

УДК 621.626

Метод синхронизации сигналов, использующих модуляцию с минимальным сдвигом в системах космической связи и управления

Ю. В. Стасев, В. И. Барсов, Л. С. Сорока

Харківський військовий університет

Надійшла до редакції 11.09.98

Пропонується метод синхронізації сигналів, що модулюються мінімальним зсувом, який дозволяє визначити та усунути помилку у виборі фази опорних коливаний під час прийому. Надаються результати синтезу та розрахунку робочих характеристик пристрою синхронізації цих сигналів у системах космічного зв'язку та управління.

Решение задачи организации разветвленных информационно — вычислительных сетей, способных обеспечить передачу больших потоков информации может быть достигнуто путем использования космических систем связи. В таких системах связи нашли широкое применение сигналы, использующие модуляции с минимальным сдвигом (ММС) и позволяющие обеспечить высокую скорость передачи информации в условиях ограниченной полосы частот, достаточно низкий уровень внеполосных излучений, малое различие между пиковой и средней мощностью излучаемого передатчиком колебания. Это особенно важно в космических системах связи, использующих нелинейный режим работы бортового передатчика, в условиях ограниченных энергетических ресурсов.

Однако при использовании в космической системе связи сигналов с ММС необходимо решать сложные технические задачи. Одной из таких задач является устранение ошибки выбора фазы на $\pi/2$ опорного поднесущего колебания, при приеме таких сигналов, влекущей за собой не только искажение принимаемой информации, но и затруднение в целом ввода системы космической связи в режим синхронизации.

Рассмотрим метод определения и устранения

ошибки указанного вида. Суть метода заключается в совместном использовании дифференциального кодирования модулирующих последовательностей $g(t)$ и двухканального устройства определения и устранения неопределенности в выборе фазы опорного колебания при приеме сигналов с ММС.

Алгоритмы оптимального приема сигналов с ММС, рассматриваемые в [1, 2], предполагают точное знание начальной фазы, что возможно лишь при наличии информации о ранее переданных информационном символах. Но, во-первых, при принятии решений об этих символах возможны ошибки, и во-вторых, любая реализация когерентного приема сопровождается неоднозначностью определения начальной фазы анализируемого полезного сигнала. Это приводит к тому, что в реальных условиях начальная фаза оказывается известной лишь с точностью до π , поэтому алгоритмы когерентного приема сигналов с ММС необходимо оптимизировать при равновероятных и неизвестных при приеме значениях начальной фазы равных 0, π или $\pi/2$. Следовательно, при наличии случайных значений фазы опорных колебаний метод формирования сигналов с ММС необходимо выбирать с учетом особенностей используемой фазовой синхронизации в приемном устройстве.

Как было отмечено ранее, одним из способов устранения неоднозначности определения начальной фазы анализируемого сигнала с ММС с точностью до π и $\pi/2$ является использование принципов дифференциального кодирования [2]. При этом известным способом входная двоичная информационная последовательность $g(t)$ разбивается на две последовательности четных $g_1(t)$ и нечетных $g_2(t)$ элементов, которые в свою очередь дифференциально кодируются по следующему правилу

$$b_k = b_{k-1} \oplus a_k,$$

где a_k и b_k — соответственно двоичные символы исходной и перекодированной последовательностей на K -м цикле передачи, принимающие значения 0 или 1; \oplus — знак суммирования по модулю два.

В результате подлежащая передаче информация вводится в соотношение значений информационных параметров соседних сигналов и сообщение, следовательно, содержится в различии информационных параметров смежных сигналов.

На следующем этапе посредством перекодированных информационных последовательностей $g_{k1}(t)$ и $g_{k2}(t)$ осуществляется фазовая модуляция гармонических поднесущих колебаний, находящихся в квадратуре $S'_1(t)$ и $S'_2(t)$ соответственно. Причем знак функции $S'_1(t)$ может изменяться лишь в моменты времени $t = 2nT_c$, когда огибающая этой квадратурной составляющей равна нулю, а огибающая функции $S'_2(t)$ в эти же моменты времени достигает максимального значения. Соответственно функция $S'_2(t)$ может изменить свой знак лишь в моменты времени $t = (2n + 1)T_c$, когда огибающая этой функции равна нулю, а функции $S'_1(t)$ имеет максимальное значение.

Таким образом обеспечивается непрерывность фазы результирующего сигнала $S(t)$ в моменты смены информационных сигналов, причем на каждом i -м интервале времени колебание $S(t)$ имеет постоянную огибающую и одно из двух возможных значений частоты $\omega_0 \pm \pi/2T_c$, где частота $\omega_0 + \pi/2T_c$ соответствует различным соседним символам, а частота $\omega_0 - \pi/2T_c$ — одинаковым. При выполнении перекодирования информационных последовательностей $g_1(t)$ и $g_2(t)$ учитываются также значения двоичных символов на предыдущем интервале обработки. Положительная полуволна в фазо-модулированных гармонических поднесущих колебаниях соответствует символу единицы, а отрицательная полуволна — нулю.

Будем считать, что на приемной стороне синхронизация по высокочастотному колебанию установлена и сохраняется только анализом приема после-

довательностей элементов, сообщений $g_1(t)$ и $g_2(t)$, содержащихся в $S'_1(t)$ и $S'_2(t)$ соответственно.

Необходимо отметить, что одновременно обрабатываются результирующие колебания двух каналов, в зависимости от того, какая из поднесущих, $S_{on1}(t) = \sin x$ или $S_{on2}(t) = \cos x$ во внутренней точке интервала наблюдения принимает нулевое значение. Таким образом, схема обработки приемного устройства должна быть двухканальной, причем правильному формированию выходного эффекта будет попеременно соответствовать результат на выходе только одного из каналов.

В результате обработки принимаемых сигналов получаем последовательности дифференциально кодированных четных $g_{k1}^*(t)$ и нечетных $g_{k2}^*(t)$ элементов исходной информационной последовательности $g(t)$. При этом значению единицы будет соответствовать символ «1», а значению нуля символ «-1». Если при приеме сигнала произошел скачок фазы опорного поднесущего колебания на $\pi/2$, или неправильно было выбрано изначально опорное колебание, то после описанной выше процедуры обработки принимаемых информационных последовательностей в результирующей последовательности будут появляться символы «0», в каждом из квадратурных каналов. Этот случай можно проиллюстрировать следующим образом. Пусть в результате скачка фазы на входе квадратурных каналов обработки присутствует один из сигналов:

$$\begin{aligned} S_3(t) &= S_{\perp}(t); & S_4(t) &= -S_{\perp}(t); \\ S_5(t) &= S_{\perp}^+(t); & S_6(t) &= -S_{\perp}^+(t), \end{aligned}$$

которые графически представлены на рис. 1.

Результат перемножения сигналов вида $S_3(t)$ или $S_4(t)$, являющихся разнополярными по знаку четвертями волн принимаемого колебания, с полуволной любой полярности опорного поднесущего колебания, на периоде существования этой полуволны, будет фиксироваться в последовательностях $g_{k1}^*(t)$ или $g_{k2}^*(t)$ на выходе квадратурного канала как символ «0». Появление символа «0» в двух квадратурных каналах будет свидетельствовать о неправильном выборе фазы опорных колебаний и необходимости ее сдвига на $\pi/2$.

Кроме этого, дифференциальное кодирование позволяет получить однозначный результат и при неопределенности знака опорного поднесущего колебания, т. е. скачке его фазы на π .

После декодирования информационных последовательностей известными способами и совмещения четных и нечетных элементов получаем исходную информационную последовательность $g(t)$. Следует отметить, что необходимое при реализации данного

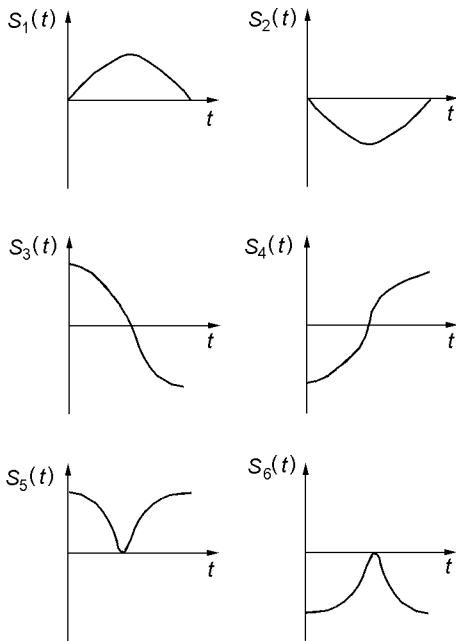


Рис. 1. Графики сигналов на входе приемного устройства

алгоритма перекодирование передаваемых информационных символов, связанное с переходом к относительным методам фазовой модуляции по каждому из квадратурных каналов, по существу не приводит к сколько-нибудь ощутимому усложнению устройств передачи и приема.

Поставим теперь задачу синтезировать схему, позволяющую обнаружить и устранить неопределенность по фазе опорного колебания при приеме сигналов с ММС.

Для решения этой задачи воспользуемся критерием Неймана—Пирсона [3], при этом будем считать ложной тревогой F — принятие решения о правильной настройке приемного устройства, т. е. в случае синфазности принимаемого и опорного колебаний. Соответственно правильным обнаружением D будем считать обнаружение на входе приемного устройства колебания, не синфазного опорному. Следовательно, необходимо максимизировать вероятность правильного обнаружения факта неправильной настройки приемника по фазе опорного колебания.

Если применить понятие отношения правдоподобия L , определяемое как

$$L = L(\bar{u}) = \frac{P(\bar{u}/\lambda = 1)}{P(\bar{u}/\lambda = 0)}, \quad (1)$$

то оптимальное правило принятия решения имеет вид

$$\lambda^* = 1 \quad \text{при } L > L_0, \quad (2)$$

$$\lambda^* = 0 \quad \text{при } L < L_0.$$

Следовательно, устройство обнаружения и устранения неопределенности по фазе, в соответствии с выражением (2) по принятому колебанию $\bar{u}(t)$, должно вычислять отношение правдоподобия L и сравнивать его с пороговым значением L_0 . Введем две условные плотности вероятности величины L , это, во-первых, плотность вероятности величины L при условии, что принимаемое колебание содержит сигнал не синфазный опорному колебанию — $P_{\text{н}}$, и во-вторых, — плотность вероятности величины L при условии, что принятое колебание содержит сигнал синфазный опорному колебанию — $P_{\text{с}}$, тогда с учетом (2) можно записать, что

$$F = \Pr\{L > L_0/\lambda = 0\} = \int_{L_0}^{\infty} P_{\text{н}}(L)dL, \quad (3)$$

и соответственно

$$D = \Pr\{L > L_0/\lambda = 1\} = \int_{L_0}^{\infty} P_{\text{с}}(L)dL. \quad (4)$$

В дальнейшем будем учитывать, что в качестве выходного эффекта предлагаемого устройства вместо отношения правдоподобия L может быть использована любая монотонная функция отношения правдоподобия $f(L) = X$, так что правило принятия решения представляется в эквивалентном виде

$$\lambda^* = 1 \quad \text{при } f(L) > f(L_0), \quad (5)$$

$$\lambda^* = 0 \quad \text{при } f(L) < f(L_0).$$

Тогда с учетом поставленной задачи будем считать, что на входе приемного устройства есть колебание

$$U(t) = \lambda S_{\perp}(t) + (1 - \lambda)S(t) + n(t), \quad (6)$$

где $n(t)$ — нормальный стационарный случайный процесс типа белый шум, $i = 1, \dots, 6$.

$$\lambda = \begin{cases} 1 & \text{— неправильная настройка приемника по фазе опорного колебания;} \\ 0 & \text{— правильная настройка приемника по фазе опорного колебания;} \end{cases}$$

В общем случае на входе приемного устройства может быть один из следующих сигналов

$$S_1(t) = S(t) \quad \text{и} \quad S_2(t) = -S(t) \quad \text{при } \lambda = 0 \quad (7)$$

и

$$S_3(t) = S_{\perp}(t); \quad S_4(t) = -S_{\perp}(t); \quad S_5(t) = S_{\perp}^+(t)$$

$$\text{и} \quad S_6(t) = S(t) \quad \text{при } \lambda = 1, \quad (8)$$

которые графически представлены на рис. 1.

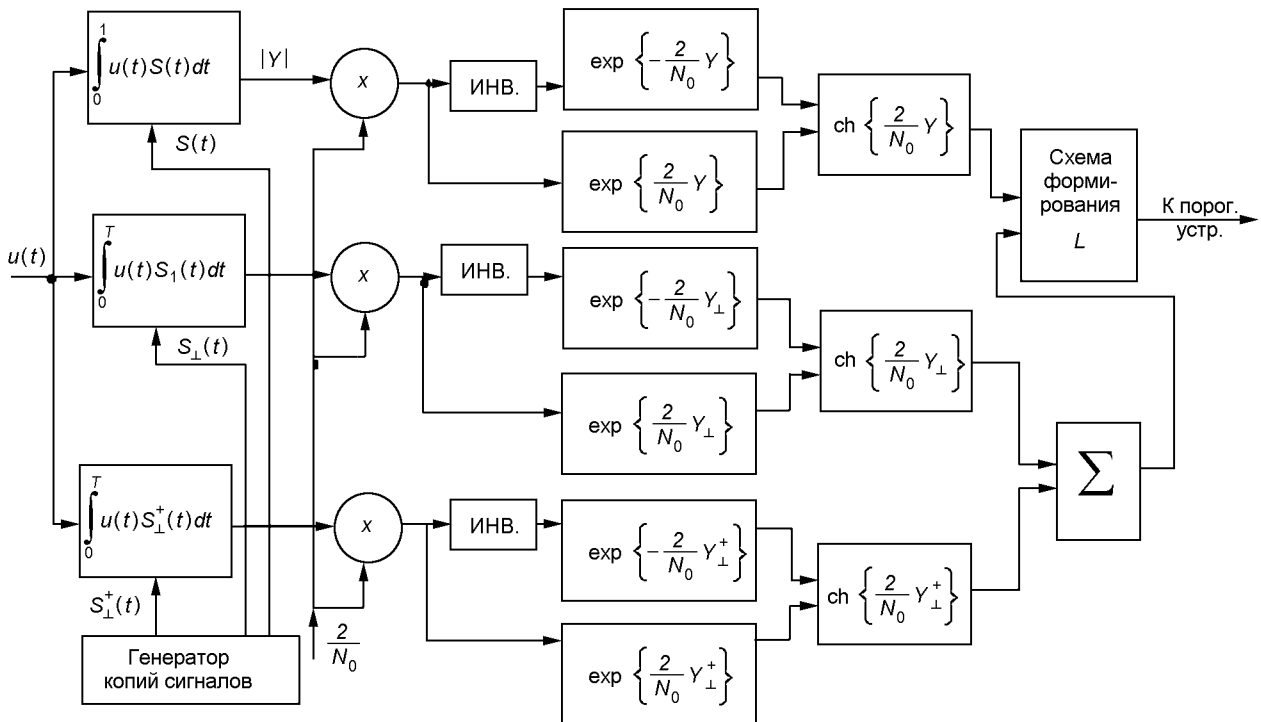


Рис. 2. Структурная схема устройства обнаружения и устранения неопределенности по фазе при приеме сигналов с ММС

Для упрощения вычислений ограничимся рассмотрением синтеза только одного канала обработки сигнала с ММС, пусть это будет канал с опорным колебанием типа $\sin x$, и обработка будет рассматриваться на текущем интервале без учета предшествующих. Также будем считать, что в приемном устройстве решена задача вхождения в синхронизм и установлена тактовая синхронизация.

Функции правдоподобия для рассматриваемого случая при условии, что передавался один из сигналов вида (7) или (8), имеют вид

$$\begin{aligned}
 P(\bar{u}/\lambda = 0, S_1) &= K \exp\left[-\frac{1}{N_0} \int_0^T [u(t) - S_1(t)]^2 dt\right], \\
 P(\bar{u}/\lambda = 0, S_2) &= K \exp\left[-\frac{1}{N_0} \int_0^T [u(t) - S_2(t)]^2 dt\right], \\
 P(\bar{u}/\lambda = 0, S_3) &= K \exp\left[-\frac{1}{N_0} \int_0^T [u(t) - S_3(t)]^2 dt\right], \quad (9) \\
 P(\bar{u}/\lambda = 0, S_4) &= K \exp\left[-\frac{1}{N_0} \int_0^T [u(t) - S_4(t)]^2 dt\right], \\
 P(\bar{u}/\lambda = 0, S_5) &= K \exp\left[-\frac{1}{N_0} \int_0^T [u(t) - S_5(t)]^2 dt\right],
 \end{aligned}$$

$$P(\bar{u}/\lambda = 0, S_6) = K \exp\left[-\frac{1}{N_0} \int_0^T [u(t) - S_6(t)]^2 dt\right].$$

Полагая сигналы $S_1(t)$ и $S_2(t)$, а также сигналы $S_3(t)$, $S_4(t)$, $S_5(t)$, $S_6(t)$ соответственно равновероятными, можно записать

$$P(S_1) = P(S_2) = \frac{1}{2}, \quad (10)$$

$$P(S_3) = P(S_4) = P(S_5) = P(S_6) = \frac{1}{4}.$$

Тогда с учетом представлений (7), (9) и (10) для сигналов $S_1(t)$ и $S_2(t)$ получим выражение для условной плотности вероятности:

$$\begin{aligned}
 P(\bar{u}/\lambda = 0) &= \sum_{i=1}^2 P(\bar{u}/\lambda = 0, S_i)P(S_i) = \\
 &= K_u \left[\exp\left\{-\frac{\varepsilon}{N_0}\right\} \right] \text{ch}\left\{\frac{2}{N_0}Y\right\}, \quad (11)
 \end{aligned}$$

где $Y = \int_0^T u(t)S(t)dt$ — корреляционный интеграл принимаемого колебания $u(t)$ с опорным сигналом $S(t)$, ε — энергия сигнала.

Аналогичным образом для сигналов $S_3(t)$, $S_4(t)$, $S_5(t)$ и $S_6(t)$ условные плотности вероятности $P(\bar{u}/\lambda = 1)$ имеют вид

$$P(\bar{u}/\lambda = 1) = \sum_{i=3}^6 P(\bar{u}/\lambda = 1, S_i)P(S_i) = \\ = \frac{K_0}{2} \left[\exp\left\{-\frac{\varepsilon}{N_0}\right\} \left[\operatorname{ch}\left\{\frac{2}{N_0} Y_{\perp}\right\} + \operatorname{ch}\left\{\frac{2}{N_0} Y_{\perp}^+\right\} \right] \right], (12)$$

где

$$Y_{\perp} = \int_0^T u(t)S_{\perp}(t)dt$$

— корреляционный интеграл принимаемого колебания $u(t)$ с опорным сигналом $S_{\perp}(t)$.

Теперь с учетом выражений (11) и (12) запишем оптимальную процедуру принятия решения в следующем виде

$$\lambda^* = 1 \quad \text{при } L > 2L_0, \\ \lambda^* = 0 \quad \text{при } L < 2L_0, (13)$$

где

$$L = \frac{\operatorname{ch}\left\{\frac{2}{N_0} Y_{\perp}\right\} + \operatorname{ch}\left\{\frac{2}{N_0} Y_{\perp}^+\right\}}{\operatorname{ch}\left\{\frac{2}{N_0} Y\right\}}.$$

Полученное решающее правило можно промоделировать схемно. На рис. 2 в соответствии с выражением (13) представлена структура одного канала двухканальной схемы устройства обнаружения и устранения неопределенности по фазе при приеме сигналов с ММС. Принимаемое колебание $u(t)$ подается на первые входы схем формирования корреляционных интегралов Y , Y_{\perp} , Y_{\perp}^+ , на вторые входы которых поступают копии сигналов $S(t)$, $S_{\perp}(t)$, $S_{\perp}^+(t)$ из генератора копий. Затем выходные эффекты схем формирования корреляционных интегралов, перемножаясь с коэффициентом $2/N_0$, поступают на схемы вычисления величин вида

$$\exp\left\{\pm \frac{2}{N_0} Y\right\}, \quad \exp\left\{\pm \frac{2}{N_0} Y_{\perp}\right\}, \quad \exp\left\{\pm \frac{2}{N_0} Y_{\perp}^+\right\}.$$

С их выхода сигналы поступают на соответствующие схемы вычисления гиперболических косинусов и далее на схему вычисления отношения правдоподобия L . Результат этого вычисления сравнивается с пороговым значением L_0 . Следствием такого сравнения является принятие решения о наличии (отсутствии) в принимаемом колебании сигнала, несинфазного опорному колебанию, и, при обнаружении такового, об перестройке фазы опорного генератора на $\pi/2$.

Приведенные выше расчеты и схемные решения выполнены, как отмечалось ранее, только для одного канала устройства определения и устранения

неопределенности по фазе, в частности для канала с опорным колебанием типа \sin . Аналогичный канал обнаружителя строится и для опорного колебания типа \cos . Результаты принятия решения по каждому из каналов в виде управляющих сигналов поступают на решающее устройство. Кроме того, на решающее устройство подается управляющий сигнал о «неправильной» настройке опорного генератора, если в результате дифференциального декодирования обнаружены нулевые комбинации в информационных последовательностях, формируемых обоими квадратурными каналами. В свою очередь, решающее устройство по результатам анализа полученных данных осуществляет, в случае необходимости, сдвиг фазы колебания, формируемого опорным генератором на $\pi/2$.

В рамках общей постановки задачи синтеза схемы устройства обнаружения и устранения неопределенности по фазе опорного колебания проведем расчет его рабочих характеристик и качественных показателей в соответствии с методикой [3].

Для равновероятных сигналов, имеющих одинаковые энергии с учетом (5), (10), считая, что $f_0(L)$ является логарифмической функцией, для случая $\lambda = 0$ можно записать

$$f_0(L) = \ln P(L/\lambda = 0) = \frac{2}{N_0} (q_{\perp}^+ - q), (14)$$

где

$$q = \int_0^T n(t)S(t)dt \quad \text{и} \quad q_{\perp} = \int_0^T n(t)S_{\perp}(t)dt$$

— случайные величины, полученные путем линейного преобразования случайного процесса $n(t)$.

Математическое ожидание и дисперсия величин $f_0(L)$ составляют соответственно

$$m_{f_0} = \langle f_0(L) \rangle = \frac{2}{N_0} (\langle q_{\perp}^+ \rangle - \langle q \rangle) = 0,$$

где

$$\langle q^2 \rangle = \langle q_{\perp}^{2+} \rangle = 0, (15)$$

$$G_{f_0(L)}^2 = \frac{4}{N_0^2} \langle (q_{\perp}^+ - q)^2 \rangle = \frac{4\rho}{N_0} = 4\rho,$$

где

$$\langle q_{\perp}^+ q \rangle = \frac{N_0}{2} \int_0^T S(t)S_{\perp}^+(t)dt = 0, \quad \langle q_{\perp}^+ \rangle = \langle q \rangle = \frac{\varepsilon N_0}{2},$$

ρ — значение отношения сигнал/шум на входе приемного устройства.

Аналогичным образом записывается функция $f_1(L)$ для случая $\lambda = 1$

$$f_1(L) = \ln P(L/\lambda = 1) = \frac{2}{N_0} |\varepsilon - q|. (16)$$

Математическое ожидание и дисперсия величины $f_1(L)$ составляют

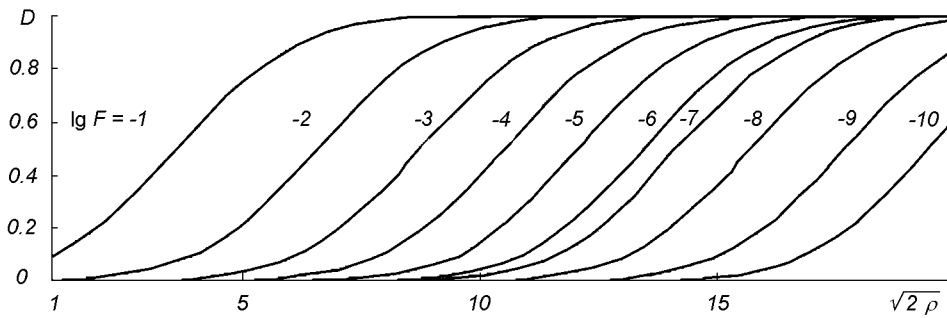


Рис. 3. Рабочие характеристики устройства обнаружения и устранения неопределенности по фазе опорного колебания при приеме символов с ММС

$$m_{t_1} = \langle f_1(L) \rangle = \frac{2\vartheta}{N_0} = 2\rho, \tag{17}$$

$$G_{t_1(L)}^2 = \frac{4}{N_0^2} \langle q^2 \rangle = 2\rho.$$

Тогда с учетом (15), (16) и (17) условные плотности распределения вероятности $P_n(f_0)$ и $P_{Sn}(f_1)$ для рассматриваемого случая будут иметь вид

$$P_n(f_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi G_{t_0}^2}} e^{-x_n^2 / (2G_{t_0}^2)}, \tag{18}$$

$$P_{Sn}(f_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi G_{t_1}^2}} e^{(x_n - m_{t_1})^2 / (2G_{t_1}^2)}. \tag{19}$$

В соответствии с (15) и (18) вероятность ложной тревоги F посредством интеграла вероятности $\Phi(Z)$, являющегося табулированной монотонно возрастающей функцией своего аргумента, равна

$$F = 1 - \Phi\left(\frac{X_n}{2G_{t_0}}\right) = 1 - \Phi\left(\frac{X_n}{4\sqrt{\rho}}\right). \tag{20}$$

Вероятность правильного обнаружения с учетом (17) и (19), также приводится к табличному интегралу

$$D = \Phi\left(\frac{m_{t_1} - X_n}{2G_{t_1}}\right) = \Phi\left(\frac{2\rho - X_n}{2\sqrt{2\rho}}\right). \tag{21}$$

Поскольку возможность обнаружения сигнала при оптимальном приеме с заданными вероятностями D и F не зависит от формы сигнала и определяется только отношением энергии сигнала к спектральной плотности шума, то для вычисления порогового уровня сигнала необходимо решать систему уравнений (20), (21) относительно ρ . Пользуясь табличными интегралами $\Phi(Z)$, по заданному значению F находится значение аргумента $X_n / 2G_{t_0}$, а по дисперсии $G_{t_0}^2$ вычисляется пороговое значение X_n .

На практике систему уравнений (20), (21) решают графически. Для этого путем исключения из (20), (21) параметра X_n / G_{t_0} строят семейство кривых, выражающих зависимость вероятностей D от вероятностей F и от энергетического соотношения сигнал/помеха (рис. 3). Анализ полученных рабочих характеристик показывает, что при установлении режима синхронизации в спутниковом канале связи возможно обнаружение и устранение неопределенности по фазе опорного колебания при приеме сигналов с ММС с вероятностью $D = 0.999$ при заданной вероятности ложной тревоги $F = 10^{-5}$.

Используя полученные рабочие характеристики обнаружителя неправильной настройки приемника, представленные на рис. 3, можно рассчитать и качественные показатели процедуры непосредственного обнаружения, которые также характеризуются двумя параметрами: вероятностью ложной тревоги F и вероятностью правильного обнаружения D [3].

Обычно качественные показатели схемы связывают с несколькими типами ошибок, возникающих при принятии решений. К ошибке первого типа относится вероятность ложной тревоги F . Для двухканального устройства вероятность ложной тревоги равна вероятности события, заключающегося в том, что хотя бы один из двух каналов дает выходной эффект, превышающий пороговый уровень и с учетом (20) эта вероятность определяется как

$$P_{\text{оnl}} = 2F = 2 \left[1 - \Phi\left(\frac{X_n}{4\rho}\right) \right]. \tag{22}$$

К ошибкам второго типа относится вероятность пропуска сигнала, когда при наличии сигнала, несинфазного опорному колебанию ($\lambda = 1$), формируется решение об отсутствии такового ($\lambda = 0$). При высокой достоверности обработки вероятность пропуска сигнала в многоканальной схеме равна веро-

ятности пропуска сигнала в одном канале, следовательно, можно записать расчетное выражение

$$P_{\text{ом}2} \approx 1 - D_1 = 1 - \Phi\left(\frac{2\rho - X_n}{2\sqrt{2\rho}}\right), \quad (23)$$

где D_1 — вероятность правильного обнаружения в одном канале.

Ошибка третьего типа заключается в том, что при правильном решении о наличии сигнала в принимаемом колебании несинфазного опорному ($\lambda^* = 1/\lambda = 1$) выбирается «неправильный» канал

$$P_{\text{ом}3} = \frac{1}{2} e^{-\rho/2}. \quad (24)$$

Для устранения неопределенности необходимо, чтобы совместно произошло два события, во-первых, правильно выполнено обнаружение полезного сигнала на входе приемника, и во-вторых, правильно решена задача распознавания. В результате для вероятности устранения неопределенности в рассматриваемой двухканальной схеме при заданном значении F можно записать выражение

$$P_{\text{вн}} = \left(1 - \frac{1}{2} e^{-\frac{\rho}{2}}\right) \Phi\left(\frac{2\rho - X_n}{2\sqrt{2\rho}}\right). \quad (25)$$

Как видно из вышеизложенного материала, качественные показатели обнаружителя зависят от порогового значения ρ на его входе, определяемого графически на основе заданных техническими условиями значений F и D по рабочим характеристикам, представленным на рис. 3, при этом вероятность ложной тревоги F обычно задается из условия работы системы при отсутствии сигнала и составляет $10^{-1} \div 10^{-3}$.

Таким образом, для предотвращения потери информации в случае использования сигналов с ММС, при скачке фазы опорного поднесущего колебания на $\pi/2$, целесообразно совместное использование двухканального обнаружителя факта неправильной настройки приемного устройства по фазе опорного колебания и дифференциального кодирования модулирующих последовательностей сигналов с ММС. Качественные показатели такого обнаружителя зависят от порогового отношения сигнал/шум на входе приемника, определяемого графически по его рабочим характеристикам, на основе заданных техническими условиями значений ложной тревоги F и вероятности правильного обнаружения D .

1. Макаров С. Б., Цикин И. А. Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания. — М.: Радио и связь, 1988.—304 с.
2. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. — М.: Связь, 1979.—592 с.
3. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. — М.: Радио и связь, 1983.—320 с.

METHOD FOR SYNCHRONIZING THE SIGNALS MODULATED WITH THE MINIMUM SHIFT IN SPACE COMMUNICATION AND CONTROL SYSTEMS

Yu. V. Stasev, V. I. Barsov, and Z. S. Soroka

We propose a method for synchronizing the signals modulated with the minimum shift. The method allows recognition and elimination of an error in choosing the reference oscillation phase in the reception of such signals. We describe some results of the synthesis and calculation of the performance of a device for the synchronization of these signals in space communication and control systems.