

**Нижегородский научно-исследовательский радиофизический институт  
Государственного комитета РФ по высшему образованию**

---

**П р е п р и н т   №   374**

**АЛГОРИТМ ВЫБОРА ОПТИМАЛЬНЫХ РАБОЧИХ ЧАСТОТ  
ДЛЯ УЗКОПОЛОСНЫХ И ШИРОКОПОЛОСНЫХ СВЯЗНЫХ СИГНАЛОВ  
ПО ДАННЫМ ИЗ ИОНОСФЕРЫ НЕПРЕРЫВНЫМ ЛУЧЕМ СИГНАЛОМ**

**В.П.Урядов**

**Нижегород, 1993**

У р я д о в В. П.

АЛГОРИТМ ВЫБОРА ОПТИМАЛЬНЫХ РАБЕЧИХ ЧАСТОТ ДЛЯ УЗКОПОЛОСНЫХ И ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ ПО ДАННЫМ ИЗ ИОНОСФЕРЫ НЕПРЕРЫВНЫМ ЛЧМ СИГНАЛОМ//Препринт № 374. - Нижний Новгород: НИРФИ, 1993. - 12 с.

УДК 621.391

Представлен алгоритм выбора ОРЧ, основанный на функциональной связи между вероятностью ошибки, усредненной по случайным параметрам канала, и характеристиками канала передачи информации для одноканального, многоканального модемов и систем широкополосной КВ радиосвязи с дискретной частотно-кодовой манипуляцией несущей. Изложена последовательность операций, начиная с зондирования ионосферного канала непрерывным ЛЧМ сигналом, обработки данных зондирования и определения основных параметров канала: межмодовых задержек, полосы когерентности, отношения сигнал/шум для каждой моды. Получены расчетные формулы для оценки вероятности ошибок для различных видов связанных сигналов.

Прогресс в развитии технологической базы расширил возможности создания радиотехнических систем на основе использования сложных видов сигналов. В последние годы широкое распространение получили шумоподобные сигналы, обладающие высокой помехозащищенностью и скрытностью каналов ВЧ связи. Однако возможности ВЧ связи в ионосферном канале ограничиваются рядом факторов. Одним из них является многолучевость, обусловленная слоистой структурой ионосферы и магнитоионным расщеплением распространяющихся волн. В дополнение к временным вариациям ионосферных параметров, связанных с изменением ионизации слоев D, E, F с течением времени суток, сезона, движением отражающих областей, ионосферный КВ канал подвержен частотной дисперсии — зависимости времени распространения сигнала от частоты. При не слишком большой ширине спектра сигнала такой зависимостью можно пренебречь. Однако в других случаях, когда необходимо получить более высокий выигрыш при обработке расширенного спектра, необходимо нейтрализовать влияние частотной дисперсии канала. Для компенсации дисперсии в таких системах применяют корректор канала, основанный на измерении комплексной передаточной функции канала, что позволяет расширить полосу канала ВЧ связи до 1 МГц /1/ и получить значительный энергетический выигрыш при обработке широкополосного сигнала.

На фоне регулярных суточных и сезонных изменений ионосферные параметры флуктуируют в зависимости от уровня магнитной активности. Случайные вариации вызываются неоднородностями электронной концентрации, более интенсивными в период магнитно-ионосферных возмущений. Влияние неоднородностей обнаруживается в доплеровском уширении спектра сигналов.

Для узкополосных сигналов модель ионосферного канала можно представить в виде фильтра с изменяющимся во времени комплексным коэффициентом передачи /2/:

$$g(f, t) = \sum_{i=1}^N A_i C_i(t) \exp \left[ i 2\pi (\nu_i t - f \tau_i) \right], \quad (I)$$

где  $N$  - число лучей,  $A_i$  - амплитуда  $i$ -го луча,  $C_i(t)$  - фактор, статистически описывающий быстрые флуктуации отдельных лучей,  $\tau_i$  и  $\nu_i$  - задержка и доплеровский сдвиг  $i$ -го луча соответственно.

Для широкополосных сигналов необходимо учитывать ионосферную дисперсию, в результате которой различные частоты имеют различную групповую скорость. Кроме того, на трансполярных, экваториальных трассах, в условиях сильно развитой турбулентности, рассеяния радиоволн на ионосферных неоднородностях приводит к временной дисперсии, т.е. к уширению спектра сигнала. В этой связи встает задача разработки алгоритма выбора оптимальных рабочих частот (ОРЧ) для различных видов связанных сигналов с целью адаптации их параметров к текущему состоянию ионосферы.

В данной работе критерий выбора ОРЧ основан на функциональной связи между вероятностью ошибки, усредненной по случайным параметрам канала, и характеристиками канала передачи информации и для одноканального, многоканального модемов и систем широкополосной СВ радиосвязи с дискретной частотно-кодовой манипуляцией несущей.

Общую схему выбора ОРЧ можно представить следующим образом. Вначале на исследуемой трассе осуществляется зондирование ионосферного канала непрерывным ЛЧМ сигналом. Целесообразность применения для диагностики СВ канала широкополосного ЛЧМ сигнала диктуется высокой помехозащищенностью и высокой разрешающей способностью ЛЧМ ионозонда по времени группового запаздывания и частоте. Кроме того, современный уровень технологии допускает возможность измерения на базе ЛЧМ сигнала АЧХ и ФЧХ канала с целью корректировки его передаточной функции для обеспечения неискаженной работы систем ВЧ связи в широкой полосе частот.

Далее, используя развитые методы обработки ЛЧМ сигнала /3/, проводится очистка ионограмм от помех и шумов, построение треков,

определение межмодовых задержек  $\Delta t_1(f)$  и отношения сигнал/помех (Н<sup>2</sup>) в полосе частот зондирования для различных мод сигнала а. Для каждой моды рассчитывается полоса когерентности, обусловленная частотной дисперсией сигнала в ионосфере /4/:

$$B_{ki}(f) = \left[ 1,5 / \frac{\partial \tau}{\partial f} \right]^{1/2}. \quad (2)$$

Затем, по результатам зондирования и обработки определяются участки частот однолучевого канала и участки частот, где отношение Н<sub>0</sub><sup>2</sup> для доминирующей моды превышает в два раза отношение Н<sup>2</sup> для суммарного сигнала  $\sum_1 N_1^2$  по всем остальным модам:

$$N_0^2 / \sum_1 N_1^2 \geq 2. \quad (3)$$

Для определенных таким образом полос частот рассчитывается вероятность ошибки для различных видов связанных сигналов.

1). Высокоскоростной последовательный (одночастотный) модем.

В этом случае для связи используются сигналы с двухпозиционной (0, π) и четырехпозиционной (0, π/2, π, 3/2π) фазовой манипуляцией. Обычно длительность элементарной посылки составляет величину ΔT = 0,4...0,8 мс. Поскольку используются узкополосные сигналы, для которых занимаемая полоса частот Δf ~ 1/ΔT << B<sub>к</sub>, то пренебрегаем влиянием ионосферной дисперсии на характеристики связанного сигнала.

Для проведения вычислений вначале осуществляется пересчет значений параметров Н<sup>2</sup>, относящихся к режиму НЗ, в значения параметров h<sup>2</sup>, относящихся к режиму передачи информации,

$$h^2 = N^2 \frac{P_{\text{пер. инф.}}}{P_{\text{пер. нз}}} \frac{\Delta f_{\text{нз}}}{\Delta f_{\text{и}}}. \quad (4)$$

В общем случае квазирелеевских замираний вероятность ошибки для связанных сигналов с основанием кода m для однолучевых участков ионосферного канала рассчитывается по формуле /5/

$$\rho = \sum_{n=1}^{m-1} (-1)^{n+1} C_{m-1}^n \frac{k^2 + 1}{nh^2 + (n+1)(1+k^2)} e^{-\frac{k^2 h^2}{h^2 + \frac{1+n}{n}(1+k^2)}}, \quad (5)$$

где  $k^2 = A_p^2/A_{\Phi}^2$  - отношение мощностей регулярной и флуктуационной компонент сигнала.

Для корректной оценки величины  $\rho$  необходимо знать статистику канала. При отсутствии априорных или экспериментальных данных о статистике канала проводится сравнительный расчет для случаев:  $k^2 = 0$  (релеевские замирания), 0,1; 1; 10; 100. Значения кода  $m$  берутся равными: 2 - для двухпозиционных и 4 - для четырехпозиционных сигналов.

В случае многолучевого КБ канала проводится сравнение длительности посылки  $\Delta T$  с межмодовыми задержками относительно доминирующей моды. Если  $\Delta T < \Delta t_{\min}$ , то оценка вероятности ошибок и делается для случая приема сигналов с использованием адаптивного эквалайзера с выделением доминирующего луча. При этом вероятность ошибки  $\rho$  рассчитывается по формуле (5) с заменой значения  $h_g^2$  (для доминирующей моды) на величину

$$h_g^2 / \left( 1 + \sum_{i=1}^{N-1} h_i^2 / B \right). \quad (6)$$

где  $h_i^2$  - отношение сигнал/помеха для остальных лучей (суммирование идет по всем лучам, кроме доминирующего),  $B$  - база сигнала. Для сопоставления вероятности ошибок при различном основании кода  $m$  берется эквивалентная вероятность ошибки, равная  $1/5$

$$\rho_3 = \rho / \log_2 m, \quad (7)$$

причем сравнение различных систем проводится при одинаковых значениях параметра  $h^2 / \log_2 m$ , который является инвариантным, если заданы мощность сигнала и скорость передачи информации.

После проведения расчетов в качестве оптимальных полос частот (ОПЧ) выбираются участки частот с наименьшей вероятностью ошибок. Если  $\Delta T > \Delta t_1$ , то переходят к случаю многоканальных модемов.

2). Высокоскоростной параллельный (многоканальный) модем.

В таких моделах используются сигналы с двух- и четырехпозиционной ФМ каждой частотной составляющей. Обычно число частотных составляющих варьируется от 4 до 32, а длительность элементарной посылки  $\Delta T$  составляет величины от 5 до 20 мс. Для обеспечения ортогональности сигналов, частотный разнос между составляющими должен быть больше  $1/\Delta T$ , т.е. может изменяться в пределах от 50 до 200 Гц. Общая ширина полосы частот, занимаемая каналом передачи информации, равна 3,2 кГц. В этом случае также  $\Delta f_n < B_K$  и влиянием частотной дисперсии на характеристики ВЧ связи можно пренебречь. Исходя из этих параметров связанных сигналов, видно, что на ионосферных трассах могут реализоваться следующие каналы: а - однолучевый, б - двухлучевый и в - многолучевый.

Для однолучевого канала расчет вероятности ошибок проводится по формуле (5).

Рассмотрим двухлучевую модель ионосферного канала. В общем случае для сигналов с основанием кода  $m$  вероятность ошибки может быть записана в виде /5/

$$p = \sum_{n=1}^{m-1} (-1)^{n+1} C_{m-1}^n \frac{1}{1+n} e^{-\frac{h^2 n}{1+n}}. \quad (8)$$

Для двухлучевой модели отношение  $h^2$  представим в виде

$$h^2 = \frac{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1 A_2 \cos\varphi(t)}{P_{ш}}, \quad (9)$$

где  $A_1$  и  $A_2$  - амплитуды 1-го и 2-го лучей,  $\varphi$  - разность фаз между ними, которую можно считать равномерно распределенной в интервале  $[0, 2\pi]$ . После подстановки (9) в (8) и усреднения  $p$  по  $\varphi$ ,

$$\langle p \rangle = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} p d\varphi, \quad (10)$$

имеем

$$\langle p \rangle = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{m-1} (-1)^{n+1} C_{m-1}^n \frac{1}{\sqrt{\pi n(1+n)h_1 h_2}} e^{-\frac{n}{1+n}(h_1 - h_2)^2}. \quad (11)$$

Здесь  $h_1^2$  и  $h_2^2$  - отношения сигнал/помеха для I-го и 2-го лучей. Из (II) следует, что для двухлучевой модели канала ОРЧ являются учетки частот, где величина  $(h_1 - h_2)$  достигает максимального значения. Если ввести среднюю амплитуду сигнала  $A^2 = A_1^2 + A_2^2$ , т. е.  $h^2 = h_1^2 + h_2^2$  и коэффициент вариаций

$$\gamma = \frac{\langle A^4 \rangle - (\langle A^2 \rangle)^2}{(\langle A^2 \rangle)^2} = \frac{2h_1^2 h_2^2}{h^4}, \quad (12)$$

то (II) преобразуется к виду

$$\langle \rho \rangle = \sum_{n=1}^{m-1} (-1)^{n+1} C_{m-1}^n \frac{1}{\sqrt{2\pi n(1+n)h^2 \sqrt{2\gamma}}} e^{-\frac{nh^2}{1+n}(1-\sqrt{2\gamma})}. \quad (13)$$

Рассмотрим теперь многолучевую модель канала. Пусть имеется доминирующая мода с амплитудой  $A$  и совокупность дополнительных  $n$  лучей с результирующей амплитудой  $A_2$ , распределенной по релеевскому закону

$$w(A_2) = \frac{2A_2}{A_{20}^2} e^{-A_2^2/A_{20}^2}, \quad (14)$$

где  $A_{20}^2 = \langle A_2^2 \rangle$ . Для данной модели усреднение идет по двух параметрам:  $\varphi$  и  $A_2$ . После усреднения (8) по  $\varphi$  имеем

$$\langle \rho \rangle = \sum_{n=1}^{m-1} (-1)^{n+1} C_{m-1}^n \frac{1}{1+n} e^{-\frac{n}{1+n} \frac{A_1^2 + A_2^2}{P_{\text{ш}}}} I_0 \left[ \frac{2nA_1 A_2}{(1+n)P_{\text{ш}}} \right], \quad (15)$$

где  $I_0$  - модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка. Усредняя (15) по  $A_2$  имеем

$$\langle \rho \rangle = \sum_{n=1}^{m-1} (-1)^{n+1} C_{m-1}^n \frac{2}{(1+n)A_{20}^2} e^{-\frac{nA_1^2}{(1+n)P_{\text{ш}}}}. \quad (16)$$



$$\int_0^{\infty} e^{-\frac{nA_1^2}{(1+n)P_w}} A_2 e^{-\frac{A_2^2}{A_{20}^2}} I_0\left(\frac{2nA_1 A_2}{(1+n)P_w}\right) dA_2. \quad (I6)$$

Интеграл в (I6) вычисляется (см./6/) и приводится к виду

$$\langle \rho \rangle = \sum_{n=1}^{m-1} (-1)^{n+1} C_{m-1}^n \frac{1}{1+n+n h_2^2} e^{-\frac{n h_1^2}{1+n+n h_2^2}}. \quad (I7)$$

Если ввести среднюю амплитуду, т.е. записать  $h^2 = h_1^2 + h_2^2$  и коэффициент вариаций  $\gamma = (h_2^4 + 2 h_1^2 h_2^2) / h^4$ , то имеем

$$h_2^2 = h^2(1 - \sqrt{1-\gamma}) = \alpha h^2, \quad h_1^2 = h^2(1-\alpha) \quad (I8)$$

и (I7) преобразуется к виду

$$\langle \rho \rangle = \sum_{n=1}^{m-1} (-1)^{n+1} C_{m-1}^n \frac{1}{1+n+\alpha n h^2} e^{-\frac{n h^2(1-\alpha)}{n \alpha h^2 + 1 + n}}. \quad (I9)$$

Заметим, что результирующее отношение сигнал/помеха для дополнительных лучей  $h_2^2$  можно вычислить в предположении их некоррелированности, т.е.  $h_2^2 = \sum_{i=1}^{m-1} h_{2i}^2$  (суммирование по всем модам, кроме доминирующего луча). При этом

$$\gamma = \frac{(\sum_i h_{2i}^2)^2 + 2h_1^2 \sum_i h_{2i}^2}{(\sum_i h_{2i}^2 + h_1^2)^2}. \quad (20)$$

На основе расчетов вероятности ошибок  $\langle \rho \rangle$  по формуле (I7) и (I9) в качестве ОПЧ выбираются участки частот с наименьшей веро -

ятностью ошибки  $\langle \rho \rangle$ .

3). Низкоскоростной модем широкополосной КВ радиосвязи с использованием сигналов с дискретной частотно-кодовой манипуляцией (ДЧКМ) несущей.

Для ВЧ связи используются сигналы со следующими параметрами: длительность сигнала, соответствующая одному информационному знаку  $T = 10 \dots 100$  мс, длительность элемента сигнала  $\Delta T_0 = 0,3 \dots 5$  мс. Ансамбль частотно-кодовых сигналов выбирается из условия взаимной ортогональности сигналов, т.е. шаг по частоте должен превышать величину  $\Delta f_{\text{н}} = 1/\Delta T_0$ . Таким образом,  $\Delta f_{\text{н}} = 0,2 \dots 5$  кГц.

В нашем случае, когда параметры используемых связанных сигналов не позволяют разрешать во времени магнитотонные компоненты, мы будем учитывать полосу когерентности, обусловленную только влиянием частотной дисперсии. Известно, что за счет дисперсии происходит расширение отклика согласованного фильтра, уменьшение его амплитудного значения. При этом на основе [7] можно показать, что уменьшение мощности сигнала за счет дисперсии равно

$$\frac{P_q}{P_0} \approx \frac{B_k^2}{[B_k^4 + (\Delta f_{\text{н}})^4]^{1/2}}, \quad (21)$$

где  $P_0$  - мощность неискаженного сигнала,  $P_q$  - мощность сигнала с учетом дисперсии. Из (21), задавая потери мощности из-за дисперсии, можно определить общую ширину спектра сигнала. Например, для значений  $P_q/P_0 \approx 0,8$ , что соответствует уменьшению мощности сигнала на 1 дБ, имеем  $\Delta f_{\text{н}} \approx 0,875 B_k$ . При длительности элемента сигнала  $\Delta T_0$  для обеспечения ортогональности сигналов шаг сетки по частоте должен составлять величину  $\sim 2/\Delta T_0$ . Тогда при общей ширине спектра сигнала  $\Delta f_{\text{н}} = 0,875 B_k$  число частотных составляющих равно  $N_f = \Delta f_{\text{н}} / (2/\Delta T_0)$ . В этом случае нижняя граница вероятности ошибок при работе связанной системы в одностороннем канале равна [8/

$$\rho \approx C_{2N_f} \frac{1}{\prod_{i=1}^{N_f} (2h_i^2)}. \quad (22)$$

Таким образом, для систем связи с ДЧКМ несущей ОРЧ являются

участки частот с максимальным отклонением сигнал/помеха однолуче -  
вого канала и (или) участки частот с доминирующей модой (когда  
 $\Delta T_0 < \Delta t_i$ ) с минимальными поляризационными замираниями (когда  
ослаблена одна из магнитоионных компонент). Ширина спектра испо -  
льзуемого сигнала должна удовлетворять условию  $\Delta f_{\text{н}} \approx 0,875 B_{\text{н}}$ .

В заключение заметим, что в дальнейшем планируется провести  
расчеты вероятности ошибок с целью выбора ОРЧ для различного вида  
связных сигналов при работе зондирующей системы на трассах раз -  
личной протяженности, ориентации, в различных геофизических усло -  
виях.

Работа выполнена при поддержке РФ ФИ в рамках проекта 93-02-  
-15893.

#### ЛИТЕРАТУРА.

1. Dhar S., Perry B.D. Equalized megahertz-bandwidth HF channels for spread spectrum communications // Proc. IEEE MILCOM conference, 1982. - P.29.5.1-29.5.5.
2. Malaga A. A characterization and prediction of wideband HF skywave propagation // MILCOM'85 IEEE conf. Boston, Oct. 20-23, 1985, V.1, New York. - P.281-288.
3. Иванов В.А., Малышев Ю.Б., Ного Ю.В. и др. Автоматизированный ЛЧМ комплекс для ионосферных исследований // Радиотехника. - 1991. - № 4. - С.69.
4. Salous S., Shearman E.D.R. Wideband measurements of coherence over an HF skywave link and implication for spread spectrum communication // Radio Sci. - 1986. - V.21, No.3. - P.463.
5. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. - М.: Сов. радио, 1970. - 797 с.
6. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм рядов и произведений. - М.: Наука, 1971.
7. Гинзбург В.Л. Распространение электромагнитных волн в плаз -

ме. - М.: Физматгиз, 1960. - 552 с.

8. Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений. - М.: Радио и связь, 1981. - 231 с.

Дата поступления статьи  
15 октября 1993 г.

---

Подписано в печать 14.10.93 г. Формат 60 x 84/16.  
Бумага писчая. Печать офсетная. Объем 0,73 усл.п.л.  
Заказ 5347. Тираж 100.

---

Отпечатано на ротационте НИРФИ