

УДК 621.396.9

АДАПТИВНАЯ СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ СИГНАЛОВ В МНОГОЛУЧЕВОМ КАНАЛЕ С ЗАМИРАНИЯМИ

В. В. Серов, главный научный сотрудник МНИРТИ, д. т. н.; wserov@rambler.ru

Ключевые слова: помехоустойчивость, замирания, многолучевой радиоканал, относительно-фазовая манипуляция, адаптация.

Введение. Как известно, для повышения помехоустойчивости передачи цифровых сообщений в канале с переменными параметрами необходимо использовать знание характеристик канала и адаптировать параметры сигнала на передаче [1—3].

Одним из способов такой адаптации является система с выбором оптимальной частоты [2]. Она работает в режиме временного разделения циклов передачи и приема, а для адаптации сигнала на стороне передачи используется принцип взаимности. В такой системе не требуется обратный канал, так как информация о параметрах канала на приемной стороне одной станции радиолинии соответствует и приемной стороне другой станции. Передача ведется на одной из частот, выделенных для работы системы. Параметры сигнала, измеренные в цикле приема, можно использовать для адаптации сигналов в цикле передачи. В частности, можно вести передачу на частоте, на которой была зафиксирована наибольшая амплитуда в цикле приема.

При высокой скорости передачи в многолучевом канале возникают межсимвольные искажения, которые в частотной области приводят к искажению частотного и фазового спектров сигнала.

В статье рассматривается проблема построения системы с адаптацией при передаче сигнала в многолучевом канале.

Искажения спектра сигнала. На рис. 1 представлены поясняющие сказанное спектральные диаграммы: *a* — частотный спектр передаваемого информационного сигнала с полосой по уровню -3 дБ $\Delta F_{\text{и}}$; *b* — частотная характеристика многолучевого канала передачи, которая представляет собой случайную функцию с интервалом корреляции $F_k \sim 1/t_1$ (t_1 — длительность многолучевого отклика канала); *в* — спектр сигнала на выходе канала передачи. В этом случае уже нельзя выделить оптимальную частоту в канале и адаптировать сигнал передачи к мгновенному состоянию канала. Выходом является разбиение входного потока информационных символов на m парциальных потоков. Причем длительность каждого символа T_m должна быть много больше длительности t_1 , чтобы можно было пренебречь межсимвольными искажениями (на рис. 1, *г* показано разбиение на $m=8$). Потоки, передаваемые одновременно, каждый на своей частоте, сдвинуты относительно друг друга на величину Δf .

При передаче парциальных потоков на ортогональных частотах, сдвинутых на величину $\Delta f = \Delta f_{\text{орт}} = 1/T_m$, имеем систему с ортогональным частотным разделением. Такой подход принят в системах с OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), широко применяемых в современных линиях связи. При прохождении по многолучевому каналу амплитудный спектр такого сигнала изменяется в соответствии с частотной характеристикой канала (см. рис. 1, *д*).

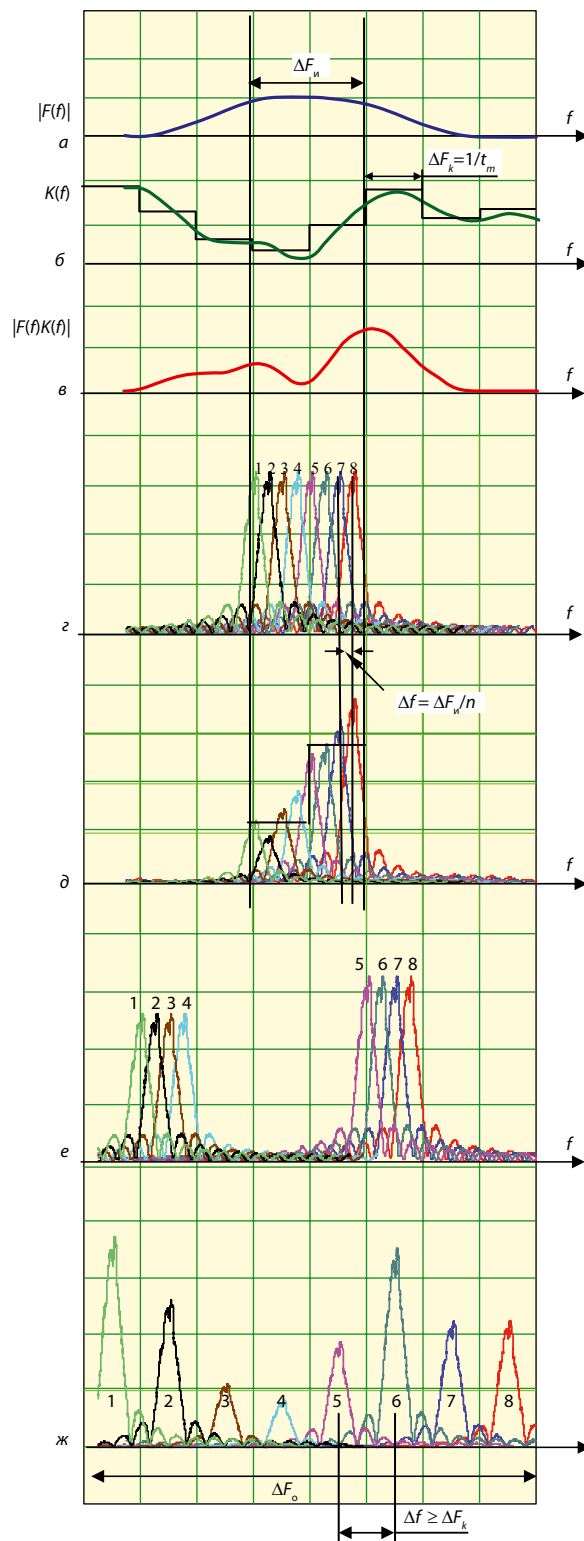


Рис. 1

Однако каждый парциальный поток проходит без фазовых искажений, претерпевая только амплитудные искажения. В результате на приеме будем иметь последовательность парциальных сигналов со случайными амплитудами, определяемыми мгновенным состоянием канала передачи. Если $\Delta f < F_k$, то амплитуды соседних парциальных каналов будут коррелированными.

Случайную частотную характеристику канала можно для упрощения анализа аппроксимировать ступенчатой функцией с плоскими участками, равными по оси абсцисс интервалу корреляции F_k (рис. 1, б). При таком подходе искаженную функцию можно представить в виде групп коррелированных парциальных сигналов, причем между сигналами различных групп корреляция отсутствует (на рис. 1, в таких групп — две).

По ряду соображений, сдвиг между частотами можно выбрать $\Delta f > \Delta f_{\text{орт}}$. В этом случае имеем систему не с ортогональным, а с частотным FDM (Frequency Division Multiplexing) разделением.

Система передачи информации по каналу с переменными параметрами. Рассмотрим систему, состоящую из одного приемо-передатчика, который работает в режиме временного разделения каналов передачи и приема (рис. 2). Общая полоса F_o , отведенная для передачи, имеет $M = F_o/F_k$ некоррелированных участков спектра. Информация, передаваемая со скоростью R бит/с, делится на m параллельных парциальных потоков, т. е. скорость каждого $R_m = R/m$ с длительностью тактового интервала $T_m = 1/R_m = m/R$.

Для борьбы с замираниями можно использовать знание характеристик канала

Одним из способов передачи может быть такой, при котором каждому парциальному потоку отводится N частот, по одной на каждом некоррелированном участке. Из них для передачи выбирается сигнал с частотой, на которой зафиксирована наибольшая амплитуда. Способ измерения характеристик канала подробно описан в [2]. Например, в системе связи с временным дуплексом в конце пакета информационных данных передаются пилот-сигналы (зондирующие сигналы определенной длительности на всех рабочих частотах). На приемной стороне мощности этих сигналов из-за селективных замираний имеют случайную величину, распределенную по релеевскому закону. Обозначим мощность i -го зондирующего сигнала через $x_i, i = 1 \dots M$. Для передачи пакета информации в цикле передачи, который по времени следует сразу после цикла приема, используется частота с зафиксированным максимальным значением x_i .

В нашем примере (см. рис. 1, в) это приведет к тому, что коррелированные группы сигналов будут передаваться

в участках спектра с наибольшими значениями передаточной функции.

Другой способ передачи заключается в следующем. Зная характеристики канала связи на передающей стороне, можно перераспределить общую мощность излучения между парциальными каналами так, чтобы на приеме мощности всех парциальных каналов были равны. Это достигается путем компенсации замираний уровня сигнала в парциальных каналах с низким отношением сигнал/шум за счет мощности парциальных каналов с высоким отношением сигнал/шум. При этом необходимо передавать m парциальных сигналов на m частотах, желательно некоррелированных. (см. рис. 1, ж).

Для борьбы с замираниями возможно также двойное использование знания характеристик канала: во-первых, для выбора оптимальной частоты каждого парциального канала из M имеющихся в данном канале некоррелированных частот; во-вторых, для перераспределения мощности между парциальными каналами на передаче. Такой способ построения системы описан в [8].

В дальнейшем будем рассматривать систему передачи с FDM, в которой выполняется процедура двойного использования характеристик канала. В такой системе ширина спектра сигнала при разбиении входного потока на m парциальных каналов $F_c = m\Delta f$ (в системе с OFDM $F_c = R = m\Delta f_{\text{орт}}$). Число групп с независимыми замираниями $n = \text{floor}\{F_o/F_k\}$ (floor — операция округления до целого числа с недостатком). Число свободных от передачи участков спектра, которые можно использовать для процедуры оптимального автовыбора, $N = M/n$.

В примере, приведенном на рис. 1, изображены случаи передачи:

$M=8, m=8, n=2, N=4$ при $\Delta f < F_k/4$ (рис. 1, в, д, е) и $M=8, m=8, n=8, N=1$ при $\Delta f > F_k$ (рис. 1, ж).

Ниже приведен расчет помехоустойчивости передачи информации при различных вариантах образования парциальных каналов и различных процедурах адаптации сигналов на передаче.

Расчет помехоустойчивости. Как известно, мерой помехоустойчивости в канале с переменными параметрами является зависимость средней вероятности ошибки от среднего отношения сигнал/шум.

Средняя вероятность ошибки

$$p(h) = \int_0^\infty p_o(hx)w(x)dx, \tag{1}$$

где h — среднее отношение среднеквадратичного значения принимаемого сигнала к среднеквадратичному значению шума в одной ветви разнесения; $p_o(hx)$ — вероятность ошибки в канале с постоянными параметрами; $w(x)$ — плотность распределения случайной величины сигнала на входе решающего устройства приемника.

Рассмотрим систему передачи информации методом OFM с когерентным и некогерентным приемом. Известно [6], что вероятность ошибки в такой системе:

— с когерентным приемом OFM

$$p_o(hx) = \frac{1}{2}(1 - \Phi(xh)^2), \tag{2}$$

где $\Phi(xh) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{xh} e^{-t^2/2} dt$ — функция Крампа;

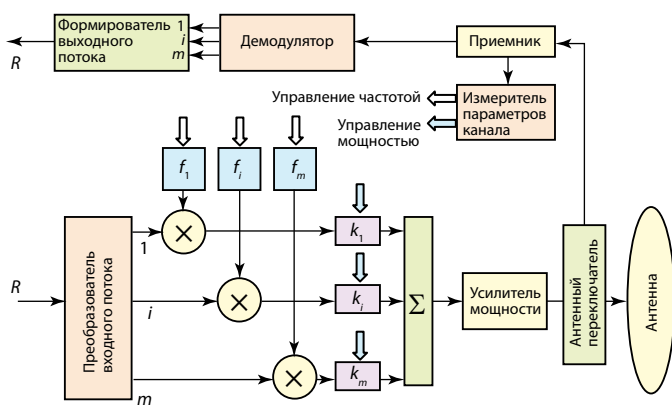


Рис. 2

— с некогерентным приемом

$$p_o(xh) = \frac{1}{2} e^{-x^2 h^2}. \quad (3)$$

В системе на рис. 2 передача ведется через один усилитель, мощность которого делится между n парциальными каналами. По каждому из них передается независимый информационный поток.

Рассмотрим сначала случай, когда каждый парциальный сигнал передается на некоррелированной частоте (в наших обозначениях $m = n$). Плотность распределения случайной величины сигнала, полученного в результате автовыбора одной оптимальной частоты из N частот, на входе решающего устройства приемника [3]:

$$w_N(x) = N e^{-x} (1 - e^{-x}) = N \sum_{k=0}^{N-1} C_{N-k}^k (-1)^k e^{-(1+k)x}.$$

Характеристическая функция этой случайной величины на основании [7], [4, формула 4.2.2.45 стр. 611]

$$\begin{aligned} \Theta_N(v) &= \int_0^\infty w(x) e^{ivx} dx = N \sum_{k=0}^{N-1} C_{N-k}^k (-1)^k \frac{1}{1+k-iv} = \\ &= \frac{N!}{\prod_{k=1}^N (k-iv)}. \end{aligned} \quad (4)$$

Наряду с выбором оптимальной частоты в системе (рис. 2) перераспределяются мощности передачи в парциальных каналах. При этом значение мощности в i -м канале умножается на коэффициент $k_i = X_\Sigma / nx_i$, где $X_\Sigma = \sum_{i=1}^M x_i$ — суммарная мощность принимаемых сигналов. Такое перераспределение мощностей позволит на приеме иметь каждый парциальный информационный сигнал с мощностью $\bar{x}_i = X_\Sigma / n$, который имеет такую же плотность распределения вероятностей, что и при оптимальном сложении n сигналов в системе с разнесенным приемом.

Плотность распределения вероятностей уровня сигнала при совместной процедуре автовыбора и выравнивания мощностей независимых парциальных сигналов (частоты разнесены на величину $\Delta f > F_k$) можно получить с использованием свойств характеристической функции. Известно [7], что для независимых случайных величин характеристическая функция суммы n случайных величин равна произведению характеристических функций этих величин. Исходя из (4) имеем:

$$\Theta_{N,n}(v) = [\Theta_N(v)]^n = \frac{(N!)^n}{\left[\prod_{k=1}^N (k-iv) \right]^n} = \frac{i^n (N!)^n}{\left[\prod_{k=1}^N (v+ik) \right]^n}.$$

Искомая плотность распределения находится с помощью обратного преобразования Фурье

$$w_{N,n}(x) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \Theta_{N,n}(v) e^{-ivx} dv = \frac{(N!)^n i^n}{2\pi} I(x), \quad (5)$$

$$\text{где } I(x) = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{-ivx}}{\left[\prod_{k=1}^N (v+ik) \right]^n} dv.$$

Применив теорию вычетов [5], получим:

$$I(x) = \left\langle 2\pi i \sum_{j=1}^N \text{res}_j(x) \right\rangle,$$

$$\text{res}_j(x) = \frac{1}{(n-1)!} \left| \frac{d^{n-1}}{dv^{n-1}} \left[\frac{e^{-ivx} (v+ij)^n}{\prod_{k=1}^N (v+ik)^n} \right] \right|_{v=-ij}. \quad \text{где}$$

Используя (5), можно получить замкнутое выражение плотности вероятности уровня сигнала для некоторых важных для практики случаев.

1. В случае, когда N — произвольное число, $n = 1$ получим известную плотность распределения вероятности уровня сигнала в системе с автовыбором

$$w_{N,1} = N e^{-x} (1 - e^{-x}). \quad (6)$$

2. В случае, когда $N = 1$, а n — произвольное число, получим известную плотность распределения вероятности уровня сигнала χ^2

$$w_{1,n}(x) = \frac{x^{n-1}}{(n-1)!} e^{-x}. \quad (7)$$

3. В системе с автовыбором из $N = 2$ и $n = 2$

$$w_{2,2}(x) = 4e^{-x} [x(1+e^{-x}) - 2(1-e^{-x})]. \quad (8)$$

4. В системе с автовыбором из $N = 3$ и $n = 2$

$$w_{3,2}(x) = 9e^{-x} [x(1+4e^{-x}+e^{-2x}) - 3(1-e^{-2x})]. \quad (9)$$

5. В системе с автовыбором из $N = 4$ и $n = 2$

$$\begin{aligned} w_{4,2}(x) &= 16e^{-x} [x(1+9e^{-x}+9e^{-2x}+e^{-3x}) - \\ &- \left(\frac{11}{3} + 9e^{-x} - 9e^{-2x} - \frac{11}{3}e^{-3x} \right)]. \end{aligned} \quad (10)$$

6. В системе с автовыбором из $N = 2$ и $n = 4$

$$\begin{aligned} w_{4,2}(x) &= \frac{8}{3} e^{-x} [(x^3 - 12x^2 + 60x - 120) + \\ &+ e^{-x}(x^3 + 12x^2 + 60x + 120)]. \end{aligned} \quad (11)$$

Для систем с более высокими значениями N и n выражение для плотности распределения вероятности получаются громоздкими и здесь не приводятся.

Используя выражения (1)–(3) и (6)–(11), можно получить вероятность ошибки для системы с автовыбором и выравниванием при различных значениях N и n для когерентного и некогерентного приемника ОФМ. При этом отношение сигнал/шум в расчетных формулах $h^2 = \frac{P_n / m}{\hat{v} N_0 (R / m)} = \frac{P_{\text{пр}}}{N_0 R}$, где P_n — мощность излучения, \hat{v} — средняя величина ослабления сигнала на трассе, $P_{\text{пр}} = P_n / v$ — средняя мощность принимаемого сигнала, равная сумме мощностей парциальных каналов, m — число парциальных каналов, N_0 — спектральная плотность шума, R — скорость передачи информации.

Для некогерентного приемника ОФМ путем преобразований (5) получена компактная формула для вычисления вероятности ошибки в системе с автовыбором и выравниванием для произвольных значений N и n .

$$p = (N!)^n / 2 \prod_{k=1}^N \left(1 + \frac{h^2}{n} \right). \quad (12)$$

Обсуждение результатов. Для получения количественных значений помехоустойчивости системы с некогерентным приемом ОФМ и сравнения по этому параметру систем с различными N для автовыбора и n , по которым производится выравнивание, были проведены расчеты по (12).

На рис. 3 приведены зависимости вероятности ошибки $p(h, N, n)$ от отношения мощности сигнала к мощности шума при различных значениях параметров в системе с некоррелированными частотами. Кривая 1 соответствует случаю без автовыбора и без выравнивания ($N=1$ и $n=1$), 2 — случаю без автовыбора, но с выравниванием при двух некоррелированных группах ($N=1$ и $n=2$) (см. рис. 1, д), 3 — с автовыбором, но без выравнивания ($N=4$ и $n=1$) (рис. 1, е), 4 — без автовыбора, но с выравниванием ($N=1$ и $n=8$) (рис. 1, ж), 5 — с автовыбором и выравниванием ($N=4$ и $n=2$). При расчете кривых 4 и 5 принято, что число некоррелированных частот не превышает $M=Nn=8$.

Из рис. 3 следует, что в такой системе наилучшая помехоустойчивость достигается при наличии автовыбора и выравнивания мощности на передаче (кривая 5). Для достижения вероятности ошибки $p=10^{-4}$ в такой системе требуется отношение сигнал/шум 9,05 дБ, что на 2,8 дБ меньше, чем в системе с автовыбором, но без выравнивания ($N=4$, $n=1$), либо в системе без автовыбора, но с выравниванием ($N=1$, $n=8$).

Наличие свободных от передачи в данный момент частот в системе связи с автовыбором оптимальной частоты означает избыточность в использовании спектра частот. Такая же избыточность предполагается в известных системах с разнесенным приемом сигналов по частоте, где одна и та же информация дублируется на нескольких частотах. Вместе с тем принцип выравнивания мощностей на передаче позволяет добиться того же эффекта уменьшения замираний, что и в системе с разнесенным сигналом по частоте и оптимальным сложением сигналов на приеме, без введения дополнительной избыточности. Этому случаю соответствует ситуация, когда $N=1$, $n = \text{floor}\{F_c/F_k\}$. Здесь полоса, занимаемая в эфире, не превышает суммарную полосу частот сигнала. Помехоустойчивость зависит от соотношения полосы частот F_c и интервала частотной корреляции F_k . Так, например, в тропосферной линии связи с $F_k \sim 4$ МГц для сигнала с полосой $F_c = 16$ МГц будем иметь систему с $n=4$ независимо замирающими участками спектра.

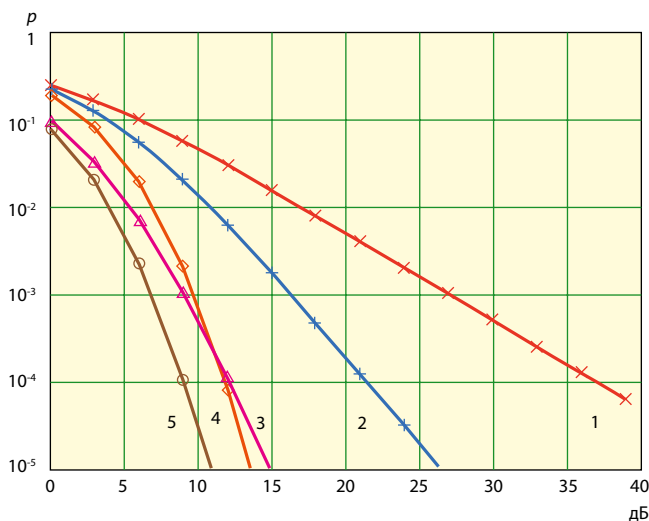


Рис. 3

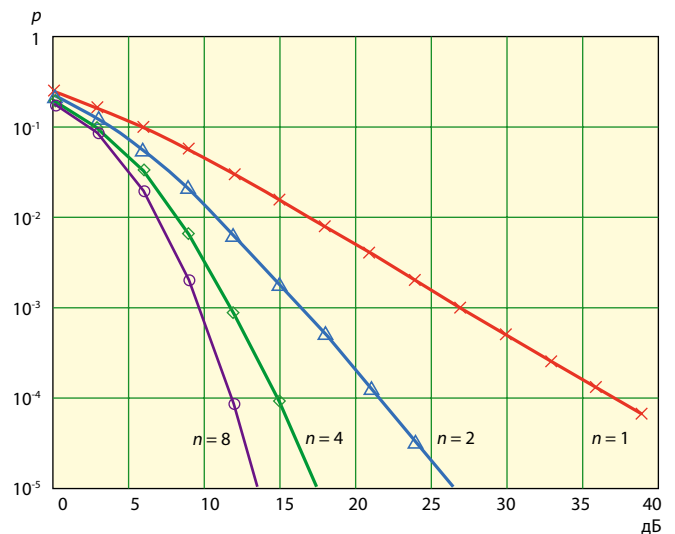


Рис. 4

На рис. 4 представлены зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум для системы ОФМ с выравниванием мощностей на передаче без автовыбора частот ($N=1$) для $n=1, 2, 4, 8$ и некогерентным приемом, рассчитанные по (12). В данном случае эта формула совпадает с известной формулой [6] для вероятности ошибки в системе ОФМ с оптимальным сложением разнесенных сигналов и некогерентным приемом.

Таким образом, можно сделать вывод, что метод адаптации сигналов по мощности на передаче эквивалентен по помехоустойчивости системе с разнесенным приемом и оптимальным сложением, но без внесения дополнительной частотной избыточности.

Расчеты помехоустойчивости когерентного приемника ОФМ, проведенные по (1) с использованием (2), (6—11) показывают, что в рассматриваемом случае некогерентный прием по помехоустойчивости незначительно уступает когерентному приему.

Выводы. 1. Полученные аналитические зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум в канале с релейскими замираниями позволяют оценить помехоустойчивость системы с адаптацией как по частоте, так и по мощности.

2. Как показывают расчеты, при двойном использовании характеристик канала комбинация автовыбора и выравнивания дает дополнительный выигрыш по помехоустойчивости.

3. Метод выравнивания мощностей на передаче является эффективным способом борьбы с замираниями без использования частотной избыточности, характерной для систем разнесенного приема.

4. Результаты анализа помехоустойчивости адаптивных систем позволяют разработчикам линий связи по многолучевым каналам выбирать варианты построения аппаратуры, оптимизированной к характеристикам канала распространения радиоволн.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мидлтон Д. Очерки теории связи. — М.: Сов. радио, 1964.
2. Мацков А.А., Серов В.В., Чернобельский Л.И. Перспективы использования линий загоризонтной связи// Электросвязь. — 2006. — № 8.
3. Серов В.В. Система связи с адаптацией ветвей разнесения сигналов на передаче// Электросвязь. — 2008. — № 7.

4. Прудников А. П. и др. Интегралы и ряды. — М.: Наука, 1981.
5. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов: Пер. с нем./Издание, переработанное под ред. Гроше Г. и Циглера В., — М.: Наука, 1980.
6. Коржик В. И. и др. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений. Справочник. — М.: Радио и связь, 1981.
7. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. — М.: Сов. радио, 1966.
8. Заявление о выдаче патента РФ на изобретение: Способ передачи и приема информации пакетами и устройство для его осуществления, Заявитель ФГУП МНИРТИ. Рег. № 2008141382 от 21.10.2008.

Получено 29.06.09

К 70-летию С. Л. МИШЕНКОВА!



Сергей Львович Мишенков родился 31 мая 1940 года в г. Истре Московской области. В 1963 г. окончил Московский электротехнический институт связи (МЭИС) по специальности «Радиовещание», а в 1968 — аспирантуру. Еще будучи студентом третьего курса МЭИС начал работать на кафедре электроакустики и радиовещания и в НИЧ, специализируясь на точной магнитной записи. За разработку «Аппарат магнитного переприема сигналов фотогазеты» (дипломная работа) получил первые два авторских свидетельства (всего более 10).

С 1966 г. Сергей Львович начал преподавательскую деятельность. Работая в НИЧ МЭИС, а затем в аспирантуре (на кафедре радиовещания и электроакустики), занимался изучением статистических свойств сигналов звукового вещания, каналов формирования и передачи сигналов слушателям. Принципиальная особенность этих работ заключалась в том, что в процессе их проведения исследовались не сигналы естественных звучаний, а именно вещательные сигналы, жестко привязанные к технологии звукового вещания. Под руководством Сергея Львовича были разработаны специальная аппаратура для анализа сигналов, модели каналов, трактов звукового вещания, методики их исследований. Благодаря созданию соответствующей методики и дополнительного оборудования, стало возможным начать исследования статистических свойств каналов передачи сигналов звукового вещания как первичного, так и вторичного распределения. Результатом этих исследований стала разработка первого в мире ГОСТа на сигналы на входе междугородных трактов подачи сигналов звукового вещания и вкладов в МСЭ.

Отдельный цикл работ С. Л. Мишенкова был посвящен исследованию замет-

ности различных искажений, вносимых каналами передачи сигналов звукового вещания, что позволило разработать стройную теорию шумопонижения в различных звеньях трактов звукового вещания.

В 1985 г., не прерывая преподавания, доцент С. Л. Мишенков становится заместителем директора МГРС по эксплуатации, а затем избирается на должность главного инженера. Основные научно-технические проблемы того периода: разработка основ системы управления качеством работы предприятия; совершенствование нормативных документов; разработка новых вариантов системы массового оповещения (в том числе с использованием абонентских телефонных сетей); расширение набора услуг, предоставляемых сетями проводного вещания и др. В отдельный ряд следует поставить работы по акустическому оповещению и звукоусилению массовых и особо ответственных мероприятий. Все эти работы требовали обязательного участия главного инженера.

Поскольку МГРС была назначена головным предприятием, ответственным за техническую политику проводного вещания СССР, отдел радиодиффузии Министерства связи включили в структуру МГРС. При этом был сформирован расширенный технический совет (в него входили начальники и главные инженеры, начальники техотделов и лабораторий крупных радиоузлов, специалисты НИИР и ЦКБ), главной функцией которого стала коллективная разработка основных положений развития подотрасли. В начале 90-х гг. началось ее перевооружение на базе перспективного оборудования, в том числе производимого на опытном предприятии МГРС.

В 1992 г. С. Л. Мишенков назначается начальником Научно-технического управления Министерства связи России. В экономически тяжелые 90-е гг. удалось уберечь от полного распада основные научные учреждения и научные отделы отраслевых ВУЗов, финансирование которых осуществлялось из Фонда, аккумулирующего взносы операторов связи (государственное финансирование в те годы практически прекратилось).

Приоритетными были такие направления, как поддержание международного статуса и защита интересов Администрации связи России в МСЭ, в том числе обеспечение исследований в соответствии с рекомендациями МСЭ; разработка общесистемных концепций, планов, генеральных схем развития отрасли связи стра-

ны; исследование, адаптация к отечественным сетям предлагаемых и поиск новых технологий связи; нормативно-правовые разработки (Закон «О связи», различные «Правила...», ГОСТы, ОСТы); экономические и управленческие НИР и др.

Как руководитель НТУ, С. Л. Мишенков активно участвует в работе делегаций АС России на важнейших мероприятиях МСЭ; занимается организацией и проведением «связных» выставок как в России, так и за рубежом (Телеком МСЭ в Женеве, СеВIT в Ганновере и др.). Он — инициатор и участник многих конференций и семинаров НТОРЭС им. А. С. Попова.

В 2001 г. Сергей Львович переходит на работу в компанию АСВТ, где занимается поиском новых услуг связи, конвергенцией систем и услуг связи.

В 2007 г. возвращается в МГРС. Высококвалифицированный специалист и ученый, он принимает активное участие в проекте «Социальная розетка». С 2008 г. С. Л. Мишенков — советник министра связи на общественных началах, курирует работу НП «Телеком Форум», Международной академии связи. Он — председатель НТС ФГУП МГРС, член ученых советов ЦНИИС, МТУСИ.

И по сей день Сергей Львович не прерывает преподавания в МТУСИ. Он — заведующий базовой кафедрой «Системы и сети массовых коммуникаций», председатель ГАК радиофакультета. Им подготовлено пять кандидатов наук и более 150 инженеров.

Сергей Львович — доктор технических наук, профессор, действительный член ряда академий — МАС, Академии телекоммуникаций и информатики, Российской академии естественных наук, Международной академии информатизации и др. Мастер связи, Почетный радист, С. Л. Мишенков — член редколлегии журналов «Электросвязь», «Радио», «Т. Ком», член Союза журналистов Москвы.

Помимо научно-технических работ С. Л. Мишенков публикует статьи, посвященные истории развития связи, жизни и деятельности ученых и инженеров. Всего им лично и в соавторстве опубликовано более 250 работ.

Редколлегия и редакция журнала «Электросвязь» поздравляют Сергея Львовича с юбилеем и желают ему здоровья, оптимизма, творческого долголетия.