулированного сигнала, определяется как $\Delta f \approx (1 + \alpha) \times fc$ (где fc — символьная частота

Таблица 1. Параметры модуляции

Вид модуляции	BPSK, QPSK	8PSK	16 PSK	16QAM	16APSK (4 + 16)	32 QAM	32 APSK (4 + 12 + 16)	64QAM	64APSK (4 + 12 + 16 + 32)
Пик-фактор, дБ	0	0	0	2,56	1,065, ($R = 4/5$), $\gamma^* = 2,75$	2,3	2,06	3,68	2,62
$E_{\text{бит}}/N_o$, дБ при $P_{\text{ош}} = 10^{-6}$	10,6	13,8	18	14,4	15,5	16	17,4	18,8	19,5

Примечание γ^* — отношение диаметров внешнего и внутреннего кольца сигнального созвездия для кодовой скорости ($R = 4/5$).

Таблица 2. Значение пик-фактора в зависимости от коэффициента скругления

α	0,15	0,2	0,3	0,4	0,5
PARP, дБ	6,3	5,6	4,5	3,5	2,8

сигнала в эфире), то стремление к экономии частотных ресурсов (выбор меньшей величины α) вызывает требование большей величины отступа рабочей точки нелинейного усилителя от точки его насыщения и, следовательно, приводит к потерям энергетических ресурсов.

Результирующий пик-фактор образуется суммированием данных по пик-фактору, приведенных в табл. 1 и 2.

Для примера в табл. 3 приведены сравнительные данные по суммарному значению PARP для ЦФ с различным коэффициентом скругления и модуляции типа 16 APSK и 16 QAM.

Таблица 3. Сравнительные данные по суммарному значению пик-фактора

α	0,15	0,2	0,3	0,4	0,5
PARP Σ APSK, дБ	7,36	6,66	5,56	4,66	3,86
PARP Σ QAM, дБ	8,86	8,16	7,06	6,06	5,36

По данным табл. 3 можно сделать два вывода:

1. Поскольку результирующий пик-фактор (PARP) у APSK меньше, чем у QAM, это дает возможность (в случае ограничения пиковой мощности) лучше использовать мощность выходного каскада (УМ) передатчика и по этой причине в космических системах передачи в подавляющем числе

случаев используется APSK, а не QAM, несмотря на то что у QAM минимальное евклидово расстояние несколько больше, чем у APSK.

2. Данные таблицы позволяют оценить необходимую величину ОВО (Output Back Of) — запас по линейности от точки насыщения УМ и соответствующее этому параметру изменение выходной средней мощности передатчика и соответственно КПД.

На рис. 1 приведены соответствующие построения для реального передатчика X-диапазона со средней выходной мощностью $P_{\text{вых. ср}} = 8$ Вт.

Из графика на рис. 1 видно, что в данном конкретном случае наличие пик-фактора в модулирующем сигнале требует запаса по линейности мощного каскада примерно 4,6 дБ.

В целях реализации необходимого отношения сигнал/шум одновременно с требованием обеспечения заданной мощности передатчика, необходимо обеспечить требование выполнения не превышения заданного уровня излучения в соседнем канале.

В данном случае в качестве меры линейности систем, работающих с применением сигналов с многопозиционной модуляцией, используется параметр ACPR (Adjacent Channel Power Ratio), который определяется следующим соотношением [9]:

$$\text{ACPR} = 10 \lg(P_{\text{сос.к}}/P_{\text{осн.к}}),$$

где $P_{\text{осн.к}}$ — средняя мощность сигнала в основном канале, $P_{\text{сос.к}}$ — средняя мощность сигнала в соседнем канале, как показано на рис. 2.

Режим с заданным уровнем мощности излучения в соседнем канале обеспечивается путем

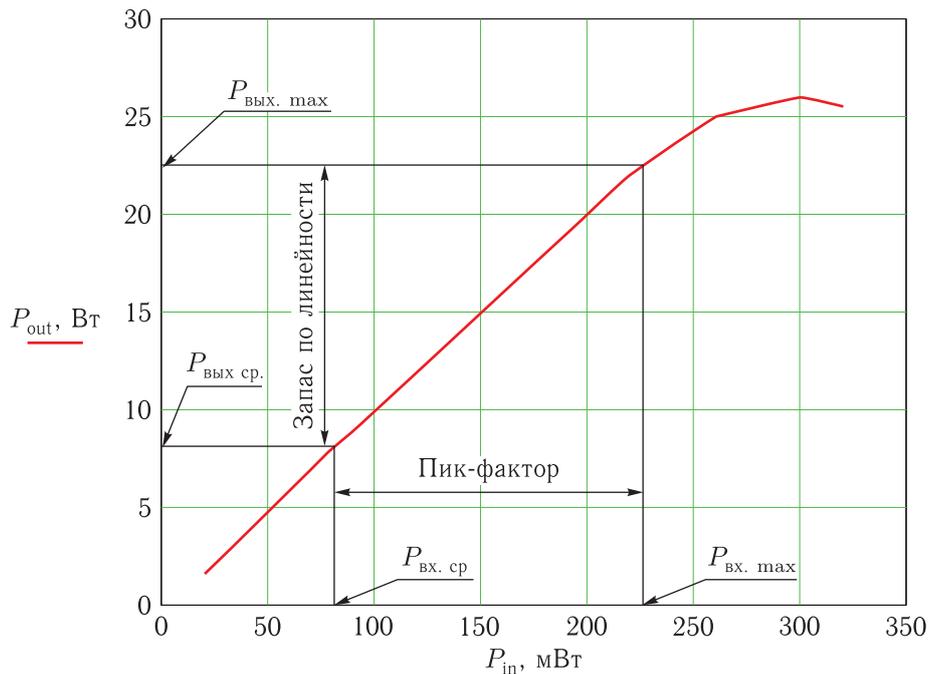


Рис. 1. Влияние пик-фактора на выходные параметры УМ

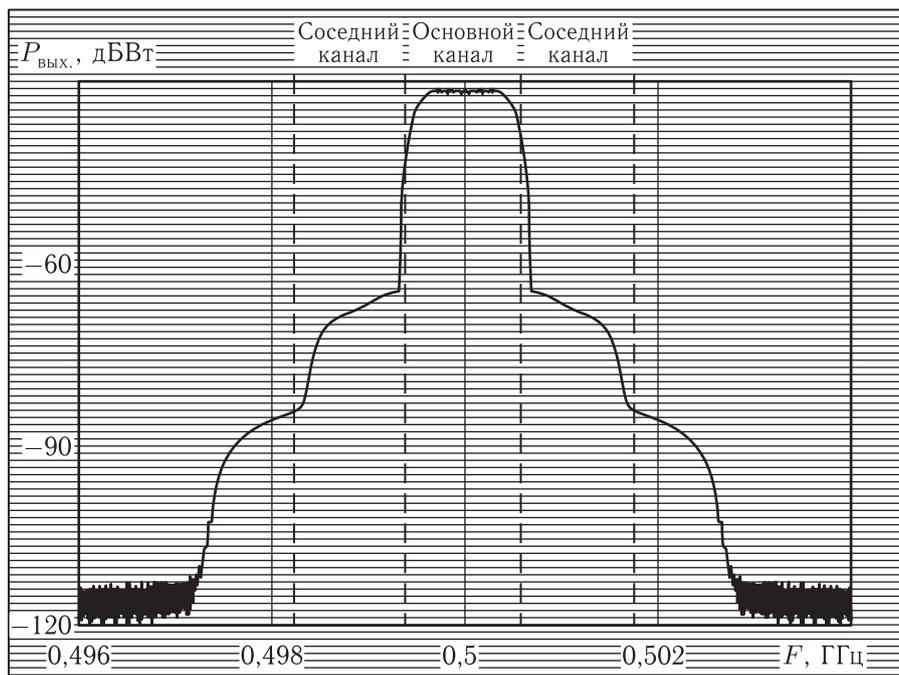


Рис. 2. Типовые искажения спектра сигнала из-за нелинейности передатчика

моделирования или экспериментально путем изменения уровня загрузки.

Влияние нелинейности канала на качество передачи можно оценить по кривым на рис. 3, где представлены зависимости вероятностей ошибок

от энергетики радиолинии — $P_{\text{ош}} = f(E_{\text{бит}}/N_o)$ для 16QAM и 16APSK при $\alpha = 0,35$.

Смысл этих кривых заключается в том, что в случае 16APSK достижимая средняя мощность (а следовательно, и $E_{\text{бит}}/N_o$) для определенной

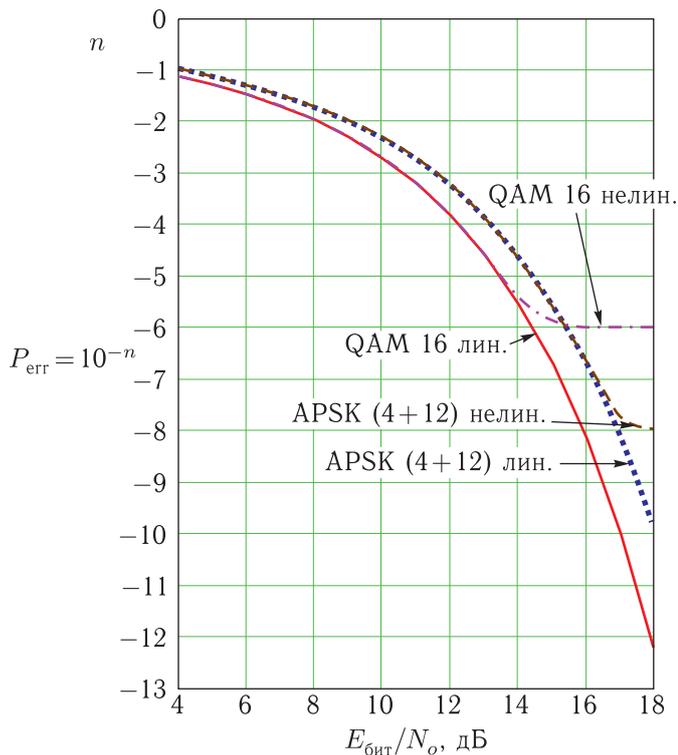


Рис. 3. Сравнительные зависимости $P_{\text{ош}} = f(E_{\text{бит}}/N_o)$ для QAM 16 и 16APSK в линейном и нелинейном канале

зависимости нелинейности УМ примерно на 1–2 дБ больше. Это ведет к возможности реализации величины вероятности ошибки примерно на 1–2 порядка меньшей, чем в случае использования QAM.

Необходимо отметить, что в приводимых в литературе материалах наблюдается определенный разброс по оценкам абсолютной и относительной помехоустойчивости разных видов сигналов. Этот факт объясняется многовекторностью и некоторой неопределенностью при задании исходных данных для расчета.

Суммарная неоднозначность и погрешность расчетов складывается из следующих составляющих:

- погрешности вычислений интеграла вероятности и его приближений при малых вероятностях ошибок;
- неоднозначного выбора значения коэффициента скругления из возможного диапазона (обычно $\sim 0,2-0,5$);
- некоторой эвристики при выборе необходимого значения ОВО;

- использования при расчетах минимального или среднего (иногда усеченного) по сигнальному созвездию значения евклидова расстояния;
- использования различных методов аппроксимации параметров нелинейности выходных мощных каскадов (в том числе с учетом нелинейности АРУ в передатчике);
- использования нескольких отличающихся соотношений между радиусами окружностей сигнального созвездия, которые обычно подбираются разными для разных кодовых скоростей.

Заключение

В статье рассмотрены вопросы, касающиеся выбора параметров передающего тракта высокоскоростной радиолинии при использовании фильтра Найквиста в модуляторе передатчика.

Показано, что в случае ограничения пиковой мощности передатчика и требования экономии частотных ресурсов путем уменьшения коэффициента скругления и выбора APSK более высокой кратности необходимо учитывать повышение величины пик-фактора сигнала передатчика, что ведет к уменьшению излучаемой средней мощности и коэффициента полезного действия передатчика.

Отмечается, что в процессе увеличения мощности излучаемого сигнала должны быть обеспечены нормы по отношению сигнал/помеха в основном и соседнем каналах.

Проанализированы причины разброса оценок параметров радиолинии, приводящихся в отечественных и зарубежных публикациях и произведены соответствующие количественные оценки.

Список литературы

1. *Jordanova L., Laskov L., Dobrev D.* Constellation and Mapping Optimization of APSK Modulations used in DVB-S2 // *Engineering, Technology & Applied Science Research*, 2014, vol. 4, no. 5. P. 690–695 // <https://zenodo.org/record/14687#.WXHwmS7WgeE> (Дата обращения 30.10.2017)
2. *Скляр Б.* Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е изд. Пер. с англ. М.: Вильямс. 2007. 586 с.

3. *Chayratsami P., Thuaykaew S.* The Optimum Ring Ratio of 16-APSK in LTE Uplink over Nonlinear System // http://www.ifact.org/upload/2013/0554/20130554_Journal_B.pdf (Дата обращения 30.10.2017)
4. *Gaudenzi R., Fabregas A., Martinez A.* Turbo-Coded APSK Modulations Design for Satellite Broadband Communications // International Journal of Satellite Communications and Networking, published online 19 May 2006 in Wiley InterScience (www.interscience.wiley.com) // http://www.dtic.upf.edu/~amartinez/publications/apsk_ijsc_published.pdf (Дата обращения 30.10.2017)
5. *Lottici V., Luise M., Reggiannini R.* Adaptive Nonlinear Compensation of Satellite Transponder Distortion for High-Level Data Modulations // https://www.researchgate.net/publication/228600391_APSK_Coded_Modulation_Schemes_for_Nonlinear_Satellite_Channels_with_High_Power_and_Spectral_Efficiency
6. *Baldi M.* A comparison between APSK and QAM in wireless tactical scenarios for land mobile systems // Journal on Wireless Communications and Networking, Published: 19 October 2012. <http://jwcn-eurasipjournals.springeropen.com/articles/10.1186/1687-1499-2012-317> (Дата обращения 30.10.2017)
7. *Seybold J.S.* Crest Factors for QAM Signals // <http://mathscinotes.com/2012/11/crest-factors-for-qam-signals/> (Дата обращения 30.10.2017)
8. RF signal processing, June 2002, Output Back-Off Requirements For Root-Raised, Cosine-Filtered Digital Signals // <http://defenseelectronicsmag.com/site-files/defenseelectronicsmag.com/files/archive/rfdesign.com/images/archive/0602Seybold50.pdf>
9. *Малев А.С., Соловьев А.М., Шутов В.Д.* Подходы к оптимизации методов формирования сигналов с многопозиционной модуляцией по минимуму пик-фактора // Теория и техника радиосвязи. Воронеж: ОАО «Концерн «Созвездие», 2012, № 2. С. 50–56.
10. *Santacruz P.E.* Analysis of the effects of nonlinear amplification on turbo Coding, Thesis Presented to the Faculty of the Graduate School of The University of Texas at El Paso in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Master of Science // <http://mpc.ece.utexas.edu/users/pesantacruz/files/thesis.pdf> (Дата обращения 30.10.2017)
11. *Ершов А.Н. и др.* Методы проектирования и аппаратной реализации цифровых фильтров для высокоскоростной радиолинии в системах ДЗЗ // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы, 2017, т. 4, вып. 1. С. 25–31.