

We propose the time domain model for purchase and distribution of mobile network phone number resource for mobile operator by taking into account phone number distribution order ratified by Russian Federation. Proposed model was utilized for prediction of "Megafon" resources up to 2015 – 2017 years. We used extrapolation for statistical data on subscriber number been registered over 2009 – 2014 years old.

Keywords: number pool, mobile telecommunication network, order of numeration.

DOI: 10.18469/ikt.2016.14.1.04

Roslyakov Alexander Vladimirovich, Povolzhsky State University of Telecommunications and Informatics, 23 Lev Tolstoy str., Samara 443010, Russian Federation; Head of the Department of Automatic Telecommunication; Doctor of Technical Science, Professor. Tel.: +78463336925. E-mail: arosl@mail.ru.

Nazmetdinov Dmitry Evgenievich, OJSC «MegaFon», Samara branch, 15 Moskovskoe shosse, Samara 443080, Russian Federation; Head of Capital Construction. Tel. +79297084523. E-mail: dmitry.nazmetdinov@megafon.ru

Kabaeva Kseniay Alekseevna, Povolzhsky State University of Telecommunications and Informatics, 23 Lev Tolstoy str., Samara 443010, Russian Federation; Master Student of the De-partment of Automatic Telecommunication. Tel. +78463336925. E-mail: kabaeva.k.a@gmail.com

References

1. Marder N. S. *Nymeraciya v setyah elektrorosvyazi obshchego polzovanya Rossiiskoi Federacii* [Numbering in public telecommunication networks of the Russian Federation]. Moscow, IRIAS Publ., 2004. 232 p.
2. RF Federal Law "About telecommunications" of July 18, 2003 no. 126-FZ. (In Russian).
3. RF Government Resolution "On approval of rules for the allocation and use of numbering resources unified telecommunications network of the Russian Federation" of July 13, 2004 no. 350. (In Russian).
4. RF Government Resolution "On amendments to the Rules of allocation and use of numbering resources unified telecommunications network of the Russian Federation" of July 05, 2007 no. 429. (In Russian).
5. Kartashevskiy V.G., Roslyakov A.V. *Cifrovie sistemi kommytacii dlya GTS* [Digital switching systems for GTS]. Moscow, Eko-Trendz Publ., 2008. 352 p.
6. Kartashevskiy V.G., Roslyakov A.V. *Cifrovie ATS dlya selskoi svyazi* [Digital ATS for rural communication]. Moscow, Eko-Trendz Publ., 2003. 285 p.
7. Berlin A.N. *Sotovie sistemi cvyazi* [Cellular communication systems]. Moscow, Binom. Laboratoriya znaniy, 2009. 360 p.
8. Annual reports of OJSC «MegaFon». Available at: http://corp.megafon.ru/investors/shareholder/year_report. (In Russian).

Received 02.12.2015

УДК 621.391

ПОРОГ УСТОЙЧИВОСТИ ЛИНЕЙНЫХ МЕТОДОВ МОДУЛЯЦИИ И ДЕМОДУЛЯЦИИ

Батенков К.А.

Контрактный военнослужащий, Орел, РФ

E-mail: pustur@yandex.ru

Получено решение задачи синтеза линейного модулятора и демодулятора для линейного фильтрового канала связи с аддитивным шумом по критерию минимальной среднеквадратической ошибки. Проведена оценка технического эффекта полученных решений для случая передачи одномерных двухпозиционных амплитудно-модулированных сигналов, показавшая наличие энергетического выигрыша относительно широко используемой модальной модуляции. Показано, что существует порог устойчивости, после которого рост среднеквадратического отклонения происходит по экспоненте для линейных методов модуляции.

Ключевые слова: модуляция, демодуляция, непрерывный канал связи, среднеквадратическое отклонение, чувствительность.

Введение

Известно, что выбор того или иного критерия качества любой системы, в том числе и связи, является чисто субъективным, поскольку определяется наличием определенных требований со стороны разработчика, потребителя или любого другого субъекта. Однако для систем связи Шенноном введено понятие взаимной информации как меры определенности о сигналах на входе канала связи исходя из наблюдений о сигналах на выходе канала [1]. Причем данная мера имеет фундаментальный смысл, поскольку однозначно определяется лишь вероятностными характеристиками допустимых для передачи сигналов и канала связи, что является следствием несущественности дальнейшей интерпретации и использования переданных сообщений [2]. Кроме того, взаимная информация и производная от неё пропускная способность позволяют указать условия безошибочной передачи данных при наличии дополнительной последовательной обработки в виде кодирования и декодирования [3].

Задача синтеза линейного модулятора и демодулятора

Поскольку принципиально вход модулятора и выход демодулятора обладают бесконечным алфавитом, то естественно, что верность передачи характеризуется величиной среднеквадратической ошибки [5-6], которая, по сути, является средним риском для случая квадратической функции потерь. В соответствии с [5] квадрат ошибки между входным $\mathbf{x}$ и выходным сигналом $\mathbf{x}'$ дискретного канала связи:

$$g(\mathbf{x}, \mathbf{x}') = (\mathbf{x}' - \mathbf{x})^T (\mathbf{x}' - \mathbf{x}),$$

где T – оператор транспонирования есть функция потерь для среднего риска, определяемого выражением:

$$\bar{\sigma}^2 = \int \int (\mathbf{x}' - \mathbf{x})^T (\mathbf{x}' - \mathbf{x}) \omega_{\mathbf{x}, \mathbf{x}'}(\mathbf{x}, \mathbf{x}') d\mathbf{x} d\mathbf{x}',$$

где $\omega_{\mathbf{x}, \mathbf{x}'}(\mathbf{x}, \mathbf{x}')$ – совместная плотность вероятности сигналов на входе $\mathbf{x}$ и выходе $\mathbf{x}'$ дискретного канала связи.

Подстановка совместной плотности вероятности сигналов на входе модулятора и выходе демодулятора и использование фильтрующего свойства дельта-функции преобразует выражение для среднеквадратической ошибки к форме:

$$\begin{aligned} \bar{\sigma}^2 = & \text{tr} \mathbf{M}_{\mathbf{x}, 2} - \\ & - 2 \sum_{j=1}^{N_b} \Phi'_j \{1, \dots, j+1 | 1, \dots, j+1\} \mathbf{M}_{\mathbf{x}, 1, \mathbf{x}', j}(\Phi) + \\ & + \sum_{i=1}^{N_b} \sum_{j=1}^{N_b} (\Phi'_i \{1 | 1\} \Phi'_j) \{1, \dots, i+j | 1, \dots, i+j\} \\ & \mathbf{M}_{\mathbf{x}', i+j}(\Phi), \end{aligned} \quad (1)$$

где $\text{tr} \mathbf{A}$ – след матрицы $\mathbf{A}$; $\mathbf{M}_{\mathbf{x}', i, \mathbf{x}, j}$ – матрица совместных моментов $(i+j)$ -го порядка сигналов $\mathbf{x}'$ и $\mathbf{x}$, определяемая в форме [7]:

$$\begin{aligned} \mathbf{M}_{\mathbf{x}', i, \mathbf{x}, j} = & \int \int \omega_{\mathbf{x}', \mathbf{x}}(\mathbf{x}', \mathbf{x}) (\mathbf{x}'^i \times \mathbf{x}^j) d\mathbf{x}' d\mathbf{x}, \\ \mathbf{M}_{\mathbf{x}', i, \mathbf{x}, 0} = & \mathbf{M}_{\mathbf{x}', i}, \end{aligned} \quad (2)$$

где $\bar{\mathbf{x}}^i = \underbrace{\bar{\mathbf{x}} \times \dots \times \bar{\mathbf{x}}}_i$ – i -кратное прямое (декартово) произведение векторов $\bar{\mathbf{x}}$ (либо матриц), а символ « $\times$ » здесь и далее по тексту обозначает также прямое (декартово) произведение;

$\Phi_i = \{\varphi_{k_1, \dots, k_i, j}\}_{k_1, \dots, k_i=1, N', j=1, \dots, \infty}$ – $(i+1)$ -мерная матрица переменного порядка коэффициентов разложения базисных функций модуляции $\varphi_{k_1, \dots, k_i, j}$;

$\Phi'_i = \{\varphi'_{i, k, k_1, \dots, k_i}\}_{k=1, N', k_1, \dots, k_i=1, \dots, \infty}$ – $(i+1)$ -мерная матрица переменного порядка коэффициентов разложения базисных функций демодуляции $\varphi'_{i, k, k_1, \dots, k_i}$; N – размерность сигналов на входе модулятора (входе дискретного канала связи); N' – размерность сигналов на выходе демодулятора (выходе дискретного канала связи); N_b – степень нелинейности демодулятора.

В данной формуле использовано следующее обозначение произведения n_a -мерной матрицы $\mathbf{A} = \{A_{k_1, \dots, k_{n_a}}\}$ на n_b -мерную $\mathbf{B} = \{B_{k_1, \dots, k_{n_b}}\}$ одинакового порядка по индексам $l_a, \dots, l_{a'} = 1, n_a$ у первой матрицы $\mathbf{A}$ и $l_b, \dots, l_{b'} = 1, n_b$ у второй $\mathbf{B}$:

$$\begin{aligned} & \mathbf{A} \{l_a, \dots, l_{a'} | l_b, \dots, l_{b'}\} \mathbf{B} = \\ & = \sum_{k_{l_a}} \dots \sum_{k_{l_{a'}}} A_{k_1, \dots, k_{l_a}, \dots, k_{l_{a'}}, \dots, k_{n_a}} \times \\ & \times B_{k_{n_a+1}, \dots, k_{n_a+l_b-1}, k_{l_b}, k_{n_a+l_b+1}, \dots, \\ & \dots, k_{n_a+l_{b'}-1}, k_{l_{b'}}, k_{n_a+l_{b'}+1}, \dots, k_{n_a+n_b}}, \end{aligned} \quad (3)$$

результатом данной операции является матрица с размерностью равной сумме размерностей исходных матриц за вычетом числа индексов, по которым осуществляется произведение для одной из матриц.

При этом в качестве аргумента у матриц моментов случайных величин указан оператор мо-

дуляции Φ для подчеркивания факта зависимости среднеквадратической ошибки не только от оператора демодуляции, представленного в (1) в явном виде, но и от оператора модуляции. Кроме того, следует указать, что среднеквадратическая ошибка, в отличие от взаимной информации, определяется на основе матрицы моментов сигнала на входе демодулятора порядка не выше удвоенной степени нелинейности демодулятора и матрицы совместных моментов сигналов на входе демодулятора и модулятора не выше увеличенного на единицу порядка степени нелинейности демодулятора.

Таким образом, задача синтеза детерминированного дискретного отображения непрерывного многопараметрического канала связи заключается в минимизации среднеквадратической ошибки между сигналами на входе и на выходе образуемого дискретного канала:

$$\bar{\sigma}^2 \rightarrow \min_{\Phi_i, \Phi_j}, i = \overline{1, N_a}, j = \overline{1, N_b} \quad (4)$$

при ограничении на энергию e_x передаваемых сигналов [8]:

$$\sum_{i=1}^{N_a} \sum_{j=1}^{N_b} (\Phi_i \{i+1|j+1\} \Phi_j) \{1, \dots, i+j|1, \dots, i+j\} \mathbf{M}_{x, i+j} \leq e_x. \quad (5)$$

Поставленную задачу синтеза детерминированного дискретного отображения непрерывного канала связи по критерию минимума среднеквадратической ошибки (1); (4)-(5) целесообразно классифицировать как задачу нелинейного программирования [9-10], где в качестве целевой используется скалярная функция среднеквадратической ошибки $\bar{\sigma}^2$ (1) многомерного аргумента, представляющего собой в общем случае многомерные пространственные матрицы модуляции Φ_i , $i = \overline{1, N_a}$ и демодуляции Φ_j , $j = \overline{1, N_b}$.

Принципиально важным моментом оказывается нелинейная зависимость целевой функции как от пространственных матриц демодуляции Φ_j , так и модуляции Φ_i . Причем если степень нелинейности целевой функции от оператора демодуляции определяется только степенью нелинейности его самого, то степень нелинейности целевой функции от оператора модуляции дополнительно задается свойствами исходного непрерывного канала связи, налагающего ограничения на параметры матриц совместных моментов. Наличие ограничения на энергию (5) приводит к задаче

на условный экстремум. При этом и само ограничение в общем случае имеет нелинейный характер.

Таким образом, задача синтеза дискретного отображения непрерывного многопараметрического канала связи для детерминированных операторов модуляции и демодуляции по критерию минимума среднеквадратической ошибки (1); (4)-(5) классифицируется как задача нелинейного программирования с нелинейным ограничением в виде неравенства.

В случае линейного фильтрового канала связи с аддитивным шумом сигнал на его выходе $x'(t')$ определяется как сумма свертки сигнала на его входе $x(t)$ и его импульсной характеристики $h(t-t')$ и некоторого шума $n(t')$ [11]:

$$x'(t') = \int_t h(t-t')x(t)dt + n(t'). \quad (6)$$

При этом для линейных операторов модуляции и демодуляции решение рассматриваемой задачи существует в явном виде, что позволяет достаточно просто указать нижнюю границу показателя качества для общего нелинейного случая.

Так как в данной ситуации $N_a = N_b = 1$, то выражение для оптимальной матрицы демодуляции получается путем соответствующего дифференцирования:

$$\Phi_1' = (\mathbf{M}_{n,2} + \mathbf{H}^T \Phi_1 \mathbf{M}_{x,2} \Phi_1^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \Phi_1 \mathbf{M}_{x,2}, \quad (7)$$

где $\mathbf{H}$ – матрица коэффициентов разложения импульсной характеристики; $\mathbf{M}_{n,2}$ – матрица вторых начальных моментов аддитивного шума в канале связи.

В результате среднеквадратическое отклонение и ограничение на энергию передаваемых сигналов принимают следующие формы:

$$\begin{aligned} \bar{\sigma}^2 = & \text{tr} \mathbf{M}_{x,2} - \text{tr} [\mathbf{M}_{x,2} \Phi_1^T \mathbf{H} \times \\ & \times (\mathbf{M}_{n,2} + \mathbf{H}^T \Phi_1 \mathbf{M}_{x,2} \Phi_1^T \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^T \Phi_1 \mathbf{M}_{x,2}] \\ & \text{tr} [\Phi_1 \{ \mathbf{M}_{x,2} - \text{vec}_2^1 (\mathbf{M}_{x,1} \mathbf{M}_{x,1}) \} \Phi_1^T] \leq e_x. \end{aligned}$$

В данной формуле оператор $\text{vec}_{k_1, \dots, k_p}^{k_1, \dots, k_p}(\mathbf{A})$, обобщающий оператор векторизации на случай двумерной результирующей матрицы, элементы которой равны соответствующим элементам исходной матрицы $\mathbf{A} = \{A_{k_1, \dots, k_p}\}$:

$$\begin{aligned} \left[\text{vec}_{k_{p+1}, \dots, k_{p'}}^{k_1, \dots, k_p}(\mathbf{A}) \right]_{i_1, i_2} &= A_{k_1, \dots, k_{p'}}, \\ i_1 &= \sum_{j=1}^{p-1} (k_j - 1) \prod_{l=j+1}^p \max(k_l) + k_p, \\ i_2 &= \sum_{j=1}^{p'-p} (k_j - 1) \prod_{l=j+1}^{p'-1} \max(k_l) + k_{p'-p+1}, \end{aligned} \quad (8)$$

осуществляет, по сути, процедуру перехода от нумерации элементов исходной матрицы $\mathbf{A}$ в многомерном виде к нумерации в двумерной форме. При этом верхние индексы оператора $k_1, \dots, k_p$ задают нумерацию строк результирующей матрицы, нижние $k_{p+1}, \dots, k_{p'}$ – нумерацию столбцов.

Кроме того, при условии существования соответствующих либо обратных, либо псевдообратных, матриц $\mathbf{M}_{x,2}^{-1}$ и $\mathbf{M}_{n,2}^{-1}$ среднеквадратическое отклонение и ограничение на энергию представимо в более компактном виде:

$$\bar{\sigma}^2 = \text{tr} \left[\left(\mathbf{M}_{x,2}^{-1} + \Phi_1^T \mathbf{H} \mathbf{M}_{n,2}^{-1} \mathbf{H}^T \Phi_1 \right)^{-1} \right], \quad (9)$$

$$\text{tr}(\Phi_1 \mathbf{M}_{x,2} \Phi_1^T) \leq e_x. \quad (10)$$

Составление лагранжиана:

$$\begin{aligned} L = & \text{tr} \left[\left(\mathbf{M}_{x,2}^{-1} + \Phi_1^T \mathbf{H} \mathbf{M}_{n,2}^{-1} \mathbf{H}^T \Phi_1 \right)^{-1} \right] + \\ & + a \left[\text{tr}(\Phi_1 \mathbf{M}_{x,2} \Phi_1^T) - e_x \right], \end{aligned}$$

где a – множитель Лагранжа, с последующим его дифференцированием по матрице модуляции Φ_1 согласно правилам дифференцирования скалярной функции матричного аргумента [12-13] приводит к следующей форме необходимого условия оптимальности:

$$\begin{aligned} \left(\mathbf{M}_{x,2}^{-1} + \Phi_1^T \mathbf{H} \mathbf{M}_{n,2}^{-1} \mathbf{H}^T \Phi_1 \right)^{-2} \Phi_1^T \mathbf{H} \mathbf{M}_{n,2}^{-1} \mathbf{H}^T + \\ + a \mathbf{M}_{x,2} \Phi_1^T = 0. \end{aligned} \quad (11)$$

Последующее применение методов теории матриц позволяет получить в явном виде линейные дискретные отображения непрерывных линейных фильтровых каналов связи с аддитивным шумом, оптимальные по критерию минимума среднеквадратической ошибки, в форме матриц демодуляции (7) и модуляции:

$$\Phi_1 = (\mathbf{H}^{-1})^T \mathbf{M}_{n,2}^{-1/2} \bar{\mathbf{U}}_n^T \bar{\mathbf{U}}_x \mathbf{V}^{1/2} \mathbf{V}, \quad (12)$$

где $\bar{\mathbf{U}}_n$ – матрица размером $N_c \times N$, составленная из собственных векторов матрицы $\mathbf{M}_{n,2}^{1/2} \mathbf{H}^{-1} (\mathbf{H}^{-1})^T \mathbf{M}_{n,2}^{1/2}$, соответствующих ее

минимальным собственным числам; $\bar{\mathbf{U}}_x$ – ортогональная матрица в каноническом разложении матрицы $\mathbf{V}^{1/2} \mathbf{V} \mathbf{M}_{x,2} \mathbf{V}^T (\mathbf{V}^{1/2})^T$; $\mathbf{V}$ – ортогональная матрица из канонического разложения матрицы $\frac{1}{\sqrt{-a}} \mathbf{U} \mathbf{N}^{1/2} \mathbf{U}^{-1} \mathbf{M}_{x,2}^{-1/2} - \mathbf{M}_{x,2}^{-1}$; $\mathbf{U}$ – неособенная матрица, преобразующая матрицу $-a(\mathbf{M}_{x,2}^{-1} + \Phi_1^T \mathbf{H} \mathbf{M}_{n,2}^{-1} \mathbf{H}^T \Phi_1)^2 \mathbf{M}_{x,2}$ к канонической жордановой форме $\mathbf{N} = -a \mathbf{U}^{-1} (\mathbf{M}_{x,2}^{-1} + \Phi_1^T \mathbf{H} \mathbf{M}_{n,2}^{-1} \mathbf{H}^T \Phi_1)^2 \mathbf{M}_{x,2} \mathbf{U}$; a – множитель Лагранжа, вычисляемый на основе предположения о среднеквадратической ошибке, то есть $a = -\left[\bar{\sigma}^2 / \text{tr}(\mathbf{M}^{1/2} \mathbf{N}^{-1/2}) \right]^2$.

При этом в результате вычисления матриц модуляции (12) и демодуляции (7) рассчитывается величина энергии сигнала на выходе модулятора в форме:

$$E_x = \text{tr}(\bar{\mathbf{U}}_n^d \bar{\mathbf{U}}_x^d), \quad (13)$$

где $\bar{\mathbf{U}}_n^d$ – усеченная до размера $N \times N$ диагональная матрица, полученная из диагональной матрицы в каноническом разложении матрицы $\mathbf{M}_{n,2}^{1/2} \mathbf{H}^{-1} (\mathbf{H}^{-1})^T \mathbf{M}_{n,2}^{1/2}$; $\bar{\mathbf{U}}_x^d$ – диагональная матрица в каноническом разложении матрицы $\mathbf{V}^{1/2} \mathbf{V} \mathbf{M}_{x,2} \mathbf{V}^T (\mathbf{V}^{1/2})^T$.

Чувствительность линейных методов модуляции

С целью оценки технического эффекта от применения полученных линейных операторов модуляции и демодуляции проведено вычисление матриц модуляции и демодуляции для линейного фильтрового канала связи с аддитивным гауссовским шумом с использованием пакета MathCad. В качестве канала связи рассматривался канал с импульсной характеристикой идеального фильтра высоких частот в диапазоне от 1 кГц до 100 МГц и аддитивным гауссовским шумом с неравномерной спектральной плотностью мощности. При этом рассматривалось три типа шумовых сценариев. В первом дисперсия шума по каждому из измерений σ_n^2 варьировалась в диапазоне от 0,9 мкВ² до 1 мкВ², во втором – от 0,5 мкВ² до 1 мкВ², а в третьем – от 0,25 мкВ² до 1 мкВ² (единицы измерения приведены из расчета на один подканал). Длительность тактового интервала составляет 100 мкс при количестве отсчетов равном 128.

В качестве аналога использовались несущие, описанные в [14] и представляющие собой собст-

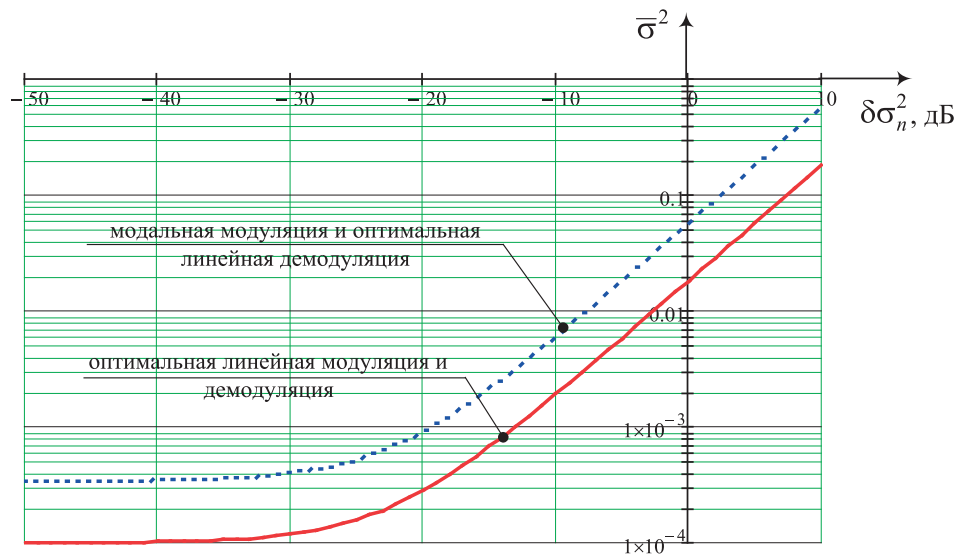


Рис. 1. Зависимость среднеквадратической ошибки $\bar{\sigma}^2$ от относительной погрешности измерения дисперсий аддитивного белого гауссовского шума $\delta\sigma_n^2$ при третьем шумовом сценарии ($\sigma_n^2 \in [0,25; 1]$ мкВ²) и отношении «сигнал-шум» $\gamma \approx 22$ дБ в условиях оптимальной линейной демодуляции для случая передачи одномерных двухпозиционных амплитудно-модулированных сигналов

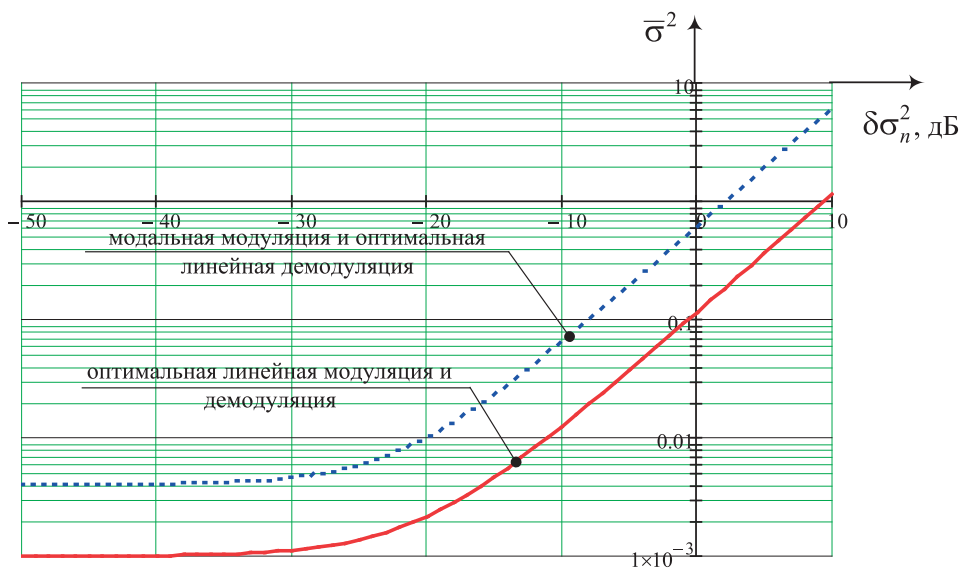


Рис. 2. Зависимость среднеквадратической ошибки $\bar{\sigma}^2$ от относительной погрешности измерения дисперсий аддитивного белого гауссовского шума $\delta\sigma_n^2$ при третьем шумовом сценарии ($\sigma_n^2 \in [0,25; 1]$ мкВ²) и отношении «сигнал-шум» $\gamma \approx 21$ дБ в условиях оптимальной линейной демодуляции для случая передачи двумерных четырехпозиционных амплитудно-модулированных сигналов

венные колебания автокорреляционной функции канала, позволяющие представить исходный аналоговый канал в виде совокупности независимых подканалов. Подобный тип модуляции в литературе именуется модальной, а его базисом является ортонормальный набор собственных функций канала связи, имеющих наибольшие собственные числа [14]. При демодуляции использовался оп-

тимальный линейный демодулятор, представленный в настоящей статье.

Проведенный в работе анализ устойчивости получаемых оптимальных линейных операций модуляции и демодуляции показал их сопоставимость с известными методами.

На рис. 1-2 представлены зависимости среднеквадратической ошибки $\bar{\sigma}^2$ от относительной

погрешности измерения дисперсий аддитивного белого гауссовского шума $\delta\sigma_n^2$ при третьем шумовом сценарии ($\sigma_n^2 \in [0,25;1]$ мкВ²) и отношении «сигнал-шум» $\gamma \approx 22$ дБ и 21 дБ для одномерных двухпозиционных и двумерных четырехпозиционных сигнальных созвездий соответственно. При этом относительная погрешность измерения дисперсий аддитивного белого гауссовского шума $\delta\sigma_n^2$ задавалась в следующем виде:

$$\delta\sigma_n^2 = \frac{\|\mathbf{M}_{n,2} - \overline{\mathbf{M}}_{n,2}\|}{\|\mathbf{M}_{n,2}\|}, \quad (14)$$

где $\|\mathbf{A}\|$ – октаэдрическая норма матрицы $\mathbf{A}$ [15]; $\mathbf{M}_{n,2}$ – измеренная матрица вторых моментов аддитивного шума; $\overline{\mathbf{M}}_{n,2}$ – истинная матрица вторых моментов аддитивного шума.

Выводы

Анализ полученных зависимостей показывает наличие некоторого порога устойчивости (примерно около –25 дБ), после которого рост среднеквадратического отклонения происходит по экспоненте. Однако как в отсутствие подобного лавинообразного роста ($\delta\sigma_n^2 < -25$ дБ), так и при его наличии ($\delta\sigma_n^2 > -25$ дБ) модальная схема модуляции проигрывает оптимальной.

Литература

1. Галлагер Р. Теория информации и надежная связь. Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1974. – 720 с.
2. Кудряшов Б.Д. Теория информации. СПб.: Питер, 2009. – 320 с.
3. Батенков К.А. Максимум взаимной информации как основной критерий синтеза инфокоммуникационных систем // Труды СКФ МТУСИ. Ростов-на-Дону: ПЦ «Университет», 2013. – С. 51-53.
4. Батенков К.А. Необходимые условия оптимальности операторов модуляции и демодуляции // Многоядерные процессоры, параллельное программирование, ПЛИС, системы обработки сигналов. Барнаул: Изд-во Барнаул, 2013. – С. 58-62.
5. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Пер. с англ. Т.1. Теория обнаружения, оценок и линейной модуляции. М.: Сов. радио, 1977. – 744 с.
6. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации. Под. ред. А.Г. Зюко. М.: Радио и связь, 1985. – 272 с.
7. Батенков К. А. Математические модели модулятора и демодулятора с заданным порядком нелинейности // Цифровая обработка сигналов. №1, 2013. – С. 14-21.
8. Батенков К.А. Обобщенный пространственно-матричный вид энергетических ограничений систем связи // Известия ТулГУ. Технические науки. №3, 2013. – 238-245.
9. Таха Х.А. Введение в исследование операций. Пер. с англ. М.: ИД «Вильямс», 2005. – 912 с.
10. Химмельблау Д. Прикладное нелинейное программирование. Пер. с англ. М.: Мир, 1975. – 534 с.
11. Батенков К.А. Математическое моделирование непрерывных многопараметрических каналов связи в операторной форме // Телекоммуникации. №10, 2013. – С. 2-4.
12. Магнус Я.Р., Нейдеккер Х. Матричное дифференциальное исчисление с приложениями к статистике и эконометрике. Пер. с англ. М.: Физматлит, 2002. – 496 с.
13. Амосов А.А., Колпаков В.В. Скалярно-матричное дифференцирование и его приложение к конструктивным задачам теории связи // Проблемы передачи информации. Т. VIII, вып. 1, 1972. – С. 3-15.
14. Advanced Digital Communications. Classic EE379 Series Courses / John M. Cioffi e.a. Department of Electrical Engineering, Stanford University // URL: <http://www.stanford.edu/group/cioffi/book/chap4.pdf> [дата обращения 02.10.2013].
15. Гантмахер Ф.Р. Теория матриц. М.: Наука, 1966. – 576 с.

Получено 03.09.2015

Батенков Кирилл Александрович, к.т.н., сотрудник Академии ФСО России (г. Орел). E-mail: pustur@yandex.ru

STABILITY THRESHOLD OF MODULATION AND DEMODULATION LINEAR METHODS

Batenkov K.A.

Academy of Federal Guard Service, 35 Priborostroitel'naya str., Orel 302034, Russian Federation

E-mail: pustur@yandex.ru

This work presents solution for problem of synthesis of linear modulator and demodulator for linear filtered telecommunication channel with additive noise by root-mean-square criterion. We estimated technical effect of derived solutions obtained for case of transmission of one-dimensional two-way amplitude-modulated signal that demonstrated energy gain to widely used modal modulation. According to the obtained results, we have found there is a stability threshold, and mean square deviation grows exponentially for linear methods of modulation beyond it.

Keywords: modulation, demodulation, continuous channel, mean square deviation, sensitivity.

DOI: 10.18469/ikt.2016.14.1.05

Batenkov Kirill Aleksandrovich, Academy of Federal Guard Service, 35 Priborostroitel'naya str., Orel 302034, Russian Federation; PhD in Technical Science. E-mail: pustur@yandex.ru.

References

1. Gallager R. *Information theory and reliable communication*. Wiley, 1966. 720 p. (Russ. Ed.: Gallager R. *Teorija informacii i nadezhnaja svjaz'*. Moscow. Sovetskoe radio, 1974. 720 p.).
2. Kudrjashov B. D. *Teorija informacii* [Information Theory]. Saint-Petersburg, Piter Publ., 2009. 320 p.
3. Batenkov K. A. Maksimum vzaimnoj informacii kak osnovnoj kriterij sinteza infokommunikacionnyh sistem [Transmitted information maximum as basic information system synthesis criterion]. *Trudy Severo-Kavkazskogo filiala Moskovskogo tekhnicheskogo universiteta svjazi i informatiki*, 2013. pp 51-53.
4. Batenkov K. A. Neobhodimye uslovija optimal'nosti operatorov moduljarii i demoduljarii [Optimal necessary conditions of modulator and demodulator operators]. *Mnogojadernye processory, parallel'noe programmirovanie, sistemy obrabotki signalov*. Barnaul, 2013, pp. 58-62.
5. Van Tris G. *Detection, estimation, and modulation theory*. Wiley, 1971. 1174 p. (Russ. Ed.: Van Tris G. *Teorija obnaruzhenija, ocenok i moduljarii*. Moscow, Sovetskoe radio, 1977. 744 p.).
6. Zjuko A. G., Fal'ko A. I., Panfilov I. P., eds. *Pomehoustojchivost' i jeffektivnost' sistem peredachi informacii* [Interference immunity and effectiveness of information transmission systems]. Moscow, Radio i svjaz Publ., 1985. 272 p.
7. Batenkov K. A. Matematicheskie modeli moduljatora i demoduljatora s zadannym porjadkom nelinejnosti [Mathematical models of modulator and demodulator with nonlinear degree]. *Cifrovaja obrabotka signalov*, 2013, no. 1, pp. 14-21.
8. Batenkov K. A. Obobshhennyj prostranstvenno-matrichnyj vid jenergeticheskikh ogranicenij sistem svjazi [General spatial-matrix view of communication energy conditions]. *Izvestija Tul'skogo gosudarstvennogo universiteta. Tekhnicheskie nauki*, 2013, no. 3, pp. 238-245.
9. Taha H. A. *Operations research: an introduction, 6th edition*. (Russ. Ed.: Taha H. A. *Vvedenie v issledovanie operacij*. Moscow, Izdatel'skij dom "Vil'jams", 2005. 912 p.).
10. Himmelblau D. *Applied nonlinear programming*, 1972. (Russ. Ed.: Himmelblau D. *Prikladnoe nelinejnoe programmirovanie*. Moscow, Mir, 1975. 534 p.).
11. Batenkov K. A. Matematicheskoe modelirovanie nepreryvnyh mnogoparametricheskikh kanalov svjazi v operatornoj forme [Mathematical modelling of multiparametric continuous channels on operator form]. *Telekommunikacii*, 2013, no. 10, pp. 2-4.
12. Magnus, Jan R., Neudecker H. *Matrix differential calculus with applications in statistics and econometrics*. John Wiley and sons, 1988. 468 p. (Russ. Ed.: Magnus Ja. R., Nejdecker H. *Matrichnoe differencial'noe ischislenie s prilozhenijami k statistike i jekonometrike*. Moscow, Fizmatlit Publ., 2002. 496 p.).

13. Amosov A. A., Kolpakov V. V. Skaljarno-matricnoe differencirovanie i ego prilozhenie k konstruktivnym zadacham teorii svjazi [Scalar-matrix differentiation and its application to contraction communication theory tasks]. *Problemy peredachi informacii*, 1972. vol. VIII, no. 1, pp. 3-15.
14. Cioffi John M., eds. *Advanced Digital Communications. Classic EE379 Series Courses*. Department of Electrical Engineering, Stanford University. Available at: <http://www.stanford.edu/group/cioffi/book/chap4.pdf>. (accessed 02.10.2013).
15. Gantmaher F. R. *Teorija matric* [Matrix theory]. Moscow, Nauka Publ., 1966. 576 p.

Received 03.09.2015

ТЕХНОЛОГИИ КОМПЬЮТЕРНЫХ СИСТЕМ И СЕТЕЙ

УДК 004.7

СНИЖЕНИЕ РИСКА ПЕРЕГРУЗКИ ВНЕШНЕГО КАНАЛА УПРАВЛЕНИЕМ ТРАФИКОМ КОМПЬЮТЕРНОЙ СЕТИ

Колесников И.В.

*Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Самара, РФ
E-mail: 79277127248@ya.ru*

В статье рассматривается решение проблемы перегрузки телекоммуникационной сети на примере предприятия путем анализа и последующего управления потоком трафика при использовании оборудования с операционной системой OpenWRT, выявление непрофильного трафика, снижение приоритета непрофильного трафика, расширение пропускной способности телекоммуникационного канала для профильного трафика. Алгоритм реализован для протоколов: P2P, VoIP, HTTP.

Ключевые слова: сетевые технологии, управление трафиком, анализ трафика, P2P, VoIP, HTTP.

Введение

Приложения, использующие для работы внешний канал связи стремительно, развиваются и выходят на новый уровень качества и обслуживания. Все шире развиваются сетевые Desktop приложения, IP-телефония, клиент-серверные приложения. Эти приложения используют разные сетевые протоколы (иногда собственные), а также отличаются многими параметрами: размер пакетов и т.д. В связи с этим нередко возникает ситуация, когда через одну компьютерную сеть передается трафик разных типов.

Актуальность исследования повышается при ограниченной пропускной способности внешнего канала связи предприятия. В данном случае проблема распределения трафика стоит особенно остро. У системных администраторов возникает необходимость разработки алгоритмов и методов управления трафиком.

Периодические случаи перегрузки компьютерной сети предприятия могут вызвать нарушение её функционирования как на отдельных рабочих станциях, так и во всей сети. Причинами чрезмерной нагрузки на внешние и внутренние каналы телекоммуникационной сети могут являться:

- вредоносное ПО;

- сетевые приложения, создающие непредумышленные dos-атаки;
- пульсирующий трафик.

Чаще всего диагностировать и устранить причину перегрузки сети очень трудно в связи с неизвестностью особенностей протокола передаваемого трафика, например P2P (Peerto Peer). Сегодня существуют десятки компьютерных приложений, способных вызвать перегрузку телекоммуникационной сети, большая их часть работает по протоколу P2P. Доля P2P трафика в компьютерных сетях составляет до 70% [2]. В связи с особенностями этого трафика приложения, использующие данный протокол, вызывают периодическую перегрузку внешнего канала связи.

Такие перегрузки приводят к временному отказу сетевых служб и замедлению работы как на отдельных компьютерах, так и во всей подсети. Примеры: временный отказ локальных DNS, задержки при обращении к корневым DNS. В описанных случаях под угрозой нестабильности находятся все службы прикладного уровня. Решение этой проблемы позволит увеличить надежность и отказоустойчивость сети предприятия [1].

Проблема достаточно серьезная в связи с тем, что сеть Internet повсеместно применяется на всех предприятиях. Нарушение функционирования