УДК 621.391.3

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МНОГОПОЗИЦИОННЫХ СИГНАЛОВ В БОРТОВЫХ СИСТЕМАХ АЭС

В.А. Мазепа, начальник отдела ФГУП «НИИ «Нептун», к.т.н.; inform@niineptun.ru
А.А. Рыжак, старший научный сотрудник ФГУ «24 ЦНИИ МО РФ»

Ключевые слова: *частотно-энергетический ресурс, многопозиционные системы связи, ортогональные и биортогональные сигналы, когерентный и некогерентный прием, условная полоса частот, средняя вероятность ошибки.*

Введение. Бортовые радиопередающие системы авиационной электросвязи, в силу специфики их эксплуатации и применения, имеют в своем составе, как правило, один-два передающих блока сравнительно небольшой мощности. Выделенные для связи полосы частот также ограничены, поэтому существенным является вопрос о рациональном использовании имеющегося частотно-энергетического ресурса [2]. Кроме того, необходимо, чтобы бортовая система была достаточно гибкой. В зависимости от обстановки она должна увеличивать или уменьшать скорость передачи информации при изменении производительности источника сообщений, а при ухудшении условий приема — повышать достоверность связи для заданной технической скорости передачи. Желательно также, чтобы в выделенной полосе частот была возможна работа нескольких корреспондентов.

Перечисленными выше свойствами обладают системы, использующие многочастотные (многопозиционные) режимы передачи и приема дискретных сообщений. Их практическое применение сдерживалось до определенного времени сложностью формирования и обработки многочастотных сигналов. Современный уровень развития цифровых технологий позволяет создавать многоканальные быстродействующие синтезаторы частот и радиоприемники, на базе которых можно строить многопозиционные системы (МС) с числом частот до тысячи и более. Такие МС имеют несомненные преимущества перед одноканальными системами, поскольку в них могут быть относительно просто реализованы эффективные адаптивные алгоритмы формирования сигналов, инвариантные к помеховой обстановке и интенсивности радиообмена. Они обладают наилучшими характеристиками, поскольку обеспечивают достоверную передачу сообщений со скоростями, достигающими пропускной способности канала связи [4].

Постановка задачи. Пусть источник выдает сообщение, закодированное (безызбыточным или корректирующим кодом) последовательностью равновероятных и независимых двоичных элементов с технической скоростью $R = 1/T_0$ элементов в секунду, где T_0 — длительность элемента сигнала. Канал имеет постоянные параметры, полоса пропускания его ограничена величиной F, причем в нем действует белый нормальный шум со спектральной плотностью N_0. Мощность сигнала на выходе канала не превышает P_c.

Сигналы в МС формируются следующим образом. Закодированное двоичным кодом сообщение разделяется на s пакетов по n элементов. Число их различных комбинаций в пакете составляет $m = 2^n$. Если каждой из них поставить в соответствие один из ортогональных сигналов:

$$S_r(t) = S_0(t)\cos(\omega_r t + \varphi_r), \quad (r-1)T \le t \le rT,$$

где $r = 1, 2, ..., m$; T — длительность сигнала, то получим сообщение, закодированное m-позиционным кодом.

Условия ортогональности определяются выражениями [3]:

$$|\omega_i - \omega_j| = k_r \pi / T - \text{при когерентном приеме;}$$
$$|\omega_i - \omega_j| = 2k_r \pi / T - \text{при некогерентном приеме,}$$

причем $i \ne j$; $i, j = \overline{1, m}$; k_r — любое целое положительное число.

Иными словами, каждые n элементов сообщения заменяются отрезками синусоидальных сигналов длительностью T, которые передаются последовательно по m частотным каналам.

Частотное кодирование возможно и другим способом. Для этого каждые первые, ..., n-е элементы пакетов объединяются в s-элементные блоки, для передачи которых используют соответственно $m = 2^s$ различных сигналов. Так поступают в комбинационных системах уплотнения с той лишь разницей, что каждому пакету соответствует отдельное сообщение. Далее будем считать, что количество передаваемых сигналов в МС составляет $m = 2^k$, где k — количество закодированных в r-м сигнале элементов.

Дополнительно в каждом частотном канале можно без расширения полосы частот разместить два противоположных сигнала, что позволяет при одинаковом m сократить количество частотных каналов вдвое. Получим систему сигналов:

$$\begin{cases} S_r(t) = S_0(t)\cos(\omega_r t + \varphi); \\ S_{r+m/2}(t) = S_0(t)\cos(\omega_r t + \varphi + \pi), \end{cases}$$

где $1 \le r \le m/2$.

При $k \ge 2$ эта система является биортогональной, так как для каждого сигнала $S_r(t)$ существует противоположный сигнал — $S_r(t) = S_{r+m/2}(t)$, а остальные $(2^k - 2)$ сигнала ортогональны $S_r(t)$. Она допускает только когерентный прием.

Важным положительным свойством МС является максимально эффективное использование мощности передатчика, поскольку обеспечивается минимально возможный для радиосигналов пикфактор, как и в двоичной системе (ДС).

Если технические скорости передачи в ДС и МС одинаковы, то условная минимальная полоса МС растет с увеличением количества каналов довольно быстро: $F_{\min}T = 2^{k-1}$ — в ортогональной системе при когерентном приеме (ОСК); $F_{\min}T = 2^{k-2}$ — при использовании биортогональной системы сигналов (БОС) и $F_{\min}T = 2^k$ — в ортогональной системе при некогерентном приеме (ОСН).

При условии равенства информационных скоростей, полоса увеличивается медленней: $F_{\min}T = 2^{k-1}$, $F_{\min}T = 2^{k-2}/k$ и $F_{\min}T = 2^k/k$ соответственно, так как сигналы МС в данном случае имеют в k раз большую длительность, а следовательно, и меньшую полосу. На рис. 1 приведены зависимости минимальной полосы, занимаемой МС при равенстве технических (*а*) и информационных (*б*) скоростей в ДС и МС, от величи-

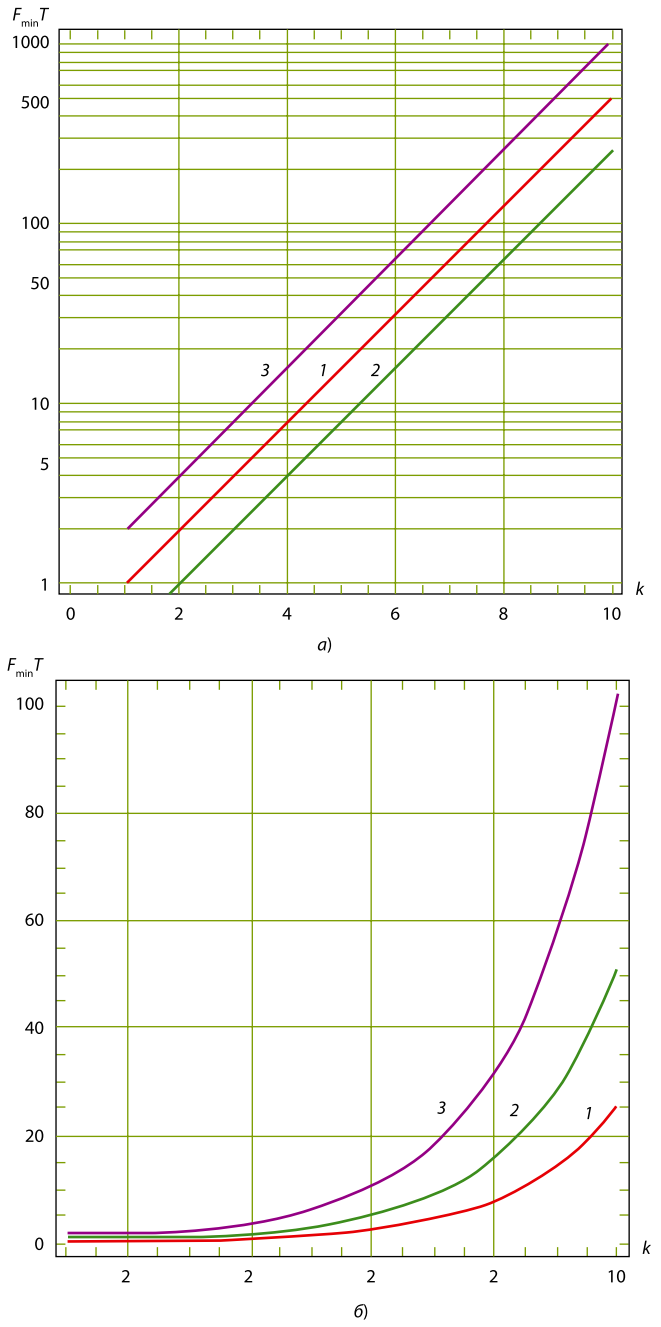

Рис. 1

ны $k = \log_2 m$. Кривая *1* соответствует ОСК, кривая *2* — БОС, кривая *3* — ОСН.

Обобщенная схема оптимального приемника многопозиционных сигналов, основанная на критерии идеального наблюдателя, представляет собой известную схему различения $m = 2^k$ сигналов, состоящую из такого же количества параллельных ветвей обработки.

Регистрация сигналов осуществляется путем определения решающим устройством ветви с максимальным уровнем сигнала V_r на ее выходе в моменты времени, кратные длительности сигнала T, с дальнейшим перекодированием декодером номера ветви в двоичный код исходного сообщения.

Структуры одиночной ветви при использовании корреляционного приема для ОСК и ОСН представлены на рис. 2, *а*, *б* соответственно. Для БОС в одном частотном канале может присутствовать один из двух противоположных сигналов.

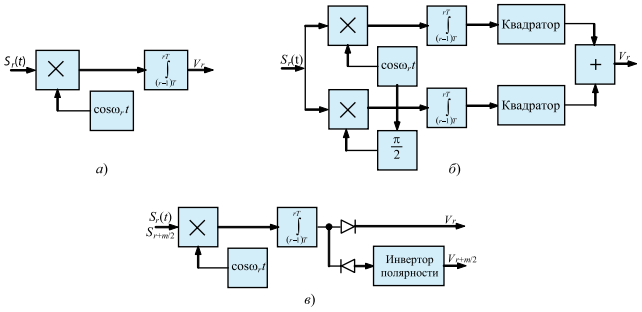

Рис. 2

Поэтому имеет смысл рассматривать сразу две ветви приема, которые состоят из аналогичной ОСК общей части и схемы разделения ветвей по полярностям (рис. 2, *в*).

В общем случае сигналы в МС могут представляться не только отрезками синусоид, но и более сложными сигналами такой же длительности, состоящими из n субэлементов. Средняя вероятность ошибки (СВО) элемента при этом не меняется, если выполняется условие

$$\int_0^T S_i(t) S_j(t)\,dt = \begin{cases} P_c T \text{ при } i = j, \\ 0 \text{ при } i \neq j. \end{cases}$$

Усложнение сигнала можно использовать, например, для синхронной передачи различных сообщений нескольким летательным аппаратам или для подавления сосредоточенных по спектру (синусоидальных) помех. На рис. 3 изображена ветвь приема для ОСН, которая реализует вышеперечисленные возможности. Она представляет собой корреляционную схему некогерентного приема сигнала $S_r(t)$ с когерентным накоплением субэлементов. Подобные структуры используются для приема в целом двоичных сигналов с блочными кодами [5].

Поясним ее работу на конкретном примере, когда $n = 2$. При этом получателей сообщений также двое. Пусть сообщения, предназначенные для них, передаются в МС различными сигналами:

$$\tilde{S}_{r_1} = \begin{cases} 1, \ 0 \le t \le T/2 \\ -1, \ T/2 \le t \le T; \end{cases}$$

$$\tilde{S}_{r_2}(t) = 1, \ 0 \le t \le T;$$

$$S_{r_1} = \begin{cases} S_0(t)\cos(\omega_r t + \varphi), \ 0 \le t \le T/2, \\ -S_0(t)\cos(\omega_r t + \varphi), \ T/2 \le t \le T; \end{cases}$$

$$S_{r_2} = S_0 t \cos\omega_r t, \ 0 \le t \le T.$$

где $\tilde{S}_{r_1}, \tilde{S}_{r_2}$ и S_{r_1}, S_{r_2} — сигналы с выходов источников сообщений и радиопередатчиков соответственно.

В каждом квадратурном плече схемы сначала производится интегрирование на интервалах, равных длительности субэлементов T/n ($n = 2, 4, 6...$), в данном случае — $T/2$. Результат интегрирования затем перемножается с $\tilde{S}_{r_1}$ (знакопеременный импульс) для первого корреспондента и $\tilde{S}_{r_2}$ (однополярный

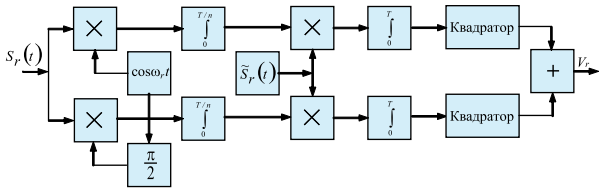

Рис. 3

импульс) — для второго корреспондента. Можно показать, что после вторичного интегрирования «свой» сигнал на интервале T когерентно накапливается, а «чужой» — уничтожается. Таким же образом подавляется гармоническая помеха, когда прием осуществляет один корреспондент, использующий сигнал S_{r_1}. Разумеется, для этого необходимо, чтобы фазовые соотношения сигналов и сосредоточенных помех на интервале T сохранялись.

Расчетные формулы. В ортогональных системах при когерентном приеме многопозиционных сигналов СВО элемента сообщения [3, 5]:

$$p_1 = \frac{2^{k-1}}{2^k-1}\left\{1-\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{\infty} F^{2^k-1}(x)\exp\left[-\frac{1}{2}\left(x-\sqrt{2}\,h\right)^2\right]dx\right\}, \quad (1)$$

где $F(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{x}\exp\left(-\frac{t^2}{2}\right)dt$; $h^2=\frac{P_cT}{N_0}$.

При равенстве энергий элементов сигналов в ДС и МС $\left(h_{k=1}^2=h_{k>1}^2=h^2\right)$ формула (1) определяет зависимость вероятности p_1 от величины h^2 при увеличении информационной скорости передачи в k раз при числе сигналов в ОСК $m=2^k$. В данном случае условная полоса частот многопозиционного сигнала увеличивается в 2^{k-1} раз.

При $k=1$ ($m=2$) выражение (1) преобразуется в известную формулу для когерентного приема ортогональных ЧМ сигналов

$$p_{\substack{1\\k=1}}=1-F(h).$$

Отметим, что расчеты p_1 при $k>1$ могут быть произведены только численными методами, однако для $h^2 \gg 1$ можно использовать приближенную формулу

$$p_1 \approx 2^{k-1}\left[1-F(h)\right].$$

При равенстве информационных скоростей в ДС и МС $\left(h_{k>1}^2=kh_{k=1}^2=kh^2\right)$ выражение (1) можно записать в виде

$$p_1^* = \frac{2^{k-1}}{2^k-1}\left\{1-\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{-\infty}^{\infty} F^{2^k-1}(x)\exp\left[-\frac{1}{2}\left(x-\sqrt{2k}\,h\right)\right]^2 dx\right\}. \quad (2)$$

Формула (2) показывает, как изменяется вероятность p_1^* при возрастании энергии сигналов в ОСК в k раз при $m=2^k$. При этом условная полоса частот многопозиционного сигнала увеличивается в $2^{k-1}/k$ раз.

В случае $h^2 \gg 1$ имеет место приближенное соотношение

$$p_1^* \approx 2^{k-1}\left[1-F\left(\sqrt{k}\,h\right)\right].$$

Для биортогональных сигналов СВО элемента сообщения при изложенных выше условиях [5]:

$$p_2 = \frac{2^{k-1}}{2^k-1}\left\{1-\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{0}^{\infty} \Phi^{2^{k-1}-1}(x)\exp\left[-\frac{1}{2}\left(x-\sqrt{2}\,h\right)^2\right]dx\right\}; \quad (3)$$

$$p_2^* = \frac{2^{k-1}}{2^k-1}\left\{1-\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_{0}^{\infty} \Phi^{2^{k-1}-1}(x)\exp\left[-\frac{1}{2}\left(x-\sqrt{2k}\,h\right)^2\right]dx\right\}, \quad (4)$$

где $\Phi(x)=2F(x)-1=\frac{2}{\sqrt{2\pi}}\int_{0}^{x}\exp\left(-\frac{t^2}{2}\right)dt$.

Здесь условные полосы частот возрастают в 2^{k-2} и $2^{k-2}/k$ раз соответственно. При $k=2$ ($m=4$) СВО элемента сообщения:

$$p_{\substack{2\\k=2}}=\frac{2}{3}\left[1-F^2(h)\right];\ p^*_{\substack{2\\k=2}}=\frac{2}{3}\left[1-F^2\left(\sqrt{2}\,h\right)\right].$$

Для некогерентного приема многопозиционных сигналов СВО элемента сообщения [1, 3, 5]:

$$p_3=\frac{2^{k-1}}{2^k-1}\left\{1-\exp\left(-h^2\right)\int_0^{\infty} x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\left[1-\right.\right.$$
$$\left.\left.-\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\right]I_0\left(\sqrt{2}\,hx\right)dx\right\} \quad (5)$$

$$p_3^*=\frac{2^{k-1}}{2^k-1}\left\{1-\exp\left(-h^2\right)\int_0^{\infty} x\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\left[1-\right.\right.$$
$$\left.\left.-\exp\left(-\frac{x^2}{2}\right)\right]I_0\left(\sqrt{2}\,khx\right)dx\right\}, \quad (6)$$

где $I_0(x)$ — функция Бесселя нулевого порядка.

Условные полосы частот в данном случае возрастают в 2^k и $2^k/k$ раз соответственно. Интегралы (5) и (6) могут быть представлены и в элементарных функциях:

$$p_3=\frac{2^{k-1}}{2^k-1}\sum_{n=1}^{2^k-1}\frac{(-1)^{n+1}}{n+1}C_{2^k-1}^n\exp\left(-\frac{n}{n+1}h^2\right); \quad (7)$$

$$p_3^*=\frac{2^{k-1}}{2^k-1}\sum_{n=1}^{2^k-1}\frac{(-1)^{n+1}}{n+1}C_{2^k-1}^n\exp\left(-\frac{n}{n+1}kh^2\right), \quad (8)$$

где $C_{2^k-1}^n=\frac{\left(2^k-1\right)!}{n!\left(2^k-n-1\right)!}$.

При $k=1$ ($m=2$) имеем известное выражение для некогерентного приема двоичных ЧМ сигналов

$$p_{\substack{3\\k=1}}=\frac{1}{2}\exp\left(-\frac{h^2}{2}\right).$$

Если $k=2$ ($m=4$), то из (7), (8) получим значения СВО элемента сообщения для двукратной частотной манипуляции:

$$p_{\substack{3\\k=2}}=\exp\left(-\frac{1}{2}h^2\right)-\frac{2}{3}\exp\left(-\frac{2}{3}h^2\right)+\frac{1}{6}\exp\left(-\frac{3}{4}h^2\right);$$

$$p^*_{\substack{3\\k=2}}=\exp\left(-h^2\right)-\frac{2}{3}\exp\left(-\frac{4}{3}h^2\right)+\frac{1}{6}\exp\left(-\frac{3}{2}h^2\right).$$

В случае $h^2 \gg 1$ (7) и (8) могут быть аппроксимированы формулами:

$$p_3 \approx 2^{k-2}\exp\left(-\frac{h^2}{2}\right);\ p_3^* \approx 2^{k-2}\exp\left(-\frac{kh^2}{2}\right).$$

Результаты расчетов по (1)—(4), (8), (9) при $k=1, 2, ..., 10$ ($k=2, 3, ..., 10$ — для БОС) и СВО элемента сообщения $p \geq 10^{-6}$ приведены на рис. 4.

Анализ полученных зависимостей показывает, что в случае использования МС для повышения скорости передачи R (рис. 4, *а*, *в*, *д*) с ростом k СВО элемента сообщения также растет, однако при значениях $h^2 \gg 1$ можно добиться значительного увеличения R при обеспечении приемлемой досто-

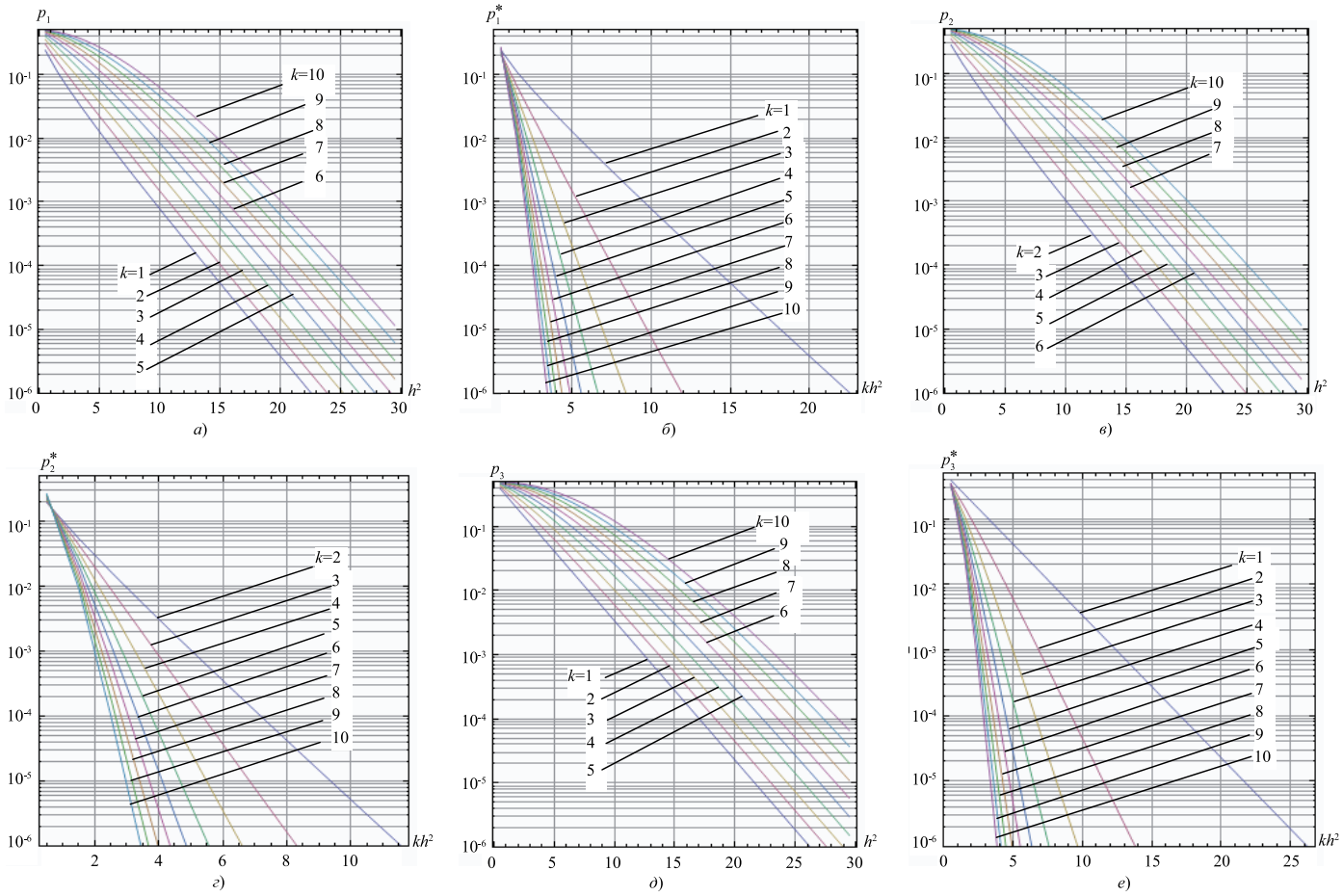

Рис. 4

верности приема. Например, при возрастании скорости R в 10 раз вероятность $p = 10^{-3}$ обеспечивается при $h^2 \approx 20$ — для ОСК и БОС и $h^2 \approx 23{,}5$ — для ОСН.

Если МС применяется для повышения достоверности связи, то из анализа графиков (рис. 4, *б*, *г*, *е*) можно сделать вывод, что с увеличением числа сигналов $m = 2^k$ СВО элемента сообщения снижается довольно быстро. Скорость снижения, однако, монотонно уменьшается, а ОСК и БОС при $k > 5$ становятся по достоверности примерно одинаковыми. При $k > 7$ все три рассматриваемые системы по эффективности мало отличаются друг от друга.

Выводы. Таким образом, ОСК и БОС примерно одинаковы по своим характеристикам при $m >> 1$ за исключением занимаемой полосы частот, которая для БОС в два раза меньше ОСК. Естественно, проигрывает им ОСН, но проигрыш невелик, и при $k > 7$ его можно практически не учитывать. Полоса же, занимаемая ОСН, в два раза больше, чем в ОСК, и в четыре раза — чем в БОС. Однако несомненным преимуществом ОСН является возможность ее использования в каналах с неопределенной фазой.

Представленные зависимости позволяют оптимизировать соотношения между скоростью передачи, необходимой достоверностью приема и занимаемой МС полосой частот при условии наложения существенных ограничений на мощности передающих устройств, что характерно для воздушных судов.

ЛИТЕРАТУРА

1. **Андронов И.С., Финк Л.М.** Передача дискретных сообщений по параллельным каналам. — М.: Сов. радио, 1997. — 408 с.
2. **Кузьмин Б.И.** Сети и системы авиационной цифровой электросвязи. — СПб.: ООО Агенство «ВиТ-принт», 2003. — 480 с.
3. **Теплов Н.А.** Теория передачи сигналов. — М.: Воениздат, 1976. — 424 с.
4. **Тихонов В.И.** Оптимальный прием сигналов. — М.: Радио и связь, 1983. — 320 с.
5. **Финк Л.М.** Теория передачи дискретных сообщений. — М.: Сов. радио, 1970. — 728 с.

Получено 17.09.08