

## **Исследование дисперсности сверхширокополосных декаметровых радиоканалов и коррекции дисперсионных искажений**

Д.В. Иванов, В.А. Иванов, А.Р. Лащевский

*Марийский государственный технический университет; 424000, РФ, респ. Марий Эл, г. Йошкар-Ола, пл. Ленина, д. 3; IvanovDV@marstu.net*

*Предложены радиотехнические модели распространения сложных сигналов в дисперсных средах. Применительно к ионосферным линиям связи проведены вычислительные эксперименты по исследованию дисперсионных характеристик сверхширокополосных радиоканалов. Изучены суточные вариации параметров этих характеристик, а также зависимости от дальности, от рабочей частоты канала. Исследовано время жизни сверхширокополосных радиоканалов на различных рабочих частотах и для различных протяженностей радиолиний.*

*Radiotechnical models of complex signals propagation in dispersive media are offered. With reference to computing experiments are organized to ionospheric communication link on study of ultra wide band radio channels dispersion. Day variations of those characteristics parameters, as well as dependencies from range, from the channels work frequency was studied. Explored time to lifes ultra wide band radio channels on different work frequency and distances from band of the radiolines transparencies.*

### **Введение**

Известно [1], что дисперсионные искажения могут приводить к частичной или полной потере полезной информации, заложенной в сигнал-носитель, когда в качестве последнего выступают сверхширокополосные сигналы (СШПС). Ранее ограничивали полосу сигнала, не выходя за пределы допустимых искажений, рассматривая задачи оптимальной полосы сигнала, используемого в качестве носителя в средах с дисперсией. Появившиеся в последнее время технические возможности, стимулировали поиски способов расширения полосы сигналов за счет коррекции дисперсионной характеристики [2] сквозного радиоканала. Это потребовало проведения комплексных исследований дисперсионных характеристик таких каналов.

Ранее при изучении проблемы дисперсионных искажений радиосигналов из-за распространения в дисперсных средах вопросы, связанные с дисперсионными характеристиками самой среды не исследовались. Это, естественно, затрудняло сравнительный анализ полученных результатов и тем более не позволяло сделать обобщающие заключения. Поиск общих подходов, дающих возможность адекватно описать в задачах распространения дисперсную среду, привело к необходимости замены ее эквивалентным радиотехническим устройством (радиоканалом), полоса пропускания которого соответствует полосе сигнала. В этой связи предложим подход, в котором естественная линия связи заменяется многомерной системой, характеристики которой описываются гармоническими базисными функциями и могут быть также описаны гармониками Котельникова. Отметим, что структура такой системы будет зависеть как от физических характеристик линии связи, так и от полосы частот используемого радиоканала. Такой подход обладает универсальностью по двум причинам. Во-первых, он позволяет рассматривать структуру линии связи, учитывающую механизмы распространения сигнала от передатчика к приемнику как отдельную радиофизическую задачу. В силу этого данный подход имеет пределы применимости, выходящие за рамки исследования отдельных задач. Во-вторых, он дает возможность использовать для оценки искажений сигналов результаты диагностики среды распространения [5], выраженные через характеристики эквивалентной

многомерной системы. В качестве одной из основных характеристик системы, в рамках рассматриваемой проблемы, в работе [2] предложено использовать дисперсионную характеристику (ДХ), которой является частотная зависимость времени группового запаздывания при распространении сигнала по выбранному тракту многомерной системы.

**Цель работы:** исследование дисперсионных характеристик радиоканалов для сверхширокополосных сигналов (СШПС) при распространении их на одно и двух скачковых декаметровых линиях связи, расположенных в пространстве Земли-ионосфера.

### 1 Радиотехническая модель среды распространения и математическая модель дисперсионной характеристики

Для СШПС, представляющими собой спектры гармоник, эквивалентная схема распространения может быть представлена элементами, изображенными на рис. 1.

Согласно данному подходу, в каждом тракте (механизме) распространения амплитуда спектральной компоненты сигнала умножается на фактор  $H_{0j}(f)$ , а к ее фазе добавляется слагаемое вида  $\varphi_j(f)$ . Для учета того, что распространяющийся сигнал в общем случае может быть сложным, многомерная система была дополнена согласованным фильтром (или коррелятором), приводящим к сжатию сигнала. Отметим, что сжатый сложный СШПС является коротко импульсным, т.к. он при сжатии «теряет» высокочастотное заполнение в силу того, что его период становится близким к длительности импульса.

Дисперсионная характеристика (ДХ) тракта связана с фазо-частотной характеристикой (ФЧХ) следующей формулой:

$$\tau_j(f) = \frac{1}{2\pi} d\varphi_j / df, \quad (1)$$

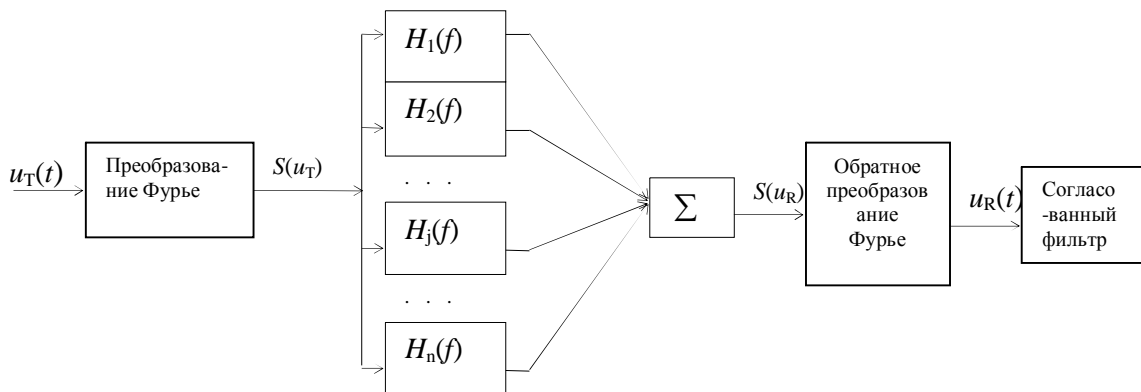


Рис. 1.

Важность ДХ в задачах распространения СШПС заключается в том, что интегрирование ее позволяет восстановить ФЧХ радиоканала. С другой стороны, ее можно исследовать как теоретически, так и в натуральных экспериментах, поскольку она представляет собой время запаздывания в тракте распространения «группы» гармонических сигналов на близких частотах, точнее говоря, время распространения огибающей этой «группы» (см. например [3,4,5]).

В теоретических исследованиях ДХ ионосферных радиоканалов при использовании лучевого приближения решается уравнение эйконала (см. например [6]):

$$|\nabla \psi_j|^2 = n_j^2 \quad (2)$$

При условии, что  $n^2 = 1 - f_o^2 / f^2$ , где  $f_o^2 = e^2 N / \pi m$  - квадрат плазменной частоты, для ДХ наклонных радиолиний нетрудно получить [7] выражение:

$$\tau_j(f) = \frac{1}{c} \int_{l_j} \frac{dl}{n(f, r)}, \quad (3)$$

которое для вертикальных радиолиний преобразуется к виду:

$$\tau_o(f) = \frac{2}{c} \int_0^{h_r} \frac{dh}{n(h, f)},$$

где  $l_j$  - путь, проходимый сигналом в среде по данному лучу,  $h_r$  - высота отражения,  $h$  - произвольная высота,  $n(h, f)$  - показатель преломления.

В большинстве случаев ДХ ионосферного тракта распространения в полосе канала можно представить в виде полинома  $P_n(f)$  степени  $n$ :

$$\tau_j(f) = P_{nj}(f) = \sum_{k=1}^n b_k f^k. \quad (4)$$

Из (4) нетрудно получить полиномиальную модель ФЧХ радиоканала для заданного тракта:

$$\varphi_j(f) = \varphi_j(f_o) + \sum_{k=1}^n \frac{b_k}{k+1} \cdot f^{k+1}. \quad (5)$$

Вопрос о максимальной степени полиномов является предметом исследования. При дискретном задании ДХ исследование обычно проводится путем минимизации функционала:

$$\min_{\tau(f) \in C^{<D>}[f_p, f_p + \Delta f]} \sum_{k=1}^n \left| \frac{\tau(f_k) - \tau_k}{n} \right|^2 \quad (6)$$

Данная задача для заданной полосы пропускания канала  $\Delta f$  обычно решается прямым методом, когда:

$$\tau(f) = \lim_{n \rightarrow \infty} P_n(f).$$

Степень многочлена  $n$  при этом определяется величиной допустимого среднеквадратичного отклонения, которое задается величиной не более 10% от отношения  $(1/\Delta f)$ .

Данная задача упрощается, когда рассматривается ДХ узкополосного в математическом смысле радиоканала, т.е. канала, для которого  $\Delta f \ll f_p$ , где  $f_p$  средняя (рабочая) частота канала. В этом случае в качестве многочлена можно выбрать многочлен Тейлора, ограничившись для ДХ первой степенью разложения по степеням  $(f - f_p)$ :

$$\tau_j(f) = \tau_j(f_p) + s_j(f_p) \cdot (f - f_p), \quad (7)$$

где  $s_j = d\tau_j / df$  - наклон ДХ.

В работах [2,8] показано, что в этом случае за дисперсионные искажения сложных сигналов отвечает линейная составляющая ДХ, характеризуемая параметром, называемым ее наклоном. Важность изучения наклонов ДХ заключается в том, что они в первую очередь ответственны за дисперсионные искажения СШПС.

**2 Методики коррекции дисперсионных искажений декаметровых СШПС**  
Пусть широкополосный дисперсный канал для  $q$ -ого тракта распространения имеет частотную характеристику вида:

$$H_q(f) = H_{0q}(f) \cdot \exp[-i\varphi_q(f)].$$

Корректор располагается перед фильтром, согласованным с излучаемым сигналом. Если частотная характеристика корректирующего фильтра равна:

$$G_q(f) = G_{0q}(f) \cdot \exp[i\varphi_q(f)] = G_q^A(f) \cdot G_q^\Phi(f), \quad (8)$$

то сквозная частотная характеристика будет иметь вид:

$$H_q(f) \cdot G_q(f) = H_{0q}(f) \cdot G_{0q}(f) = H_{0q}(f) \cdot G_q^A(f).$$

Откуда видно, что такой фильтр компенсирует фазовую дисперсию. Выбор АЧХ фильтра для коррекции амплитудной дисперсии обусловлен необходимостью максимизировать пиковую мощность сигнала на выходе фильтра, согласованного с излучаемым сигналом. Известны [4] три алгоритма коррекции амплитудной дисперсии, учитывающие частотные характеристики сигнала, тракта распространения и шумов в широкой полосе радиоканала. В них АЧХ задается одной из трех формул:

$$G_q^A(f) = G_{0q}(f) = \frac{1}{H_0(f)}, \quad G_q^A(f) = G_{0q}(f) = \frac{H_0(f)}{N(f)},$$

$$G_q^A(f) = G_{0q}(f) = \frac{H_0(f)}{H_0^2(f) + T \cdot N(f) / |S_T(f)|^2}$$

где  $N(f)$  - спектральная плотность мощности шума и помех,  $T$  - длительность излучаемого широкополосного сигнала.

Первая формула представляет алгоритм обратной фильтрации, вторая – согласованной, а третья – винеровской. Очевидно, что обратная фильтрация будет корректировать интерференцию магнитоионных компонент. Однако данный алгоритм не учитывает спектральных характеристик распространяющегося по каналу сигнала также вариаций спектральной плотности мощности помех и поэтому не является оптимальной. Алгоритм согласованной фильтрации максимизирует отношение сигнал/(шум+помеха). Алгоритм винеровской фильтрации занимает промежуточное место между первыми двумя. Он обычно рекомендуется к использованию, когда в АЧХ принимаемого сигнала существуют узкополосные провалы.

В работе [8] предлагается два возможных способа коррекции амплитудно-фазовой дисперсии. Первый состоит в использовании фазокомпенсирующего фильтра с фазовой характеристикой обратной ФЧХ  $\varphi_q(f)$   $q$ -ого тракта дисперсионного канала.

Дискретная реализация такого фильтра состоит из  $n_\Omega$  частотных фильтров с полосами пропускания  $\Delta f / n_\Omega$  (см. рис. 2). Сигнал, проходящий через  $k$ -ый частотный фильтр  $\Phi_k$

( $1 \leq k \leq n_\Omega$ ) с центральной частотой  $f_k = f_p + \frac{\Delta f}{n_\Omega}(k - 1/2)$  умножается на комплексный

множитель  $\exp[i\varphi_q(f_k)]$ , что компенсирует фазовый набег при распространении по  $q$ -ому тракту. Амплитудная дисперсия корректируется путем изменений усиления сигнала на выходе каждого частотного фильтра (эквалайзером) на величину  $G_{0q}(f_k)$ .

Количество частотных фильтров  $n_\Omega$  выбирается из условия, что в полосе каждого  $\tau_q(f_k) \approx const$ . На выходе корректора будем иметь скорректированный от дисперсионных искажений сигнал  $\tilde{U}_R(t)$ .

Второй способ состоит в использовании фильтра, реализующего дисперсионную линию задержки с характеристикой, обратной дисперсионной характеристике канала распространения  $\tau_q(f)$  и эквалайзера с частотной характеристикой  $G_{0q}(f)$ . Возможная дискретная схема дисперсионного фильтра приведена на рис. 3.

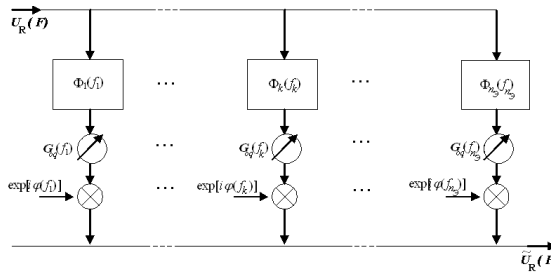


Рис. 2.

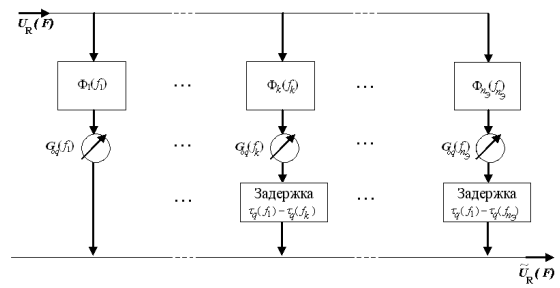


Рис. 3.

Как и в предыдущем случае он состоит из  $n_q$  частотных фильтров с полосами пропускания  $\Delta f / n_q$ . В каждом  $k$ -ом частотном фильтре происходит задержка сигнала на время  $\tau_q(f_1) - \tau_q(f_k)$  ( $\tau_q(f_1)$  - значение  $\tau_q(f)$  в полосе первого частотного фильтра), что приводит к ликвидации наклона у ДХ  $q$ -ого тракта. Амплитудная дисперсия в данном случае корректируется также эквалайзером с коэффициентами усиления (ослабления)  $G_{0q}(f_k)$  в каждом частотном фильтре. Количество частотных фильтров  $\bar{n}$  выбирается из условия, что в полосе каждого  $\tau_q(f_k) \approx const$ . На выходе данного корректора также будем иметь скорректированный от дисперсионных искажений сигнал  $\tilde{U}_R(t)$ .

### 3 Результаты вычислительных экспериментов

Для исследования ДХ был развит метод вычислительного эксперимента. В качестве модели ионосферы использовалась международная модель IRI, позволяющая получить профиль электронной концентрации для любой точки на земном шаре, в произвольный момент времени суток.

В рассматриваемом методе профиль аппроксимировался моделью чепменовского слоя. Задача распространения решалась в приближении геометрической оптики для сферически симметричной ионосферы с использованием теорем эквивалентности. Двухскачковый тракт моделировался в приближении равных скачков.

Исследовалось поведение наклонов ДХ для односкачковых трасс протяженностью 500...3500 км, и для двухскачковых трасс протяженностью 4500...7500 км. Расчеты выполнялись для радиоканалов с полосой частот 1 МГц на сетке относительных рабочих частот, равных  $f_p = 0.5, 0.6, 0.7, 0.8$  и  $0.9$  МПЧ. Для исследований были выбраны четыре дня, относящиеся к зимнему, весеннему, летнему и осеннему солнцестоянию. 2005 года.

На рис.4 представлены частотные зависимости наклонов для трасс различной протяженности. Рис.4а соответствует односкачковому тракту односкачковых трасс, а рис.4б – двухскачковому моду (тракту) распространения двухскачковых трасс. Из рис.4 виден значительный рост наклонов ДХ с приближением рабочей частоты канала к МПЧ. Кроме того, видно, что для радиолиний протяженностью 2000...3500км наклон меняется более медленно, чем на радиолиниях протяженностью 500...2000км. Аналогичная картина наблюдается для двухскачковых радиолиний – на трассах протяженностью 4500...6000 км наклон меняется быстрее, чем на радиолиниях протяженностью 6000...7500 км. Эти выводы подтверждаются рис.5, где представлены зависимости от дальности средних по диапазону частот 0.5 – 0.8МПЧ наклонов ДХ (а – мода 1F2 односкачковых радиолиний, б – мода 2F2 двухскачковых радиолиний).

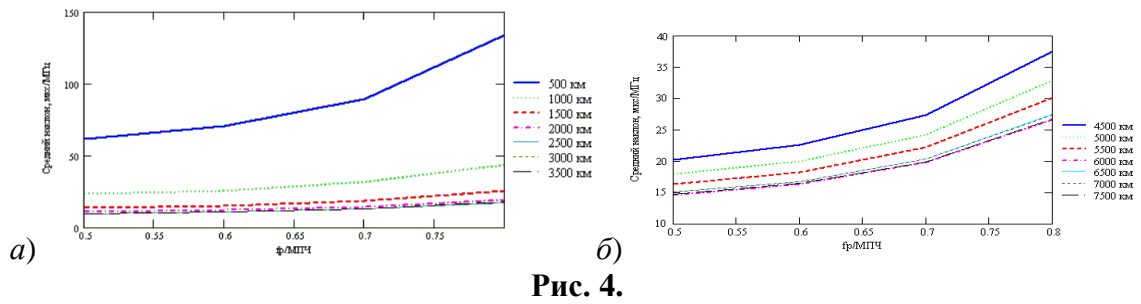


Рис. 4.

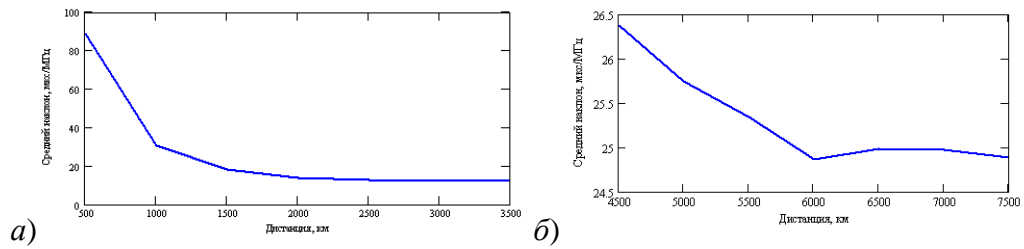


Рис. 5.

Рис. 6 а, б, в, г представлены результаты статистической обработки наклонов ДХ для трасс, протяженностью 2500 км, усредненных по диапазону рабочих частот от 0.5МГц до 0.8МГц. На рис. 6 а, б представлены результаты дневных измерений для первого и второго скачков, соответственно, а на рис. 6 в, г – результаты ночных измерений. Видно, что ночью наклоны в 2.5 – 3.5 раза выше, чем днем, кроме того, видно, что они растут в 3-5 раз с ростом порядка мода.

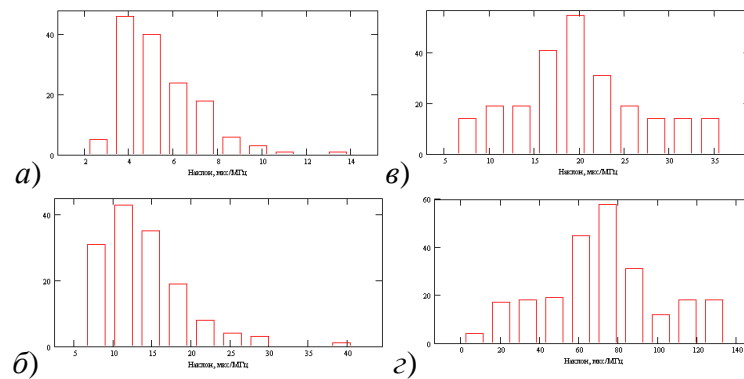


Рис. 6.

На рис. 7а представлен пример ионограммы, синтезированной при полосе частот элемента, равной 1МГц, а на рис. 7б – той же ионограммы после коррекции дисперсионных искажений. В случае рис. 7а виден эффект значительных дисперсионных искажений, а на рис. 7б – эффект сверхразрешения.

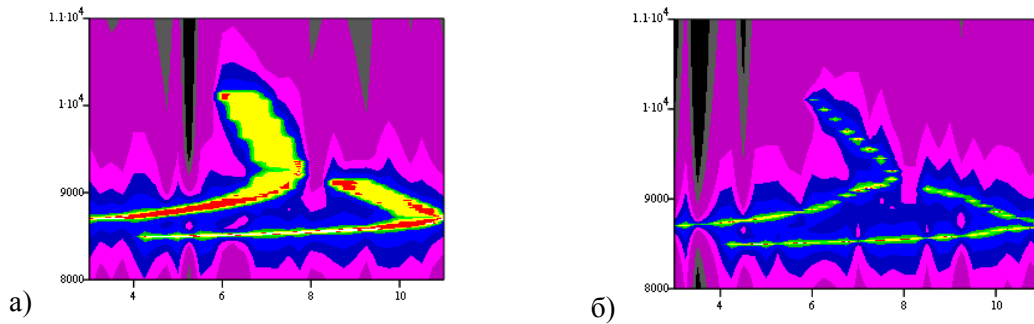


Рис. 7.

Если в искаженном дисперсией канале с полосой 1 МГц в заданный момент времени осуществить процедуру коррекции, то, как это следует из рис. 5, через некоторый момент времени, названный нами «временем жизни» канала. Поскольку полоса канала равна 1 МГц, то за время жизни было принято время, за которое наклон меняется на величину равную 1 мкс/МГц. Поэтому был проведен вычислительный эксперимент по исследованию устойчивости скорректированного канала к дисперсионным искажениям. Ранее уже говорилось о том, что в полосе канала 1 МГц, можно скорректировать ДХ, для которой  $|s| \leq 1$  мкс/МГц. В связи с этим было введено понятие «времени жизни» (стационарности) канала  $t_s$ , определяемое, как временной отрезок, за который колебания наклона дисперсионной характеристики не превышают 1 мкс/МГц.

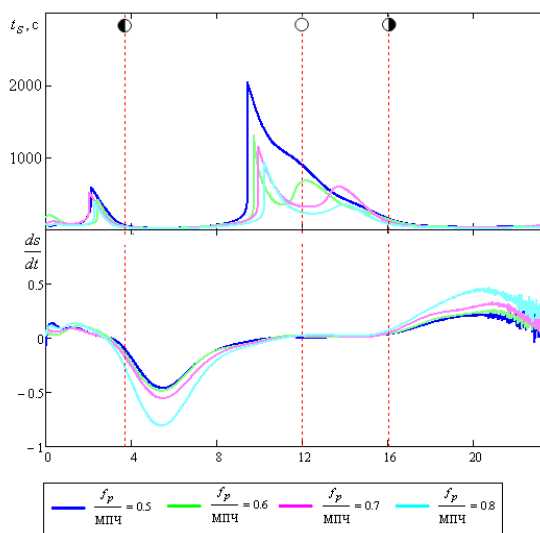


Рис. 8.

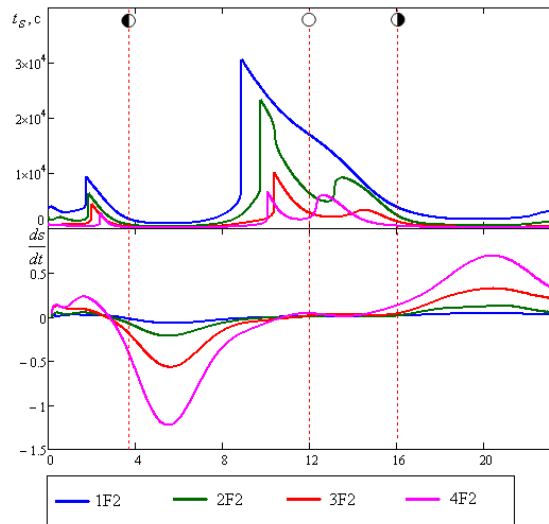


Рис. 9.

На рис. 8а представлен суточный ход  $t_s$ , а на рис.8б скорость изменения наклона ДХ  $\frac{ds}{dt}$  (производная от ДХ по времени) для эксперимента от 21 сентября 2005 года для моды 2F2 на дистанции 1500 км. Характерными для  $t_s$  являются: небольшие значения в утренние и вечерние часы, что обусловлено высокой скоростью изменения наклона ДХ; максимальные значения в дневные часы. Наличие второго максимума в ночное время связано с несущественными изменениями наклона ДХ (скорость изменения наклона стремится к нулю), что видно из рис. 8б. С увеличением отношения  $\frac{f_p}{\text{МГц}}$  наблюдается уменьшение  $t_s$ , что определяется увеличением дисперсности канала.

В этом же эксперименте были определены максимальные (рис.10а) и минимальные (рис.10б) значения  $t_s$  для различных значений  $\frac{f_p}{МПЧ}$ . Установлено, что с ростом  $\frac{f_p}{МПЧ}$  происходит уменьшение минимального и максимального значений  $t_s$ , причем скорость изменения максимального значения выше, чем минимального.

Далее были проведены исследования по определению зависимости  $t_s$  от порядка тракта распространения. На рис. 9. представлены результат эксперимента на трассе протяженностью 3500 км для канала с относительной рабочей частотой  $\frac{f_p}{МПЧ}=0,8$ .

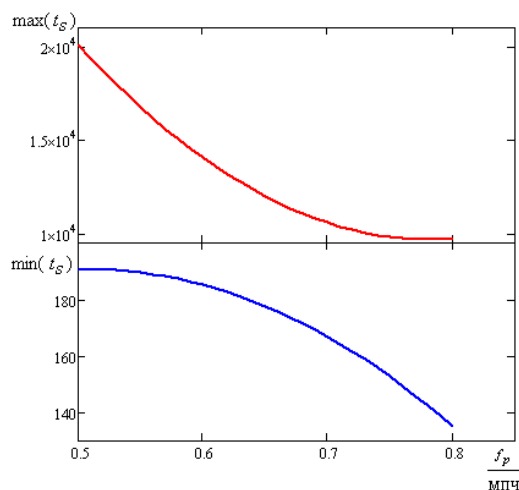


Рис. 10.

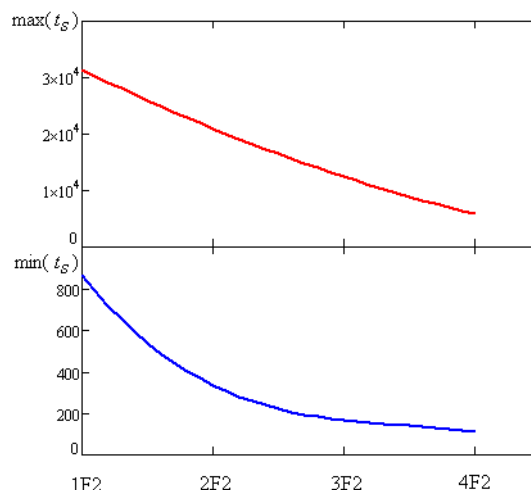


Рис. 11.

Установлено, что с ростом порядка тракта распространения происходит уменьшение  $t_s$ . Такие изменения связаны с увеличением дисперсности канала с ростом порядка тракта распространения. Результаты данного эксперимента в части вариаций  $t_s$  и  $\frac{ds}{dt}$  совпадают с результатами предыдущего эксперимента.

Максимальное (рис.11а) и минимальное (рис. 11б) значения  $t_s$  уменьшаются с ростом порядка тракта распространения, причем скорость изменения максимального значения выше, чем у минимального.

Далее была проведена серия экспериментов по исследованию зависимости  $t_s$  от протяженности трассы  $D$ .

На рис. 12 представлены зависимости среднего (рис.12а), минимального (рис.12б) и максимального (рис.12в) значений  $t_s$  на различных относительных частотах для трасс протяженностью 1500 км, 2500 км и 3500 км.

Установлено, что с ростом протяженности трассы значения  $t_s$  растут, а с ростом относительной частоты уменьшаются. Характерным является уменьшение разности значений  $t_s$  на соответствующих относительных частотах для трасс близких по протяженности с увеличением протяженности трассы.



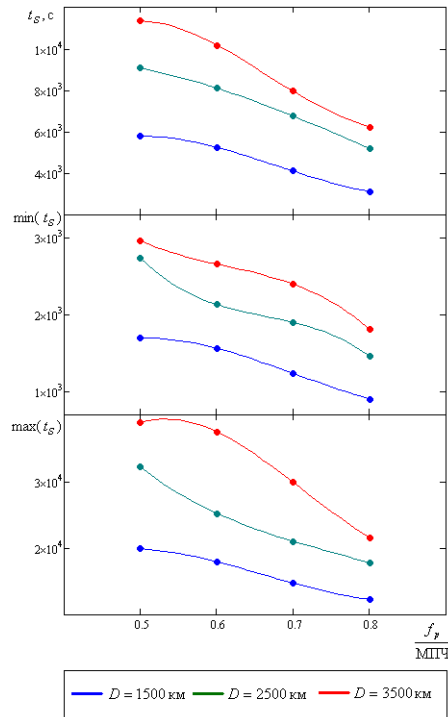


Рис. 12.

Исследования зависимости  $t_s$  от относительной частоты для различных трактов распространения показали, что с ростом порядка тракта распространения значения  $t_s$  уменьшаются. Характерным является уменьшение разности значений  $t_s$  на соответствующих относительных частотах для соседних трактов с увеличением порядка тракта.

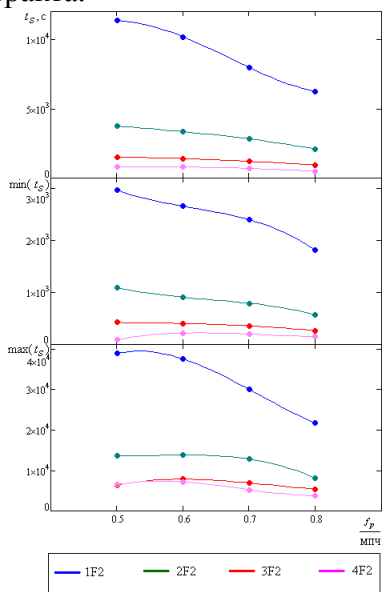


Рис. 13.

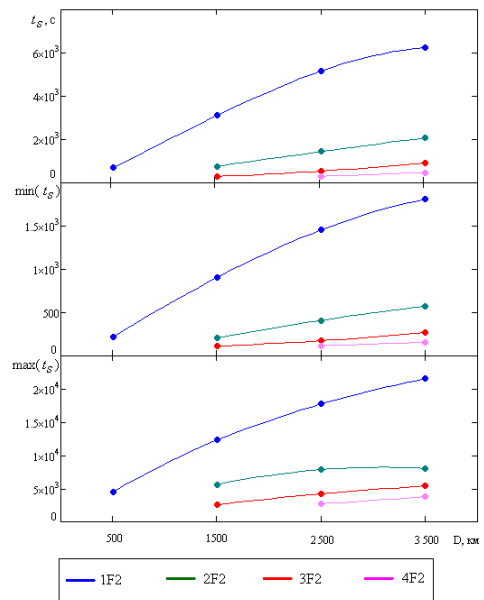


Рис. 14.

Результаты эксперимента по исследованию зависимости  $t_s$  от протяженности  $D$  трассы для различных трактов распространения представлены на рис.14. Видно, что с увеличением протяженности трассы происходит рост значений  $t_s$ , кроме того, скорость роста  $t_s$  выше для трактов с меньшими порядками кратности.

## **Выводы**

В результате проведенных исследований установлено, что:

- в условиях ночной ионосферы наклоны ДХ в 2.5 – 3.5 раза больше чем днем.
- наклоны ДХ растут с увеличением порядка моды в 3-5 раз.
- время жизни сверхширокополосного ионосферного декаметрового радио достигает своего наибольшего значения днем, а наименьшего – ночью.
- с приближением рабочей частоты к МПЧ радиолинии время жизни канала уменьшается.
- с увеличением протяженности трассы «время жизни» скорректированных каналов увеличивается, а с увеличением порядка моды распространения уменьшается.

*Работа выполнена при поддержке РФФИ (проекты № 09-07-00331; 10-02-00620; 10-07-00466), ФЦП "Научные и научно-педагогические кадры инновационной России" на 2009-2013 годы (ГК № 02.740.11.0233); АВЦП "Развитие научного потенциала высшей школы (2009-2010 годы)" (проект № 2.1.1/3896).*

## **Литература**

1. Иванов, Д.В. Оптимальные полосы частот сложных сигналов для декаметровых радиолиний / Д.В. Иванов // Радиотехника и электроника.-2006.-Т.51, №4, С.389-396.
2. Иванов, Д.В. Искажения в ионосфере декаметровых сигналов с псевдослучайной рабочей частотой / Д.В. Иванов // Радиотехника и электроника.-2006.-Т.51, №7, С.807-815.
3. Гинзбург, В.Л. Распространение электромагнитных волн в плазме. - М.: Наука, 1967. - 552 с.
4. Вайнштейн Л.А. Распространение импульсов //Успехи физических наук. - 1976. - Т.118, №2. - С. 339-367.
5. Armand N.A., Smirnov V.M., Hagfors T. // Radio Science.-2003. v.38, №5.-P.11-1.
6. Железняков В.В. Электромагнитные волны в космической плазме. – М.: Наука, 1977. - 432 с.
7. Лучевое приближение и вопросы распространения радиоволн / Под ред. Кияновского М.П. – М.: Наука, 1971 - 311 с.
8. Иванов, Д.В. Методы и математические модели исследования распространения в ионосфере сложных декаметровых сигналов и коррекции их дисперсионных искажений: Монография / Д.В. Иванов – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2006. – 266 с.