

Системы, сети и устройства телекоммуникаций

УДК 621.391.27

ПОВЫШЕНИЕ НАДЁЖНОСТИ ЗАГОРИЗОНТНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ

Кейстович Александр Владимирович

доктор технических наук, доцент, главный научный сотрудник, АО «НПП «Полёт».

Комяков Алексей Владимирович

кандидат технических наук, генеральный директор АО «НПП «Полёт».

Измайлова Яна Алексеевна

кандидат технических наук, начальник отдела АО «НПП «Полёт».

E-mail: patent@npp-polyot.ru.

Адрес: 603950, г. Нижний Новгород, площадь Комсомольская д. 1.

Аннотация: Предлагается использовать для загоризонтной связи технологии передачи по параллельным каналам. Приведены математические выражения для процедур повышения надёжности связи при загоризонтном обмене данными между радиоцентрами и воздушными судами.

Ключевые слова: радиоцентры, загоризонтная радиосвязь, надёжность связи.

Введение

В настоящее время широко используются в гражданской авиации трансполярные трассы: *Polar 1- Polar 4*. Связь с дальнемагистральными самолётами на этих трассах может быть обеспечена только с помощью загоризонтных линий связи [1]. В радиоканале загоризонтной связи при работе в помехах и (или) случайно изменяющихся во времени его параметрах, дублирование канала оказывается едва ли не единственным практически пригодным средством для обеспечения требуемой надёжности связи [2]. Технология передачи по параллельным каналам одинаковых сообщений используется в системе HF DL [1]. В ней по параллельным радиоканалам с разделением во времени передаются маркеры, отличающиеся по частотам и времени передачи данных с разнесённых в пространстве радиоцентров (РЦ), что характеризует систему с комбинированным разнесением: по времени, частоте – частотно-разнесённый приём, и пространству – пространственно-разнесённая передача.

Упрощённая структурная схема фрагмента такой системы приведена на рис. 1. В системе принят динамический способ распределения

ресурсов связи, при котором приёмо - передатчики высокочастотного (ВЧ) диапазона нескольких радиоцентров, соединённых между собой с помощью наземной системы передачи данных (НСПД), используются только в интервале времени, в течение которого за соответствующим РЦ закрепляется одно из воздушных судов (ВС). Эти же сообщения дублируются по спутниковым каналам связи космического аппарата INMARSAT, в зоне обслуживания которого находится ВС.

Однако стоимость обслуживания абонентов в сети спутниковой связи на порядок выше, чем в сети связи ВЧ диапазона [2]. Кроме того, спутниковые каналы связи деградируют в пространстве выше 80° северной широты. Поэтому основной объём данных при полёте ВС по трансполярным трассам передаётся по каналам связи ВЧ диапазона. Приёмное устройство бортового комплекса связи (БКС) или радиоцентра в таких системах анализирует n копий приходящего сигнала, отличающихся, по существу, лишь тем, что они подверглись воздействию различных реализаций аддитивных и мультипликативных помех в каналах. Обычно приём радиосигналов ВЧ диапазона осуществ-

ляется двумя антеннами, находящимися на борту воздушного судна, так как практически невозможно разместить большее количество антенн на планере самолёта, из-за того, что для приёма некоррелированных сигналов они должны находиться на значительном расстоянии друг от друга (более 10 длин волн). Каждая из этих антенн воздушного судна принимает сумму всех радиосигналов, отражённых от ионосферы. Однако вследствие различных фазовых соотношений между ними из-за отражений радиосигналов от разных слоёв ионосферы возникают интерференционные замирания, не совпадающие друг с другом в различных антеннах. Поэтому сигналы оказываются слабо коррелированными, благодаря чему сигналы в различных антеннах как бы дополняют друг друга и их совместный анализ позволяет существенно повысить достоверность приёма.

Как видно из рис. 1, сеть связи в ВЧ диапазоне представляет собой систему разнесённых каналов передачи и приёма, в которой параллельные каналы формируются на разнесённых

радиоцентрах при передаче с нескольких РЦ и приёме на одном воздушном судне нескольких радиосигналов и при передаче радиосигналов с одного воздушного судна и приёме на нескольких РЦ. Один и тот же сигнал может быть передан с разных РЦ на различных рабочих частотах. При необходимости требуемые сообщения передаются с ведущего РЦ на соответствующие РЦ по наземной системе передачи данных (НСПД). В статье обсуждается и решается задача построения приёмной части системы загоризонтной линии связи с применением технологии передачи по параллельным каналам для обеспечения требуемого уровня надёжности связи.

Синтез структурной схемы приёмного устройства

Для синтеза схемы приёмного устройства системы передачи дискретных сообщений по параллельным каналам используется методика [2]. Пусть по линиям дальней связи передаются дискретные сообщения с основанием кода

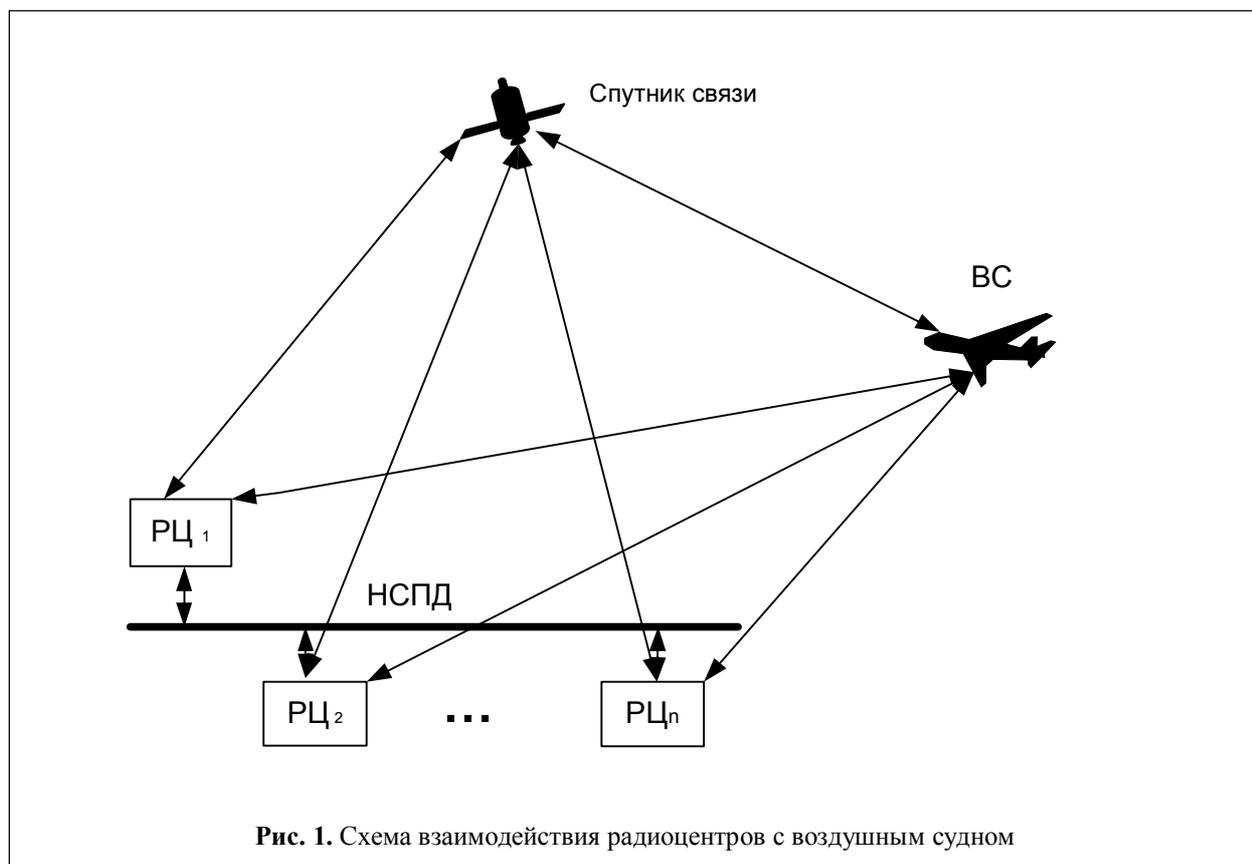


Рис. 1. Схема взаимодействия радиоцентров с воздушным судном

m . На передающей стороне сообщения преобразуются в передаваемые по параллельным каналам сигналы $z'_k(t)$ ($k = 1, 2, \dots, n$). Каждому r -му элементу сообщения x_r при передаче ставится в соответствие n сигналов $z'_{rk}(t)$ ($r = 1, 2, \dots, m; k = 1, 2, \dots, n$). Будем полагать, что передаваемые по параллельным каналам сигналы $z'_k(t)$ узкополосные с огибающей и начальной фазой, медленно меняющиеся во времени функции. При осуществлении когерентного приёма необходимы априорные сведения о величинах коэффициентов передачи каналов, в частности, о величинах μ_{ck} и μ_{sk} к моменту приёма очередного элемента сообщения, например, оценённого с помощью соответствующих измерительных схем. Требуемые измерения можно осуществлять, используя, например, методы теории линейной фильтрации Винера-Колмогорова. Оценкой коэффициента передачи может быть, например, напряжение на выходе измерительного фильтра или отношение сигнал/шум.

Будем предполагать:

- что до приёма очередного элемента был передан $(N-1)$ элемент сигнала, т. е. общий интервал измерения, включая и принимаемый элемент, будет равен NT ;

- при приёме известны только решения, которые принимались на интервале измерения;

- помеха в каждом канале приёма представляет собой нормальный белый шум со спектральной плотностью мощности N_{0k} , где k – номер канала приёма;

В этих условиях принимаемый сигнал в k -м канале приёма можно представить в виде следующего соотношения:

$$z'_k(t) = \mu_{ck}(t)z(t) + \mu_{sk}(t)z^{\sim}(t) + n_k(t), \quad 0 \leq t < NT,$$

где $z(t) = \sum_{p=0}^{N-1} z_r(t - pT)$, $\sum_{p=0}^{N-1} z_r(t - pT)$ – r -й сигнал, переданный в $(p+1)$ -м элементе интервала измерения, функция $z_r(t)$ определена так, что она отлична от нуля в интервале NT и равна нулю вне его.

Для передачи дискретных сообщений по параллельным каналам с точки зрения теории статистических решений целесообразно вы-

брать такой критерий, который в среднем по всем возможным сообщениям обеспечивал бы максимальную достоверность приёма. Наиболее приемлемым является критерий идеального наблюдателя (критерий Котельникова), когда решение о том, что был передан q -й элемент сообщения, принимается, если [2, 3]:

$$W(\langle z'_k \rangle_n / \langle z_{qk} \rangle_n) > C_{rq} W(\langle z'_k \rangle_n / \langle z_{rk} \rangle_n); \quad r \neq q; r, q = 1, 2, \dots, m, \quad (1)$$

где $W(\langle z'_k \rangle_n / \langle z_{rk} \rangle_n)$ – условная многомерная плотность вероятности (условный функционал вероятности) совокупности реализаций принимаемых сигналов $\langle z'_k \rangle = z'_1(t), \dots, z'_n(t)$ при передаваемом r -м элементе сообщения, которая определяется свойствами каналов; C_{rq} – некоторая постоянная величина, определяемая по минимуму полной вероятности ошибки при приёме и равна в данном случае отношению априорной вероятности r -го элемента сообщения к вероятности передачи q -го элемента.

Для большинства дискретных сообщений характерна примерно одинаковая вероятность передачи любого из m элементов. Поэтому будем пользоваться критерием максимума отношения правдоподобия (1) при $C_{rq} = 1$ по всем r и q [4]. Для конкретных случаев, когда C_{rq} может существенно отличаться от единицы, оптимальность может быть легко достигнута в полученной по последнему критерию решающей схеме путём её незначительных изменений.

Для параллельных каналов с постоянными (на момент приёма сигнала) и известными составляющими коэффициентов передачи при разделимых сигналах, когда справедливы выражения [2]:

$$z'_k(t) = \mu_k(t) \cos \theta_k(t) z_{rk}(t) + \mu_k(t) \sin \theta_k(t) \tilde{z}_{rk}(t) + n_k, \quad (l-1)T \leq t < lT \quad (2)$$

$$z'_k(t) = \mu_{ck}(t) z_{rk}(t) + \mu_{sk}(t) \tilde{z}_{rk}(t) + n_k(t), \quad (l-1)T \leq t < lT \quad (3)$$

критерий максимального правдоподобия принимает следующий вид:

$$W(\langle z'_k \rangle_n / \langle z_{qk} \rangle_n, \langle \mu_{ck}, \mu_{sk} \rangle_n) > W(\langle z'_k \rangle_n / \langle z_{rk} \rangle_n, \langle \mu_{ck}, \mu_{sk} \rangle_n), \quad r \neq q, \quad (4)$$

или

$$W(\langle z'_k \rangle_n / \langle z_{rk} \rangle_n, \langle \mu_k, \theta_k \rangle_n) = W(\langle z'_k \rangle_n / \langle z_{rk} \rangle_n, \langle \mu_k, \theta_k \rangle_n), r \neq q, \quad (5)$$

здесь $W(\langle z'_k \rangle_n / \langle z_{rk} \rangle_n, \langle \mu_{ck}, \mu_{sk} \rangle_n)$ – условные многомерные плотности вероятностей (условный функционал вероятности) совокупности $\langle z'_R \rangle_n$ при передаваемом r -м элементе сообщения и известных квадратурных составляющих коэффициентов передачи всех каналов $\langle \mu_{ck}, \mu_{sk} \rangle_n$; $W(\langle z'_k \rangle_n / \langle z_{rk} \rangle_n, \langle \mu_k, \theta_k \rangle_n)$ – то же самое при условии, что известна совокупность составляющих $\langle \mu_k, \theta_k \rangle_n$.

Известно [1-3], что условные многомерные плотности вероятностей в критериях (4), (5) равны многомерным плотностям вероятностей совокупностей реализаций помех в n каналах, если в них каждую k -ю реализацию помехи выразить через $z'_k(t)$, μ_{sk} , из соотношений (3.2), (3.3). Таким образом, получаем:

$$W(\langle z'_k \rangle_n / \langle z_{rk} \rangle_n, \langle \mu_{ck}, \mu_{sk} \rangle_n) = W(\langle n_k(t) \rangle_n) \quad (6)$$

при $n_k(t) = z'_k(t) - \mu_{ck}(t)z_{rk}(t) - \mu_{sk}(t)z_{rk}(t)$,

$$W(\langle z'_k \rangle_n / \langle z_{rk} \rangle_n, \langle \mu_k, \theta_k \rangle_n) = W(\langle n_k(t) \rangle_n) \quad (7)$$

при $n_k(t) = z'_k(t) - \mu_k \cos \theta_k z_{rk}(t) - \mu_k \sin \theta_k z_{rk}(t)$,

где $W(\langle n_k(t) \rangle_n)$ – функционалы плотности вероятностей, вычисляемые по формулам:

$$W(\langle n_k(t) \rangle_n) = \prod_{k=1}^n W(n_k(t)) = \prod_{k=1}^n [K_k \exp(-\frac{1}{2} \int_0^T \int_0^T \omega_k(t_1, t_2) n_k(t_1) n_k(t_2) dt_1 dt_2)], \quad (8)$$

$$W(\langle n_k(t) \rangle_n) = (\prod_{k=1}^n K_k) \exp(-\sum_{k=1}^n \frac{1}{v_k^2} \int_0^T n_k^2(t) dt). \quad (9)$$

Предположение о независимости аддитивных помех во всех параллельных каналах позволяет представить условные плотности вероятности (7) и (8) в виде:

$$W(\langle z'_k \rangle_n / \langle z_{rk} \rangle_n, \langle \mu_{ck}, \mu_{sk} \rangle_n) = \prod_{k=1}^n W(z'_k / Z_{rk}, \mu_{ck}, \mu_{sk}), \quad (10)$$

$$W(\langle z'_k \rangle_n / \langle z_{rk} \rangle_n, \langle \mu_k, \theta_k \rangle_n) = \prod_{k=1}^n W(z'_k / Z_{rk}, \mu_k, \theta_k). \quad (11)$$

Здесь $W(z'_k / Z_{rk}, \mu_{ck}, \mu_{sk})$ и $W(z'_k / Z_{rk}, \mu_k, \theta_k)$ – условные функционалы вероятностей сигнала $z'_k(t)$, принятого в k -м канале, а составляющие коэффициенты передачи имеют соответственно значения μ_{ck}, μ_{sk} или μ_k, θ_k . Подставляя выражения (10) и (11) в (4) и (5), получим [2]:

$$\prod_{k=1}^n W(z'_k / Z_{rk}, \mu_{ck}, \mu_{sk}) > \prod_{k=1}^n W(z'_k / Z_{rk}, \mu_{ck}, \mu_k), \quad r \neq q, \quad (12)$$

$$\prod_{k=1}^n W(z'_k / Z_{rk}, \mu_k, \theta_k) > \prod_{k=1}^n W(z'_k / Z_{rk}, \mu_k, \theta_k), \quad r \neq q. \quad (13)$$

Для удобства практической реализации решающих схем по критериям (4), (5), (12) и (13) вместо условных плотностей вероятностей используют логарифмы условных плотностей,

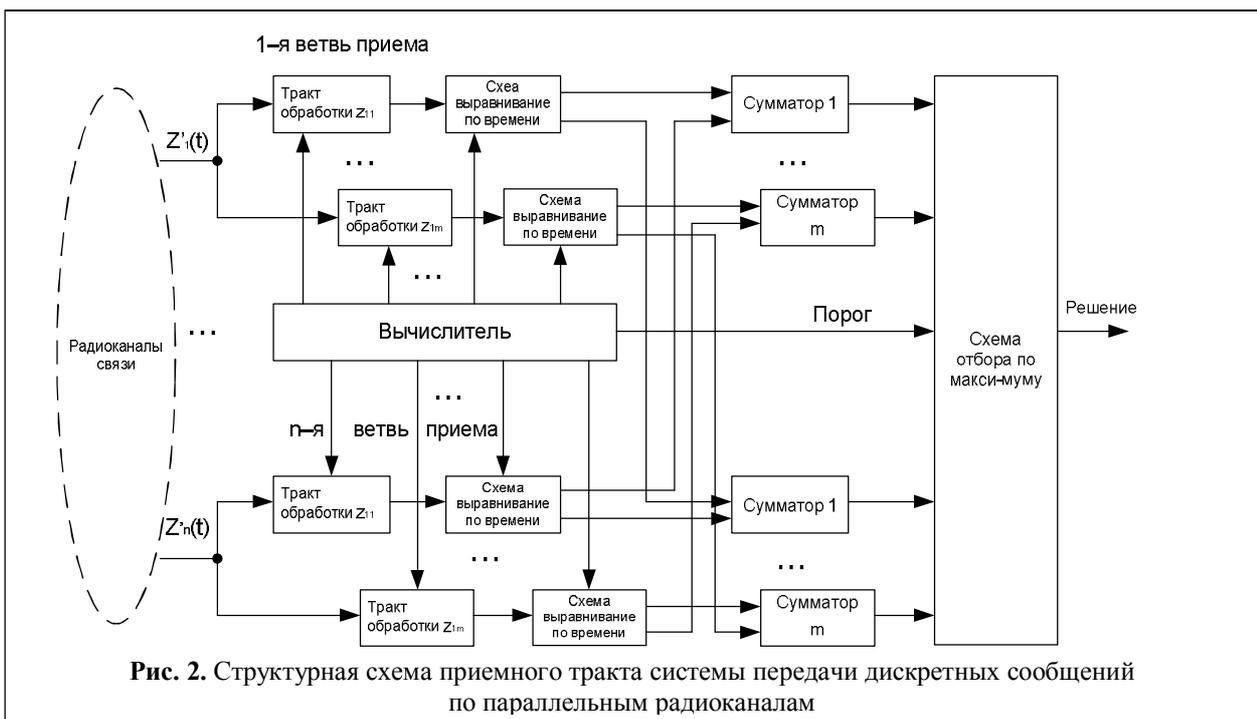


Рис. 2. Структурная схема приемного тракта системы передачи дискретных сообщений по параллельным радиоканалам

являющихся монотонными функциями своих аргументов. При этом критерии (12), (13) принимают характерный для большинства решающих схем приёма по параллельным каналам вид [2]:

$$\sum_{K=1}^n \ln W(z'_k/z_{qk}, \mu_{ck}, \mu_{sk}) > \sum_{K=1}^n \ln W(z'_k/z_{rk}, \mu_{ck}, \mu_{sk}),$$

$$r \neq q, \quad (14)$$

$$\sum_{K=1}^n \ln W(z'_k/z_{qk}, \mu_k, \theta_k) > \sum_{K=1}^n \ln W(z'_k/z_{rk}, \mu_k, \theta_k),$$

$$r \neq q, \quad (15)$$

Один из наиболее общих вариантов построения решающих схем приёма по правилам (14), (15) приведён на рис. 2. Принимаемые сигналы с выхода n параллельных каналов подаются на вход соответствующих ветвей приёма. Каждая ветвь приёма содержит m трактов обработки сообщений сигналов в каждом канале по числу используемых для передачи элементов. В тракте обработки после измерения коэффициентов μ_{ck} , μ_{sk} вычисляется напряжение, пропорциональное величине $\ln W(Z'_k/Z_{rk}, \mu_{ck}, \mu_{sk})$ или $\ln W(Z'_k/Z_{rk}, \mu_k, \theta_k)$. Выходные сигналы трактов обработки, несущие информацию об одном элементе сообщения, с помощью вычислителя выравниваются во времени, суммируются и подаются на схему выбора максимального значения для принятия решения о превышении сигналом уровня порога [5, 6].

Реализация схемы приёма и анализ её эффективности

Схема на рис.2 отражает в общем виде характерные особенности построения оптимальных решающих схем приёма по параллельным каналам не только при постоянных параметрах каналов, но и при произвольных случайных изменениях их характеристик и не полностью разделяемых на приёме сигналах отдельных каналов [2]. Если передающие антенны ВЧ диапазона и спутниковой станции связи расположены на одной позиции, то из-за малой разницы разбросов времени прихода принимаемых сигналов операциями «выравнивание по

времени» в блок-схеме приёмного тракта ими можно пренебречь.

Шкалу единого времени для бортовых комплексов связи воздушных судов, в том числе в узлах приёмного тракта: вычислителя, трактах обработки принимаемых сигналов Z_{rk} и схеме выравнивания по времени, можно организовать, например, с помощью приёмника сигналов глобальных навигационных спутниковых систем, секундные метки которого синхронизируют соответствующие генераторы тактовых импульсов вычислителя [6, 7]. Задача приёма и обработки сигналов значительно упрощается, если процедуры передачи и приёма радиосигналов синхронизированы с привязкой к точному всемирному времени и заранее известно время передачи сообщения.

Если приняты одновременно несколько радиосигналов, то они в зависимости от номинала несущей частоты с помощью процедур фильтрации распределяются по соответствующим ветвям приёма, с помощью АЦП преобразуются в цифровой вид, обрабатываются в вычислителе, записываются в его память. Указанную процедуру можно осуществить, например, по технологии SDR – «программируемое радио» [8]. Интервал дискретизации АЦП и ЦАП, используемых для обработки сигналов, выбирается таким, чтобы в длительности одного символа сообщения размещалось, например, более 8 импульсов. Число уровней квантования выбирается так, чтобы величина младшего разряда была меньше среднего уровня шума на входе ветвей приёма, например, 16. Затем записанные копии сигналов считывается из памяти, приводятся к единому времени и подаются на соответствующие входы m сумматоров, в которых осуществляется суммирование каждого из m разрядов сообщения, и на основании сравнения полученного результата с порогом, установленным с помощью вычислителя, выносится решение о наличии «единицы» или «нуля» в каждом разряде кодограммы.

Для уменьшения уровня перекрёстных помех в системе передачи дискретной информа-

ции на передающей стороне должны формироваться радиосигналы с требуемой формой спектра, например, характерной для радиоимпульсов колоколообразной формы [5-7], которые затем фильтруются, усиливаются, преобразуются в модуляторе в радиосигналы требуемой несущей частоты, усиливаются в выходном усилителе и излучаются с антенны в пространство.

Сравнивать между собой системы загоризонтной связи в соответствии с показателем эффективности - численной мерой, характеризующей степень достижения цели функционирования системы, можно, например, с помощью относительного значения, определяемого отношением показателя предлагаемой системы - G_2 к соответствующему показателю существующей системы - G_1 :

$$g = \frac{G_2}{G_1}. \quad (16)$$

Эффективность систем передачи данных по каналам загоризонтной связи, определяется, в основном, вероятностью достоверной передачи D_{0j} хотя бы одного из параллельно передаваемых сообщений на j -й ВС n разнесёнными территориально радиоцентрами ВЧ диапазона и вероятностью полной ошибки D_{nj} за заданное время [4, 5, 9]

$$D_{0j} = 1 - \prod_{i=1}^m (1 - \bar{D}_{0ij}), \quad (17)$$

$$D_{nj} = (1 - P_{лj})P_{лj} + P_{лj} \left(1 - \sum_{i=r}^m (1 - P_{0i})^{iN} (1 - P_{0j})^{m-1}\right), \quad (18)$$

где $P_{лj}$ - вероятность ложной тревоги для j -го ВС; $P_{лj}$ - априорная вероятность того, что сообщение передается на j -е ВС в течение заданного времени; P_{0j} - вероятность подавления помехами одного разряда (символа), входящего в N -значный цифровой код сообщения; число r характеризует минимальное число достоверно принятых кодограмм из общего числа m , участвующих в их передаче.

После подстановки (17) и (18) в формулу (16) получим оценку эффективности систем

передачи данных по каналам загоризонтной связи.

$$g = \frac{G_2}{G_1} = \frac{\prod_{j=1}^{M_2} (D_{0j})_2 \prod_{j=1}^{M_2} (1 - D_{nj})_2}{\prod_{j=1}^{M_1} (D_{0j})_1 \prod_{j=1}^{M_1} (1 - D_{nj})_1}, \quad (19)$$

где M_1 (M_2) - общее число обслуживаемых существующей и предлагаемой системами воздушных судов.

В качестве примера расчёта по формуле: при отношении сигнал/шум $q = 8$ вероятность правильного обнаружения сигнала в канале с квазирелеевскими замираниями ВЧ диапазона составляет 0,4 [3], а для рассматриваемой системы загоризонтной связи, имеющей 6 параллельных приёмных каналов она возрастает до 0,93.

Заключение

Исходя из выше сказанного, можно сделать вывод, что, имея относительные характеристики технических средств, обслуживающих объекты загоризонтной связи и текущие параметры системы, оценку эффективности можно свести к анализу относительного значения выигрыша g .

Таким образом, при использовании для передачи дискретной информации параллельных каналов удаётся повысить надёжность загоризонтной связи в ВЧ диапазоне.

Литература

1. Кузьмин Б.И. Авиационная цифровая электросвязь в условиях реализации "Концепции ИКАО-ИАТА CNS/ATM" в Российской Федерации: монография / Под ред. Е.Л. Белоусова. - СПб. - Н. Новгород: - ООО "Агентство "ВиТ-принт", 2007. - 496 с.
2. Андронов И.С., Финк Л.М. Передача дискретных сообщений по параллельным каналам. - М.: Советское радио, 1971. - 408 с.
3. Фалько А.И. Адаптивный приём сигналов. - Новосибирск: СибГУТИ, 2005. - 306 с.
4. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. - М.: Советское радио, 1970. - 727 с.
5. Кейстович А.В., Комяков А.В. Системы и техника радиосвязи в авиации: учеб. пособие. - Нижний Новгород: НГТУ, 2012. - 236 с.

6. Кейстович А.В., Милов В.Р. Виды радиодоступа в системах подвижной связи. Учебное пособие для вузов. - М.: Горячая линия – Телеком, 2015.- 278 с.

7. Харкевич А.А. Спектры и анализ. - М.: ГИФМЛ, 1962, - 236 с.

8. Гуревич М.С. Спектры радиосигналов. - М.: Радио и связь, 1963, - 105 с.

9. Галкин В.А. Основы программно-конфигурируемого радио. – М.: Горячая линия – Телеком, 2015, - 372 с.

10. Авиационные системы радиоправления. Т.3. Системы командного радиоправления. Автономные и комбинированные системы наведения. / Под ред. А.И. Канашенкова и В.И. Меркулова. – М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.

Поступила 10 февраля 2017 г.

English

Transhorizon link reliability enhancement

Alexander Vladimirovich Keystovich – Doctor of Engineering, Associate Professor, Chief Researcher Research and Development Company Polyot.

Alexey Vladimirovich Komyakov – Candidate of Technical Sciences, General Director JSC RDC Polyot.

Yana Alekseevna Izmaylova – Candidate of Technical Sciences, Department Head JSC RDC Polyot.

E-mail: patent@npp-polyot.ru.

Address: 603950, Nizhny Novgorod, Komsomolskaya Square, 1.

Abstract: Polar 1-Polar 4 transpolar routes are now widely used in commercial aviation. Communication with long-haul aircrafts on these routes can be provided only through the transhorizon link. The dynamic distribution method of communication resources is assumed here in the considered system and where the high-frequency (HF) receiver transmitters of several radio communication centers (RCC) interconnected via land-based data communication system are used only within the time when one of the aircrafts is assigned to the corresponding RCC. To solve the problem of the communication reliability enhancement the receiver's schematic synthesis of the discrete message transmission system via parallel channels is carried out with the criterion, which would ensure the maximum reception reliability (criterion of the ideal observer) of all potential messages on the average. It is suggested that the received signals from the output n of parallel channels are to be supplied into the input of the corresponding reception circuits. Each reception circuit contains m message signal paths in each channel in a number equal to the number of the elements used for transmission. To reduce cross-talk noise level in the discrete data transmission system it is suggested to generate radio signals with the required spectrum profile in the transmitting end, and those signals then are filtered, amplified, transformed to radio signals of required carrier frequency in the modulator and are amplified in the output amplifier and are emitted in space from the antenna. Thus, when using parallel channels to transmit discrete data it is possible to enhance transhorizon link reliability in HF range.

Key words: radio communication centers, transhorizon link, communication reliability.

References

1. Kuzmin B. I. Aircraft digital telecommunication in the context of implementing the ICAO-IATA CNS/ATM Concept in the Russian Federation: monograph. - Ed. by E.L. Belousov. - SPb. - N. Novgorod: - OOO "Agentstvo "ViT-print", 2007. - 496 p.

2. Andronov I.S., Fink L.M. Discrete message transmission via parallel channels. - M.: Sovetskoe radio, 1971. - 408 p.

3. Falko A.I. Adaptive signal detection. - Novosibirsk: SibSUTIS, 2005. - 306 p.

4. Fink L.M. Discrete message transmission theory. - M.: Sovetskoe radio, 1970. - 727 p.

5. Keystovich A.V., Komyakov A.V. Aircraft radio communication systems and equipment(technology): textbook. - Nizhny Novgorod: NSTU, 2012. - 236 p.

6. Keystovich A.V., Milov V. R.Kinds of radio access in mobile communication systems. Textbook for higher education institutions. - M.: Goryachaya liniya – Telekom, 2015. - 278 p.

7. Harkevich A.A. Spectra and analysis.- M.: GIFML, 1962, - 236 p.

8. Gurevich M.S. Radio signals spectra. - M.: Radio i svyaz, 1963, - 105 p.

9. Galkin VA. The software-configurable radio basics. - M.: Goryachaya liniya – Telekom, 2015, - 372 p.

10. Aircraft radio control systems. V.3. Radio command systems. Self-contained and combined guidance systems. / Ed. by A.I. Kanashchenkov and V. I. Merkulov. - M.: Radiotekhnika, 2004. - 320 p.