

**Г. В. АЛЕШИН**, д-р техн. наук, проф., УкрГАЗТ, Харьков;  
**Д. А. БОЙКО**, асп., УкрГАЗТ, Харьков

## **МЕТОД ОПТИМАЛЬНОГО СОГЛАСОВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ИНФОРМАЦИОННОГО И СИНХРОНИЗИРУЮЩЕГО КАНАЛОВ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ПО УСЛОВНОМУ КРИТЕРИУ МИНИМАЛЬНОЙ ОШИБКИ ПЕРЕДАЧИ**

У роботі досліджено вплив оптимального розподілу енергетичного потенціалу між інформаційним та синхронізуючим каналами на завадостійкість цифрової системи передачі для систем з розділеними інформаційним та синхронізуючим каналами. Отримані співвідношення для визначення вірогідності помилки прийому відеоімпульса, а також бітової помилки цифрових систем передачі з урахуванням впливу підсистем синхронізації.

The influence of the optimal distribution of the energy potential between the information and synchronization channels immunity of digital transmission systems for systems with separate information and synchronization channels. The equations to determine the error probability of receiving the video pulse, and bit error digital transmission systems taking into account the influence of subsystems synchronization.

**Введение.** Стремительное возрастание скоростей обмена данных в современных цифровых системах передачи (ЦСП) SDH, радиорелейных, тропосферных, спутниковых системах связи, обусловленного ростом мультимедийного трафика на железнодорожном транспорте, приводит к необходимости повышения требований к качеству подсистем синхронизации для сохранения высокой помехоустойчивости. Однако при этом современные проекты не в достаточной степени учитывают влияние подсистемы синхронизации на показатели качества цифровых систем передачи.

Помехоустойчивость как наиболее важный показатель качества можно охарактеризовать вероятностью битовой ошибки (BER) в цифровой системе передачи информации  $p_{\text{BER}}$ , которая зависит не только от схемы принятия решения об информационном символе, но и от схем удержания тактовой синхронизации в полосе удержания, от схем цикловой и сверхциклового синхронизации. То есть,  $p_{\text{BER}}$  является совмещением всех указанных событий, определяемых соответственно вероятностью ошибочного принятия решения об информационном символе ( $p_{\text{ош}}$ ), вероятностями срыва тактовой ( $p_{\tau}$ ), цикловой ( $p_{\text{цк}}$ ) и сверхциклового ( $p_{\text{сцк}}$ ) синхронизации:

$$p_{\text{BER}} = 1 - (1 - p_{\text{ош}})(1 - p_{\tau})(1 - p_{\text{цк}})(1 - p_{\text{сцк}}). \quad (1)$$

Вероятность срыва какого-либо типа синхронизации превосходит на порядок вероятность ошибочного решения в решающей схеме, что приводит к срыву стабильной работы системы. Вот почему вопрос о влиянии схем синхронизации вполне актуален. Поэтому в работе исследовано влияние оптимального распределения энергетического потенциала между информационным и синхронизирующим каналами на помехоустойчивость цифровой системы передачи. Причем, наличие ограничений на энергетический потенциал в сис-

темах с разделенными информационным и синхронизирующим каналами приводит к необходимости отыскания оптимальных соотношений между энергетическими потенциалами информационных и синхронизирующих каналами. В данной работе будет рассматриваться ограничение по пиковой мощности.

**Постановка задачи.** При постановке задачи оптимального распределения энергетического потенциала между информационными и синхронизирующими каналами будем предполагать следующее:

- информационные сигналы представляют собой последовательности видеоимпульсов, регистрируемых на приемной стороне на уровне (пороге)  $U_m/2$ , где  $U_m$  – максимальный уровень напряжения сигнала;
- система должна быть экономичной и способной работать с достаточно малыми энергетическими потенциалами;
- информационные сигналы и сигналы синхронизации передаются по отдельным каналам;
- синхронизация принудительная (с применением устройств фазовой автоподстройки частоты ФАПЧ с двухканальным дискриминатором).

**Определение вероятности ошибочного принятия решения об информационном символе.** Оценим помехоустойчивость для двоичной системы с аддитивным белым гауссовым шумом в канале, когда решение о принятии импульса происходит при достижении порога  $U_m/2$ .

Вероятность ошибки при переходе логического нуля в логическую единицу, обусловленная влиянием положительной помехи  $n(t)$ , когда искаженный сигнал превышает пороговый уровень регистрации символа, определяется следующим образом:

$$p_{\text{ош1}} = p(1/0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} \int_{\frac{U_m}{2}}^{\infty} e^{-\frac{n^2}{2\sigma_n^2}} dn = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\frac{U_m}{2\sigma_n}}^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = Q\left(\frac{U_m}{2\sigma_n}\right), \quad (2)$$

где  $\sigma_n^2$  – дисперсия помехи  $n(t)$ ;  $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = 1 - F(x)$  – дополнительная функция ошибок;  $F(x)$  – интеграл вероятности (Лапласа-Гаусса).

Вероятность ошибки при переходе логической единицы в логический нуль, возникающей в результате влияния отрицательной помехи  $n(t)$ , когда искаженный сигнал не достигает порогового уровня регистрации символа, определяется следующим образом:

$$p_{\text{ош2}} = p(0/1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-\frac{U_m}{2\sigma_n}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = Q\left(-\frac{U_m}{2\sigma_n}\right). \quad (3)$$

Для критерия идеального наблюдателя эти вероятности равны, кроме того,

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{-x} e^{-\frac{t^2}{2}} dt = Q(-x).$$

Таким образом, вероятность ошибки приема видеопульса будет определяться как сумма вероятностей  $p_{\text{ош1}}$  и  $p_{\text{ош2}}$ :

$$p_{\text{ош}} = p(1/0) + p(0/1) = p_{\text{ош1}} + p_{\text{ош2}} = 2Q\left(\frac{U_m}{2\sigma_{\text{н}}}\right) = 2Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right), \quad (4)$$

где  $q_2$  – отношение сигнал/шум на выходе информационного канала.

**Определение вероятности срыва тактовой синхронизации.** Вероятность срыва тактовой синхронизации определяется следующим выражением:

$$p_{\tau} = 2Q\left(\frac{\tau_{\text{ноп}}}{\sigma_{\tau}}\right) = 2Q\left(\frac{\alpha t_{\text{н}}}{\sigma_{\tau}}\right), \quad (5)$$

где  $\sigma_{\tau}^2$  – дисперсия джиттера положения импульса;  $t_{\text{н}}$  – длительность импульса;  $\tau_{\text{ноп}} = \alpha t_{\text{н}}$  – допустимый диапазон удержания тактов;  $\alpha$  – относительная полоса удержания,  $\alpha < 0,2$ .

Дисперсия оценки параметра сигнала двухканальным дискриминатором определяется следующим образом [2]:

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{\Delta \tau^2}{2q_1}, \quad (6)$$

где  $q_1$  – отношение сигнал/шум на выходе синхронизирующего канала;  $\Delta \tau = \frac{t_{\text{н}}}{2}$  – диапазон измерений джиттера.

При этом условии диапазон измерений фазы тактовой частоты ФАПЧ будет определяться следующим образом:

$$\Delta \tau = \frac{2}{3} \cdot \frac{t_{\text{н}}}{2} = \frac{t_{\text{н}}}{3}. \quad (7)$$

Таким образом, подставляя (6) и (7) в формулу (5), получим следующее выражение:

$$p_{\tau} = 2Q\left(\frac{\alpha t_{\text{н}}}{\sigma_{\tau}}\right) = 2Q\left(6\alpha\sqrt{q_1}\right) = 2Q\left(\eta\sqrt{q_1}\right), \quad (8)$$

где  $\eta = 6\alpha$  – параметр канала синхронизации.

Тогда с учетом влияния канала тактовой синхронизации вероятность ошибки передачи информации, определяющей помехоустойчивость, можно определить как:

$$p_{\text{BER}} = 1 - \left(1 - 2Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right)\right) \left(1 - 2Q\left(\eta\sqrt{q_1}\right)\right); \quad (9)$$

$$p_{\text{BER}} = 2 \left[ Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right) + Q\left(\eta\sqrt{q_1}\right) - 2Q\left(\frac{\sqrt{q_2}}{2}\right) Q\left(\eta\sqrt{q_1}\right) \right]. \quad (10)$$

Рассмотрим влияние ограничения по пиковой мощности передатчика  $P$  на

выражение (10):

$$P_1 + P_2 = P_n, \quad (11)$$

где  $P_1$  и  $P_2$  – мощности синхронизирующего и информационного каналов соответственно.

В реальном случае, когда полосы каналов или время наблюдения сигналов в каналах одинаковы, равенство (11) можно заменить равенством (12), если поделить левую и правую часть на мощность помехи  $P_n$  на выходе каждого канала:

$$q_1 + q_2 = q, \quad (12)$$

где  $q$  – общий энергетический потенциал.

Если учесть остатки неортогональности синхронизирующего и информационного сигналов, равенство (12) можно уточнить. В случае работы радиоканалов с суммарным сигналом средняя за одинаковый достаточно большой интервал времени энергия суммарного сигнала  $\mathcal{E}$ , приведенная к единице сопротивления, равна [3]:

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}_1 + \mathcal{E}_2 + 2\sqrt{\mathcal{E}_1\mathcal{E}_2}\rho_{a_i-b_i}, \quad (13)$$

где  $\mathcal{E}_1$  и  $\mathcal{E}_2$  – энергии синхронизирующего и информационного каналов соответственно;  $\rho_{a_i-b_i} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K e^{-j(a_i-b_i)\pi}$  – знаковая нормированная взаимнокорреляционная функция синхронизирующего и информационного каналов;  $a_i$  и  $b_i$  – элементы (1 или 0) соответственно кодам синхронизирующего и информационного каналов.

В случае, когда сигналы ортогональны,  $\rho_{a_i-b_i} \approx 0$ . Тогда выражение (13) будет выглядеть следующим образом:

$$\mathcal{E} = \mathcal{E}_1 + \mathcal{E}_2, \quad (14)$$

Если подставить выражения (12) и (14) в (10), получим:

$$\min p_{\text{BER}} = 2 \left[ Q\left(\frac{\sqrt{qy_2}}{2}\right) + Q\left(\eta\sqrt{q(1-y_2)}\right) - 2Q\left(\frac{\sqrt{qy_2}}{2}\right)Q\left(\eta\sqrt{q(1-y_2)}\right) \right]; \quad (15)$$

при  $q_1 + q_2 \leq q$ ;

где  $y_2 = \frac{q_2}{q}$ ;  $q_1 = \frac{P_1 T}{N_0} = \frac{\mathcal{E}_1}{N_0} = (1-y_2)q$ ;  $q_2 = \frac{P_2 T}{N_0} = \frac{\mathcal{E}_2}{N_0} = y_2 \cdot q$ ;  $q = \frac{PT}{N_0} = \frac{\mathcal{E}}{N_0}$ ;

$N_0$  – спектральная мощность помехи.

Поскольку функция  $Q\left(\frac{\sqrt{qy_2}}{2}\right)$  является возрастающей, а  $Q\left(\eta\sqrt{q(1-y_2)}\right)$

– убывающей, то  $y_{2\text{опт}}$  можно определить следующим образом:

$$\frac{\sqrt{y_{2\text{опт}} \cdot q}}{2} = \eta \cdot \sqrt{(1-y_{2\text{опт}}) \cdot q};$$

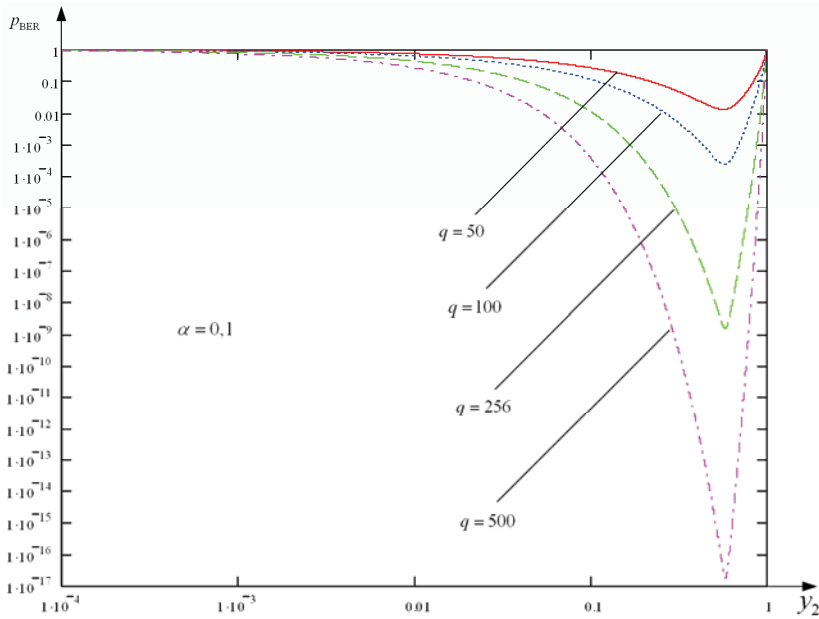


Рисунок 1 – Зависимости  $P_{BER}$  от значений  $y_2$  и  $q$  при фиксированном значении  $\alpha = 0,1$

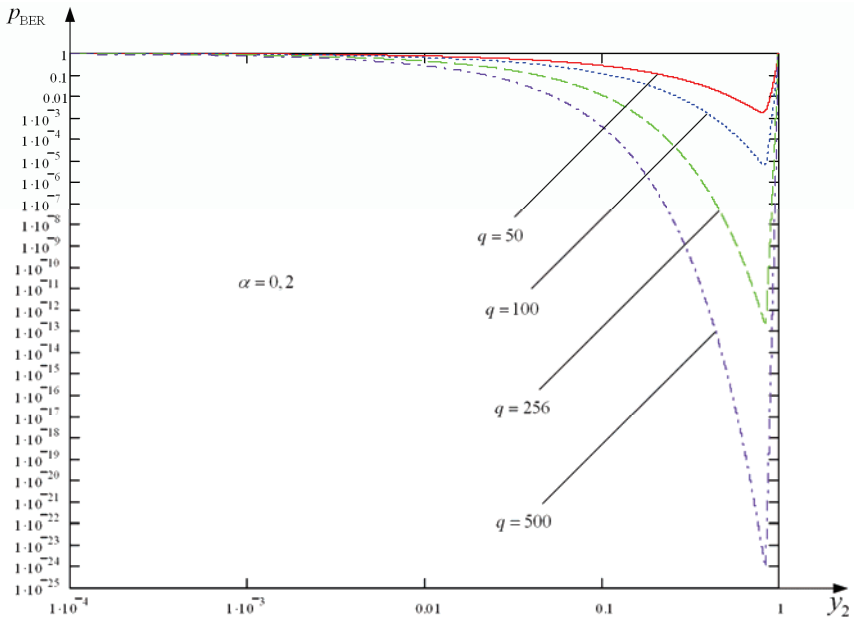


Рисунок 2 – Зависимости  $P_{BER}$  от значений  $y_2$  и  $q$  при фиксированном значении  $\alpha = 0,2$

$$y_{2\text{опт}} = \frac{4\eta^2}{1 + 4\eta^2}. \quad (16)$$

Как видно из формулы (16),  $y_{2\text{опт}}$  зависит только от параметра канала синхронизации  $\eta$ . Таким образом, только лишь при условии повышения точности подсистем тактовой синхронизации, увеличении относительной полосы удержания  $\alpha > 0,2$ , можно выделять нужную часть энергии сигнала на информационный канал.

На рис. 1-2 показано влияние отношения мощностей сигнала и помехи  $q$  на зависимости вероятности ошибки передачи информации  $p_{\text{BER}}$  от  $y_2$  при фиксированных значениях относительной полосы удержания  $\alpha$ , а на рис. 3 – влияние относительной полосы удержания  $\alpha$  на зависимость вероятности ошибки передачи информации  $p_0$  от  $y_2$  при фиксированном значении отношения мощностей сигнала и помехи  $q$ .

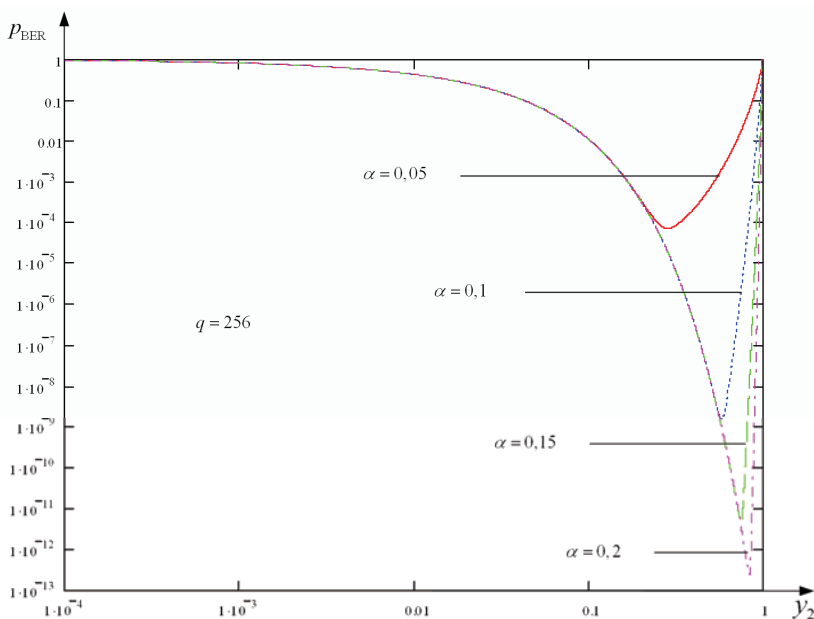


Рисунок 3 – Зависимости  $p_{\text{BER}}$  от значений  $y_2$  и  $\alpha$  при фиксированном значении  $q = 256$

**Выводы.** Учет влияния канала синхронизации ЦСП показал следующее:

- 1) существуют оптимальные значения параметров ЦСП, при которых достигается минимальная вероятность срыва или ошибочной работы ЦСП;
- 2) несоблюдение оптимальных значений энергетического потенциала информационного канала на 30 % от общего энергетического потенциала грозит повышением вероятности срыва работы ЦСП на один-два и более порядков;

3) при повышении требований к качеству подсистем синхронизации ( $\alpha$ ) энергетический потенциал канала синхронизации существенно растет.

Полученные соотношения и зависимости помогут оптимально выбирать соответствующие параметры ЦСП.

**Список литературы:** 1. Слепов Н. Н. Синхронные цифровые сети SDH. – М.: «Эко-трендз», 1997. – 148 с. 2. Альошин Г. В. Оцінка якості інформаційно-вимірювальних систем. – Харків, УкрДАЗТ, 2008. – 300 с. 3. Аleshин Г.В., Бойко Д.О. Оптимизация энергетического потенциала цифровых систем с учетом влияния синхронизирующего канала // Інформаційно-керуючі системи на залізничному транспорті. – № 1. – 2010. – С. 60-66.

*Поступила в редколлегию 01.04.2011*