УДК 621.391.1

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ЦИФРОВЫХ КАНАЛОВ СВЯЗИ ПРИ ПЕРЕДАЧЕ АНАЛОГОВОЙ ИНФОРМАЦИИ АВИАЦИОННЫХ СИСТЕМ РАДИОВИДЕНИЯ

А. И. Сухоруков, докторант, доцент Военного учебно-научного центра ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина», к. т.н.; savelevo16@rambler.ru

И. Ф. Хисматов, докторант Военного учебно-научного центра ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина», к.т.н.

Ключевые слова: *канал связи, эпсилон-энтропия, пропускная способность, двоичный код, аналоговая информация, радиовидение, вероятность ошибки, радиолокационная станция.*

В теории радиотехнических систем передачи информации мерой достоверности передачи дискретных сообщений является вероятность ошибки P_e. При этом часто имеется в виду вероятность ошибки приема одного бита сигналов. Мерой достоверности передачи непрерывных сообщений, как правило, служит относительный средний квадрат ошибки ε^2. В области цифровой передачи аналоговых сообщений возможность оценить совершенство данного варианта системы открывает теория эпсилон-энтропии.

В [1] выведены выражения эпсилон-энтропии аналоговых сообщений в цифровых системах связи без помех для передачи случайной величины, случайного процесса и случайной функции для переменных.

Цифровые каналы связи с помехами характеризуются пропускной способностью. Она довольно хорошо изучена, и сегодня известны различные численные способы ее оценки для возможных приложений. В [2] описан способ оценки пропускной способности каналов связи с многопозиционной фазовой манипуляцией и проведено сравнение полученных зависимостей с формулой Шеннона.

Ниже предложена методика общей оценки качества передачи по цифровому каналу связи (КС) с помехами аналоговой радиолокационной информации (РИ), использующая и характеристику пропускной способности, и теорию эпсилон-энтропии. Такая методика применима в некоторых системах с дифференциальной импульсно-кодовой манипуляцией, когда передается цифровая разность наблюдения и предсказанного значения [3], цифровые сигналы РИ можно считать независимыми и равновероятными, а применяемый двоичный код — равномерным.

В основе функционирования цифровой радиолокационной станции с синтезированной апертурой антенны (РСА) лежит, как известно [4], представление выборочных значений квадратурных составляющих цифровыми сигналами. Полезной информацией источника сообщений, заключенной в цифровых сигналах, является гауссовское изотропное поле радиолокационного рельефа (РЛР), которое характеризуется пространственными координатами β и γ соответствующих точек рельефа $a_c(\beta, \gamma)$ и $a_s(\beta, \gamma)$. Заданы двумерные плотности вероятностей РЛР:

$$p[a_c(\beta, \gamma)] = p[a_s(\beta, \gamma)],$$

экспоненциальная корреляционная функция

$$R_c(\beta,\gamma) = R_s(\beta,\gamma) = D_\alpha \exp\left\{\alpha\sqrt{\beta^2+\gamma^2}\right\} \tag{1}$$

и спектральная плотность сообщения

$$G_\alpha(f_\beta, f_\gamma),$$

где $f_\beta \geq 0$; $f_\gamma \geq 0$ — пространственные частоты.

Пусть аналого-цифровое преобразование $a_c(\beta, \gamma)$ и $a_s(\beta, \gamma)$ в $a_c{}^*(\beta, \gamma)$ и $a_s{}^*(\beta, \gamma)$ происходит с ошибкой

$$E = a(\beta, \gamma) - a^*(\beta, \gamma).$$

Мерой точности выберем средний квадрат ошибки $\varepsilon = \mathrm{M}[E^2]$.

Эпсилон-энтропия H_ε (по Колмогорову—Шеннону) равна минимальному количеству взаимной информации об $a(\beta, \gamma)$ в $a^*(\beta, \gamma)$ при заданной ошибке ε^2:

$$H_\varepsilon = \min[H_a - H_a(a^*)] = H_a - \max H_a(a^*), \tag{2}$$

где H_a и $H_a(a^*)$ — дифференциальные энтропии безусловного и условного распределений.

Выведем формулу эпсилон-энтропии для гауссовской случайной величины, как это сделано в [1]. Для гауссовской случайной величины a с дисперсией D_α имеем

$$H_a = 0{,}5\log_2(2\pi e D_\alpha). \tag{3}$$

Поскольку энтропия $H_a(a^*) = H_{a^*+E}(a^*)$ максимальна, когда a^* и E независимы и E характеризуется нормальной плотностью вероятностей, для определения эпсилон-энтропии можно использовать равенство

$$\max H_a(a^*) = H(E) = 0{,}5\log_2(2\pi e\varepsilon^2). \tag{4}$$

Подставив (3) и (4) в выражение (2), получим формулу эпсилон-энтропии H_ε гауссовской случайной величины:

$$H_\varepsilon = 0{,}5\log_2(D_\alpha/\varepsilon^2). \tag{5}$$

Вернемся к случаю, когда сообщением служит поле РЛР. Основной характеристикой передачи этого поля по КС является информационная производительность источника сообщений C_ε, равная эпсилон-энтропии, приходящейся на единицу поверхности РЛР.

В теории эпсилон-энтропии C_ε определяется следующим образом. Разобьем область пространственных частот $f_\beta \geq 0$ и $f_\gamma \geq 0$ на малые интервалы df_β и df_γ. В каждом таком интервале дисперсия сообщения dD_α равна $G_\alpha(f_\beta, f_\gamma)d(f_\beta)d(f_\gamma)$, двумерная спектральная плотность шума цифрового представления — $G_\varepsilon(f_\beta, f_\gamma)$, а мощность шума dD_ε в элементарной полоске $d(f_\beta)d(f_\gamma)$ равна $G_\varepsilon(f_\beta, f_\gamma)d(f_\beta)d(f_\gamma)$. Применив теорему отсчетов к частотно-ограниченным по f_β- и f_γ-функциям элементарных полосок, а также используя (5), получим

$$dC_\varepsilon = \min \log_2 \frac{G_\alpha(f_\beta, f_\gamma)}{G_\varepsilon(f_\beta, f_\gamma)} d(f_\beta)d(f_\gamma).$$

Проинтегрировав равенство, имеем

$$C_\varepsilon = \min \iint_0^\infty \log_2 \frac{G_\alpha(f_\beta, f_\gamma)}{G_\varepsilon(f_\beta, f_\gamma)} d(f_\beta)d(f_\gamma), \tag{6}$$

где $G_\varepsilon(f_\beta, f_\gamma)$ удовлетворяет условию нормировки

$$\iint_0^\infty G_\varepsilon(f_\beta, f_\gamma) d(f_\beta)\, d(f_\gamma) = \varepsilon^2 \qquad (7)$$

и условию

$$G_\varepsilon(f_\beta, f_\gamma) \le G_\alpha(f_\beta, f_\gamma). \qquad (8)$$

Решая в (6) вариационную задачу определения экстремальной функции $G_\varepsilon(f_\beta, f_\gamma)$, получаем

$$G_\varepsilon(f_\beta, f_\gamma) = \lambda^2 = \text{const}. \qquad (9)$$

Итак, формулы (7)—(9) совместно определяют пространственный спектр шума квантования

$$G_\varepsilon(f_\beta, f_\gamma) = \begin{cases} \lambda^2, f_\beta^2 + f_\gamma^2 \le r^2; \\ G_\varepsilon(f_\beta, f_\gamma), f_\beta^2 + f_\gamma^2 > r^2, \end{cases} \qquad (10)$$

где r — радиус круга, образуемого при рассечении спектральной плотности $G_\varepsilon(f_\beta, f_\gamma)$ поверхностью λ^2. Для его определения можно принять $f_\beta = 0$; $f_\gamma = r$ и использовать равенство

$$\lambda^2 = G_\alpha(f_\beta = 0, f_\gamma = r). \qquad (11)$$

Подставив (10) и (11) в формулу (6), получим

$$C_\varepsilon = \iint_{f_\beta^2 + f_\gamma^2 \le r^2} \log \frac{G_\alpha(f_\beta, f_\gamma)}{G_\varepsilon(f_\beta = 0, f_\gamma = r)} d(f_\beta) d(f_\gamma). \qquad (12)$$

Используя (1), найдем пространственную спектральную плотность сообщения:

$$G_\alpha(f_\beta, f_\gamma) = \iint_{-\infty}^{\infty} R(\beta,\gamma) \exp\{-j2\pi(f_\beta \beta + f_\gamma \gamma)\} \times \\ \times d(f_\beta) d(f_\gamma) = \frac{2\pi\alpha D_\alpha}{(\alpha^2 + 4\pi^2 f_\beta^2 + 4\pi^2 f_\gamma^2)^{3/2}}. \qquad (13)$$

Подставив (13) в равенство (12), получим формулу эпсилон-энтропии плоского РЛР:

$$C_\varepsilon = \frac{\alpha^2 1{,}5\pi}{\ln 2}\left[\frac{r^2}{\alpha^2} + \frac{1}{4\pi^2} \ln\left(1 + 4\pi^2 \frac{r^2}{\alpha^2}\right)\right] = \alpha^2 \overset{o}{G}_\varepsilon, \qquad (14)$$

где $\overset{o}{G}_\varepsilon$ — нормированная спектральная плотность.

Из условия нормировки (7) для спектральной плотности шума квантования (10) получим выражение нормированной дисперсии шума квантования $\overset{o}{\varepsilon}{}^2$:

$$\overset{o}{\varepsilon}{}^2 = \frac{\varepsilon^2}{D_\alpha} = \frac{1 + 6\pi^2 \frac{r^2}{\alpha^2}}{\left(1 - 4\pi^2 \frac{r^2}{\alpha^2}\right)\sqrt{1 + 4\pi^2 \frac{r^2}{\alpha^2}}}. \qquad (15)$$

Введем понятие ширины кадра Δ, т. е. глубины полосы обзора реальной РСА. С учетом этого формулу (14) можно записать в виде, характеризующем эпсилон-энтропию на кадр Δ в единицу времени t:

$$C_\varepsilon = v\Delta \frac{\alpha^2 1{,}5\pi}{\ln 2}\left[\frac{r^2}{\alpha^2} + \frac{1}{4\pi^2} \ln\left(1 + 4\pi^2 \frac{r^2}{\alpha^2}\right)\right], \qquad (16)$$

где v — скорость полета носителя РСА.

Зададимся реальными характеристиками для РСА и с учетом (15) и (16) построим график зависимости

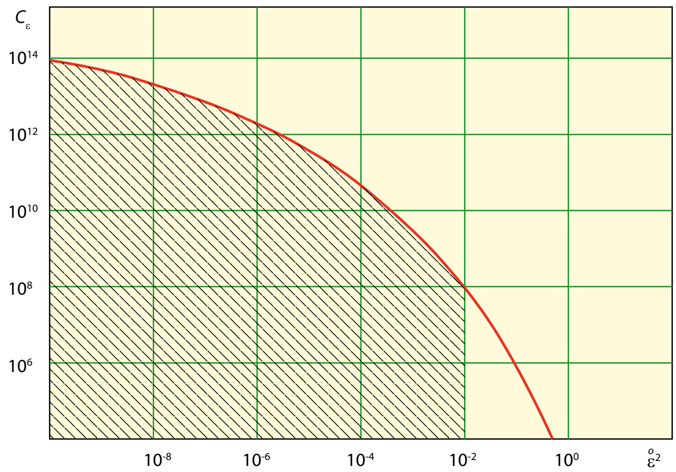

Рис. 1

эпсилон-энтропии на кадр в единицу времени C_ε от заданного среднего квадрата ошибки передачи РЛР ε^2.

Пусть скорость полета носителя РСА $v = 1500$ м/с, ширина кадра $\Delta = 10^4$ м, а $\alpha = 0{,}016$ зададим из условия, что на один элемент разрешения приходится пять отсчетов дискретизации. В реальных системах такая избыточность связана с необходимостью повысить точность воспроизведения РЛР за счет увеличения таким образом отношения сигнал/шум.

На рис. 1 представлена зависимость C_ε от $\overset{o}{\varepsilon}{}^2$, которая, по сути, характеризует производительность источника радиолокационной информации.

Зададимся параметрами системы при отсутствии помех в КС, т. е. $\overset{o}{\varepsilon}{}^2_o$ с соответствующим ему значением C_o. Отметим их на рис. 1 и отбросим заштрихованную часть при $\overset{o}{\varepsilon}{}^2 < \overset{o}{\varepsilon}{}^2_o$, так как в нашем случае она встречаться не будет. В приведенном примере принято, что $\overset{o}{\varepsilon}{}^2_o = 10^{-2}$. При этом $C_o = 10^8$ дв.ед./с. Тогда для этих условий получим кривую (рис. 2, *а*).

Оценить качество передачи РЛР по КС с ошибками можно, объединив теорию эпсилон-энтропии с пропускной способностью двоичного КС. Рассмотрим двоичный КС, согласованный с источником сообщений при отсутствии помех по скорости передачи G.

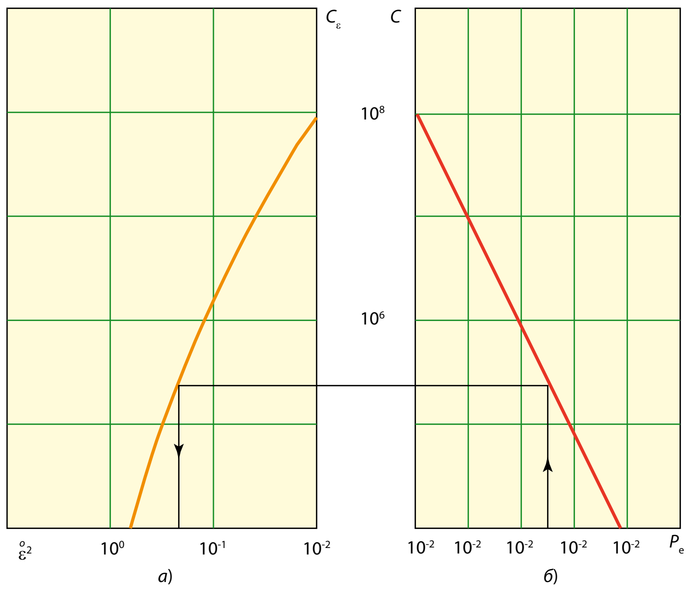

Рис. 2

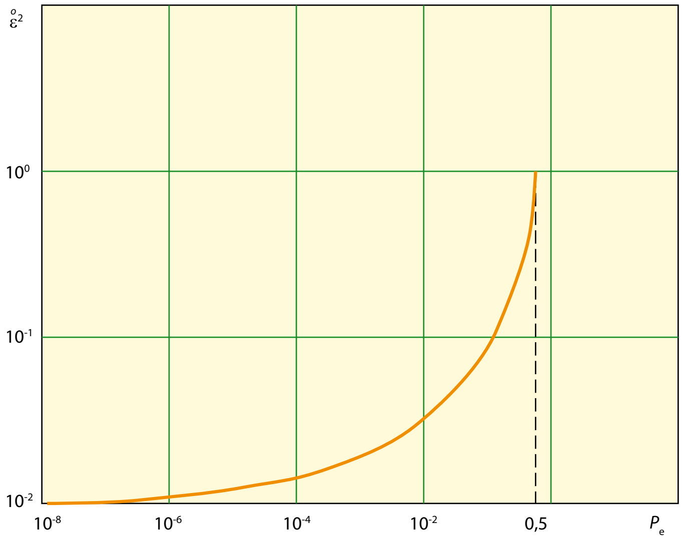

Рис. 3

В наиболее простом варианте двоичного КС скорость передачи информации максимальна и достигает пропускной способности при одновременном выполнении следующих условий: канал без памяти, канал симметричный, передаваемые сигналы равновероятны, передаваемые сигналы независимы.

Для равновероятных двоичных сигналов пропускную способность можно представить в виде

$$C = \frac{1}{T}\left[1 + P_e \log P_e + (1 - P_e)\log(1 - P_e)\right], \qquad (17)$$

где T — длительность двоичных сигналов.

Графическое изображение кривой пропускной способности цифрового канала связи с помехами, рассчитанной по (17), представлено на рис. 2, *б*.

При отсутствии в КС помех пропускная способность такого канала равна $C_o = \frac{1}{T}$. В нашем примере $C_o = 100$ Мбит/с. При наличии в КС помех пропускная способность уменьшается. Максимально возможное значение вероятности ошибки в двоичном канале с равновероятными сигналами равно 0,5. Такая вероятность ошибки будет в случае, если КС не работает, т.е. пропускная способность канала равна нулю.

Сопоставив графики *а* и *б* на рис. 2, по схеме, указанной стрелками, получим зависимость минимального среднего квадрата ошибки передачи аналогового сообщения по КС от вероятности ошибки принимаемых битов (рис. 3).

Выведенная выше зависимость $\overset{o}{\varepsilon}{}_o^2$ от P_e характеризует потенциальную помехоустойчивость системы связи, для которой невозможно получить более низкое значение $\overset{o}{\varepsilon}{}_o^2$, так как система определена при условии полного статистического согласования источника сообщений с КС.

Следует заметить, что формула (17) справедлива только для двоичного КС. На самом деле, как указывалось выше, РИ кодируется двоичным кодом определенной длины n и в общем случае цифровые сигналы $a_c^*(\beta, \gamma)$ и $a_s^*(\beta, \gamma)$ длины n не являются независимыми и равновероятными. Однако в некоторых системах с дифференциально-импульсной кодовой манипуляцией, когда передается цифровая разность наблюдения и предсказанного значения, цифровые сигналы РИ можно считать независимыми и равновероятными, а применяемый двоичный код равномерным. Пропускную способность для такого КС можно рассчитать по формуле

$$C = \frac{1}{T}\left[\log_2 n + \frac{P_e \log_2 P_e}{n-1} + (1 - P_e)\log_2(1 - P_e)\right]. \qquad (18)$$

Выражение (18) удобно тем, что характеризуется длиной кода n передаваемого символа, а следовательно, пропускная способность будет зависеть от способа кодирования, что позволит оценивать качество системы связи при различных двоичных кодах.

С помощью предложенной методики можно будет оценить качество различных вариантов цифровых систем связи аналоговой РИ, учитывая полное статистическое согласование источника сообщений с КС.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Величкин А.И.** Передача аналоговых сообщений по цифровым каналам связи.— М.: Радио и связь, 1983.
2. **Худяков Г.И.** Оценка пропускной способности каналов авиационной цифровой электросвязи//Электросвязь.— 2009.— № 5.
3. **Величкин А.И., Сухоруков А.И.** Помехоустойчивость вариантов передачи непрерывных сообщений по цифровым каналам связи//Электросвязь.— 1995.— № 9.
4. **Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю.** Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли.— М.: Радиотехника, 2005.

Получено после доработки 06.04.10

ИНФОРМАЦИЯ

«РОСТЕЛЕКОМ» РАСШИРИЛ ПРОПУСКНУЮ СПОСОБНОСТЬ КАНАЛОВ «ВОЛГАТЕЛЕКОМА» ДО 42 ГБИТ/С

Объем интернет-трафика в регионах деятельности «ВолгаТелеком» стремительно растет, поэтому «Ростелекома», чтобы повысить качество и надежность услуг доступа к Всемирной сети для частных и корпоративных пользователей, увеличил полосу пропускания каналов магистрального Интернета до 42 Гбит/с. Это позволяет не только существенно увеличить скорость подключения клиентов и партнеров «ВолгаТелекома» к сети Интернет, но и обеспечить пользователей доступными по стоимости услугами.

Данное повышение быстродействия сети было осуществлено в рамках программы «Ростелекома» по развитию сотрудничества с компаниями, входящими в холдинг «Связьинвест». Целями данной программы являются не только укрепление рыночных позиций компаний холдинга, но и ускоренная реализация в регионах важнейших общефедеральных программ, таких как «Социальный Интернет» и «Электронное правительство».