

6
А-61

МИНИСТЕРСТВО СВЯЗИ СССР

ЛЕНИНГРАДСКИЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ СВЯЗИ
ИМЕНИ ПРОФЕССОРА М.А. БОНЧ-БРУЕВИЧА

В.А. БОЧКАРЕВ

ПЕРЕДАЧА ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ
ПО ДИСПЕРСИОННЫМ КАНАЛАМ
С ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ СЕЛЕКТИВНОСТЬЮ

(Специальность 05.290 -
теоретические основы радиотехники)

Автореферат
диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

ЛЕНИНГРАД - 1971

МИНИСТЕРСТВО СВЯЗИ СССР

ЛЕНИНГРАДСКИЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ СВЯЗИ
ИМЕНИ ПРОФЕССОРА М.А. БОНЧ-БРУЕВИЧА

В.А. БОЧКАРЕВ

ПЕРЕДАЧА ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ
ПО ДИСПЕРСИОННЫМ КАНАЛАМ
С ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОЙ СЕЛЕКТИВНОСТЬЮ

(Специальность 05.290 -
теоретические основы радиотехники)

Автореферат

диссертации на соискание ученой степени
кандидата технических наук

ЛЕНИНГРАД - 1971



В В Е Д Е Н И Е

Большое развитие в последние годы получила теория оптимальных методов приема в каналах со случайно-меняющимися параметрами. Основной вклад в эту теорию внесли работы Л.М.Финка, Д.Д.Кловского, Дж.Возенкрафта, Р.А.Велло и других советских и зарубежных авторов.

В перечисленных работах практически не уделялось внимания анализу и синтезу оптимальных приемных устройств в каналах с нелинейной фазочастотной характеристикой (ФЧХ). Между тем, большинство современных каналов связи и локации, особенно при использовании сигналов с большой базой, являются каналами с нелинейной ФЧХ. Нелинейность ФЧХ — следствие дисперсионности среды, в которой распространяются акустические или электромагнитные волны.

Примерами дисперсионных сред являются гидросфера (гидроакустический канал) и плазма (радиоканал).

С распространением электромагнитных волн в плазме приходится встречаться в целом ряде случаев. Важнейшими из них, как отмечал академик В.Л.Гинзбург, являются

распространение радиоволн в ионосфере;

распространение в солнечной атмосфере, в туманностях, а также в межзвездном и межпланетном пространстве радиоволн космического происхождения, исследуемых радиоастрономическими методами;

распространение радиоволн при локации Солнца, Луны и планет, а также в случае связи с далекими искусственными спутниками Земли, космическими ракетами и т.п.

Вопросы, связанные с распространением электромагнитных волн в дисперсионной среде (плазме), подробно освещены в монографиях советских ученых Я.Л.Альперта и В.Л.Гинзоурга. Но, несмотря на значительное развитие этой теории, специалисты в области теории передачи сигналов еще мало уделяют внимания такой важной проблеме, как анализ и синтез систем передачи информации в дисперсионных радиоканалах.

Именно вопросам, относящимся к анализу и синтезу систем передачи дискретной информации в дисперсионных радиоканалах наиболее общего типа (с частотно-временной селективностью и обобщенно-гауссовой статистикой при учете флуктуационного аддитивного шума) и посвящена реферируемая работа.

В круг решаемых в диссертации задач входят следующие:

1. Развитие обобщенной модели канала с частотно-временной селективностью и дисперсией.
2. Анализ и синтез оптимальных алгоритмов приема дискретных сигналов и исследование субоптимальных устройств на основе обобщенной модели канала.
3. Определение надежности связи по помехоустойчивости при оптимальном приеме в дисперсионном радиоканале.
4. Исследование влияния нелинейности ФЧХ канала на качество оценки параметров радиосигнала.
5. Экспериментальное определение методом статистического моделирования на ЭЦВМ помехоустойчивости субоптимального приема в дисперсионном канале с частотно-временной селективностью.

Диссертация состоит из четырех глав и приложений.

Математическому описанию процессов, происходящих в дисперсионных радиоканалах, посвящена первая глава.

Во второй главе решаются задачи синтеза алгоритмов оптимального различения сигналов в дисперсионных каналах.

Третья глава посвящена анализу оптимальных алгоритмов, определению помехоустойчивости субоптимальных методов приема. Рассматриваются также вопросы надежности связи при оптимальном приеме и влияния дисперсионных свойств среды на качество оценки параметров сигнала.

В четвертой главе исследуется субоптимальный прием сигналов с большой охватом в многолучевом канале с дисперсией и

сверхбыстрыми замираниями методом цифрового моделирования.

В приложениях содержатся результаты математического характера, полученные и использованные при выполнении основной части работы.

1. Характеристика линейных дисперсионных каналов радиосвязи и радиолокации

1. При радиосвязи и локации наличие крупномасштабных образований в атмосфере вызывает многолучевое распространение радиоволн.

В ионосфере эти образования (электронные облака) могут иметь произвольные размеры, различную концентрацию электронов и различное распределение концентрации в пределах облака, а поэтому и различно воздействуют на проходящие через них радиоволны.

По экспериментальным данным, электронная концентрация ионосферы меняется в течение суток, но остается примерно постоянной на протяжении нескольких часов. Существуют специальные ионосферные станции, предсказывающие на месяц вперед изменения критических частот, а следовательно, и электронной концентрации. Таким образом, для каждой трассы радиосвязи можно считать дисперсионные искажения радиосигналов регулярными.

Учитывая сказанное, передаточную функцию ионосферного канала представим следующим образом:

$$H(f, t) = \sum_{\ell=1}^L \chi_{\ell}(t) G_{\ell}(f) e^{-j2\pi(f-f_0)\tau_{\ell}} \quad (1)$$

где L - число лучей;

τ_{ℓ} - задержка по ℓ -му пути распространения;

$\chi_{\ell}(t) = x_{\ell}(t) + jy_{\ell}(t)$ - комплексный случайный процесс,

обусловленный хаотическим движением мелкомасштабных неоднородностей в ℓ -ом объеме рассеяния.

Функция $G_{\ell}(f) = \exp[-j\pi\rho_{\ell}(f-f_0)^2]$ характеризует дисперсионные свойства радиоканала. Чем больше коэффициент дисперсии ρ_{ℓ} , тем сильнее искажения отраженных сигналов. В диссертации приводятся выражения для коэффициентов дисперсии ρ , полученные в случае наклонного падения на параболический ионо-

сферный слой.

2. В диссертации использована обобщенно-гауссова статистическая модель канала, согласно которой квадратурные составляющие $x_i(t)$, $y_i(t)$ мультипликативной помехи $r_i(t)$ имеют произвольные математические ожидания (m_{x_i} , m_{y_i}) и дисперсии ($\sigma_{x_i}^2$, $\sigma_{y_i}^2$), но одинаковые по всем лучам коэффициенты автокорреляции $R(t-t')$. Такая модель канала основана в работах Д.Д.Кловского, Д.Миддлтона, Р. Beckmann.

Для практических расчетов удобно использовать следующие четыре параметра:

$$q^2 = \frac{m_x^2 + m_y^2}{\sigma_x^2 + \sigma_y^2} - \text{отношение средних мощностей регулярной и флуктуирующей частей сигнала};$$

$$\beta^2 = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_y^2} - \text{параметр, характеризующий асимметрию канала по квадратурным составляющим};$$

$$\bar{r}^2 - \text{средний квадрат модуля процесса } r(t);$$

$$\psi_p = \arctg \frac{m_y}{m_x} - \text{фаза регулярной составляющей}.$$

Основными статистическими характеристиками, описывающими гауссов канал, являются среднее значение передаточной функции $H(f, t)$ и ее корреляционная функция

$$B_H(f, f', t, t') = \overline{\dot{H}(f, t) \dot{H}^*(f', t')} \quad (2)$$

Если канал стационарен во времени и по частоте, то корреляционная функция (2) зависит только от двух аргументов $\nu = f - f'$ и $\tau = t - t'$. Анализ показывает, что дисперсионный радиоканал с передаточной функцией (1) является стационарным во времени и нестационарным по частоте.

3. Удобство анализа и синтеза приемных устройств в большой мере зависит от отыскания подходящей формы представления сигналов, которая в значительной степени определяется математической моделью канала.

В диссертации применяется разложение центрированной двумерной передаточной функции $H(f, t)$ по системе собственных функций однородного линейного интегрального уравнения

$$\psi_k(t) \psi_l(t) = \alpha_k \alpha_l \int_{T_a}^F B_H(f, f', t, t') \psi_k(t') \psi_l(f') dt' df' \quad (3)$$

где $T_a = T + \tau_{\max}$ - интервал анализа ($\tau_{\max}$ - длительность переходного процесса в канале, обусловленного многолучевостью и дисперсией);
 F, T - соответственно ширина спектра и длительность передаваемых сигналов;

$$\dot{H}(f, t) = \sum_{\ell=1}^L \sum_{k=1}^N \frac{H_{k\ell}}{\sqrt{\alpha_k \alpha_\ell}} \psi_k(t) \psi_\ell(f) \quad (4)$$

Здесь

$$N = \left[\frac{T_a}{\tau_{\text{кор}}} + 1 \right], \quad \tau_{\text{кор}} - \text{время корреляции замираний}.$$

В формулах (3), (4) $\psi_k(t)$, α_k - собственные функции и собственные числа интегрального уравнения

$$\psi_k(t) = \alpha_k \int_0^{T_a} R(t-t') \psi_k(t') dt', \quad (5)$$

а $\psi_\ell(f)$, α_ℓ - собственные функции и собственные числа уравнения

$$\psi_\ell(f) = \alpha_\ell \int_{f_0 - \frac{F}{2}}^{f_0 + \frac{F}{2}} \sum_{n=1}^L (\sigma_{x_n}^2 + \sigma_{y_n}^2) G_n(f) G_n^*(f') \psi_\ell(f') e^{j2\pi(f-f')\tau_n} df' \quad (6)$$

Основным достоинством разложения (4) является некоррелированность случайных координат $H_{k\ell}$.

4. Для синтеза оптимальных алгоритмов приема в каналах с частотно-временной селективностью и дисперсией очень удобно представлять сигналы на выходе канала $S'(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f, t) S(f) e^{j2\pi ft} df$ ($S(f)$ - спектр передаваемого сигнала $S(t)$) в виде разложения

$$S(t) = \sum_{k=1}^{NL} \frac{S'_k}{\sqrt{\lambda_k}} \varepsilon_k(t) \quad (7)$$

по системе собственных функций интегрального уравнения, ядром которого является корреляционная функция сигнала

$$B_{S_i}(t, t') = \dot{S}'(t) \dot{S}'(t') \quad (8)$$

При этом координаты S'_k выходного сигнала оказываются некоррелированными.

Поскольку в общем случае нахождение собственных функций $\varepsilon_k(t)$ и собственных чисел λ_k непосредственным решением интегрального уравнения практически невозможно, в диссертации предлагается метод определения $\varepsilon(t)$ по заданным $S(t)$, $\varphi(t)$ и $\psi(f)$ путем решения системы NL алгебраических уравнений.

В частном случае, если спектры передаваемых сигналов и замираний не перекрываются, соответствующим выбором авто- и взаимокорреляционных свойств передаваемых сигналов можно избежать от необходимости определения собственных функций

П. Оптимальный прием дискретных сообщений в дисперсионных радиоканалах

1. В общем случае оптимального различения M сигналов произвольной формы с произвольными взаимно- и автокорреляционными функциями в канале с передаточной функцией (1) алгоритм оптимального приема получен в виде

$$H_i - B_i > H_j - B_j ; \quad i, j = 1, 2, \dots, M ; \quad i \neq j \quad (9)$$

Величины B_i и H_i определяются по следующим формулам:

$$\left. \begin{aligned} B_i &= \frac{E_i}{N_0} + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{NL} \ln \left(1 + \frac{2}{N_0 \lambda_{ik}} \right) ; \\ H_i &= \frac{1}{N_0} \sum_{k=1}^{NL} \frac{\theta_{ik}^2}{1 + \frac{N_0 \lambda_{ik}}{2}} + \frac{2}{N_0} \int_0^{T_a} V(t) \overline{S'_i(t)} dt \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где

$$E_i = \int_0^{T_a} [\overline{S'_i(t)}]^2 dt ;$$

$\frac{N_0}{2}$ - спектральная плотность аддитивного шума;

$$\theta_{ik} = \int_0^{T_a} [V(t) - \overline{S'_i(t)}] \varepsilon_{ik}(t) dt \quad (11)$$

Основная операция, которую должен выполнить оптимальный различитель, заключается в вычислении величин θ_{ik} путем интегрирования на интервале анализа произведения центрированного входного сигнала $\dot{V}(t) = V(t) - \overline{S'_i(t)}$ и собственной функции $\varepsilon_{ik}(t)$ интегрального уравнения, ядром которого является корреляционная функция сигнала на выходе канала $B_{S'_i}(t, t')$.

2. В ситуации, наиболее распространенной на практике, когда спектры замираний и сигналов не перекрываются, при использовании на передаче сигналов, позволяющих произвести разделение лучей в условиях сверхбыстрых замираний и дисперсии, величины B_i и H_i ($i = 1, 2, \dots, M$) определяются из следующих выражений:

$$\left. \begin{aligned} B_i &= \frac{E_i}{N_0} + \frac{1}{2} \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^N \ln \left[\left(1 + \frac{2 h_{xli}^2}{\sigma_{xk}^2 T_a} \right) \left(1 + \frac{2 h_{yli}^2}{\sigma_{yk}^2 T_a} \right) \right] ; \\ H_i &= \frac{2}{N_0^2} \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^N \left[\frac{\theta_{ilk}^2 \sigma_{xk}^2}{\sigma_{xk}^2 + \frac{2 h_{xli}^2}{T_a}} + \frac{\tilde{\theta}_{ilk}^2 \sigma_{yk}^2}{\sigma_{yk}^2 + \frac{2 h_{yli}^2}{T_a}} \right] + \\ &\quad + \frac{2}{N_0} \int_0^{T_a} V(t) \overline{S'_i(t)} dt , \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

где

$$\left. \begin{aligned} h_{xli}^2 &= \sigma_{xk}^2 \frac{E_i}{N_0} , \quad h_{yli}^2 = \sigma_{yk}^2 \frac{E_i}{N_0} ; \\ E_i &- \text{энергия сигнала } i\text{-ой позиции;} \\ \theta_{ilk} &= \int_0^{T_a} [V(t) - \overline{S'_i(t)}] z_{il}(t - \tau_l) \varphi_k(t) dt ; \\ \tilde{\theta}_{ilk} &= \int_0^{T_a} [V(t) - \overline{S'_i(t)}] \tilde{z}_{il}(t - \tau_l) \varphi_k(t) dt ; \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

$$Z_{il}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} G_i(f) S_i(f) e^{j2\pi f t} df - \text{сигнал, искаженный дисперсией в } l\text{-ом луче.}$$

Основное отличие данного алгоритма от предыдущего заключается в более простом формировании опорных сигналов приемника. Опорный сигнал образуется непосредственно путем пропуска ожидаемого сигнала $S_i(t)$ через дисперсионный фильтр, ФЧХ которого равна ФЧХ канала в l -ом луче, через линию задержки и умножением задержанного сигнала на собственную функцию $\varphi_k(t)$ интегрального уравнения (5).

3. Во II главе диссертации приведены также оптимальные алгоритмы, синтезированные для следующих частных случаев: многолучевой канал с дисперсией и доплеровскими сдвигами в каждом луче; однолучевой канал с гладкими замираниями и дисперсией.

Анализ структуры оптимальных приемников, рассмотренных в диссертации, позволяет сделать следующие выводы:

1) Главное отличие оптимального приемника для канала с дисперсией от оптимального приемника для канала без дисперсии заключается в том, что в первом случае на входе приемника или в цепи опорных сигналов ставятся дисперсионные фильтры, компенсирующие фазочастотные искажения.

2) В каналах, где скорость замирания мала, существуют два способа включения дисперсионных фильтров - в цепь опорного сигнала или в цепь принимаемого колебания. Наиболее удобен, как показано в работе, второй способ. В каналах со сверхбыстрыми замираниями дисперсионные фильтры можно включать только в цепь опорного сигнала.

3) Количество дисперсионных фильтров определяется степенью симметрии канала и различием искажений в отдельных лучах.

III. Помехоустойчивость оптимальных и субоптимальных методов приема в дисперсионных каналах

1.- В диссертации показано, что при соответствующем выборе корреляционных свойств передаваемых сигналов оптимальный прием в многолучевом дисперсионном канале с доплеровскими сдвигами дает такую же помехоустойчивость, как и рассмотренный ранее в работах G.L.Turin, Л.М.Финка, Д.Д.Кловского оптимальный

прием в многолучевом канале без дисперсии и с нулевыми доплеровскими сдвигами.

2. Для исследования влияния нелинейности ФЧХ канала на прием без коррекции дисперсионных искажений радиосигналов в диссертации анализируется помехоустойчивость когерентного приема в дисперсионном канале без замираний и некогерентного приема в обобщенно-гауссовом однолучевом дисперсионном канале.

При вычислении помехоустойчивости в обоих случаях необходимо учитывать межсимвольную интерференцию, обусловленную расплывом информационных сигналов из-за дисперсии. Полагая, что перекрываются только соседние посылки (нормированный коэффициент дисперсии α изменяется при этом от 0 до 0,5), общее выражение для вероятности ошибки имеет вид

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{4} \sum_{r=0}^1 \sum_{n=0}^1 P_{min} ; \quad m, n = 0, 1, \quad (14)$$

где P_{min} - вероятность ошибочного приема "1" при условии, что предыдущий символ был "m", а последующий "n".

Помехоустойчивость когерентного приема равна

$$P_{min} = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\frac{E_{min}}{2 \sqrt{N_0 E_r}} \right) \right] \quad (15)$$

В этой формуле $\gamma = 1$ для ортогональных сигналов (ЧМ) и $\gamma = 2$ для противоположных сигналов (ФМ),

$$E_{min} = \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} G(f) [S_m(f) e^{j2\pi f T} + S_i(f) + S_n(f) e^{-j2\pi f T}] [S_i^*(f) - S_o^*(f)] df$$

При приеме с коррекцией ФЧХ канала $E_{min} = 2\gamma E$ и вероятность ошибки определяется известной формулой

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi(\sqrt{\gamma h^2}) \right] \quad (16)$$

Проведенный в работе анализ выражения (15) показывает, что энергетический проигрыш из-за влияния дисперсии достигает 10 дБ.

Помехоустойчивость некогерентного приема рассчитывалась на ЭВМ "Урал-2" методом обращения характеристической функции,

который впервые применил G.L.Turin . Изучение полученных результатов показало, что энергетический проигрыш, обусловленный дисперсионностью среды, при приеме без корректирующего фильтра не превышает 10 дБ, независимо от среднестатистических параметров канала. Проигрыш по вероятности ошибки в значительной степени определяется параметрами канала. Его величина колеблется от 10 дБ в каналах с $q^2 = 0$ до 20 дБ в каналах с $q^2 > 0$.

Анализ влияния нелинейности ФЧХ канала на помехоустойчивость когерентного и некогерентного способов приема позволяет сделать общий вывод: в условиях сильных дисперсионных искажений необходимо компенсировать последние включением на входе приемного устройства корректирующего фильтра, иначе качество приема значительно ухудшится.

2. Большое внимание в диссертации уделяется анализу качества оптимальных алгоритмов в дисперсионном канале с частотно-временной селективностью. Приведем некоторые из полученных результатов.

1) Помехоустойчивость приема, оптимального по критерию Байеса, в системе сигналов равных энергий ($M=2$), ортогональных в усиленном смысле в условиях селективных замираний, при одинаковых дисперсионных искажениях в каждом луче определяется выражением (малые ошибки)

$$P_{\text{опт.в}} = \frac{C_{2LN-1}}{(2h^2)^{NL}} \left(\prod_{k=1}^N m_k^L \right) \prod_{l=1}^L \frac{(1+\beta_l^2)^N (1+q_l^2)}{\delta_l^{2N} \beta^N} \times \exp \left[- \frac{\alpha q_l^2 (1+\beta_l^2)}{2 \beta_l^2} (\cos^2 \varphi_{pe} + \beta_l^2 \sin^2 \varphi_{pe}) \right], \quad (17)$$

где $m_k = \lambda_k T_a$ - безразмерное собственное значение;
 $h_l^2 = \delta_l^2 h^2$ - среднестатистическое отношение сигнал/шум в l -ом луче.

Коэффициент α в показателе экспоненты равен

$$\alpha = \int_0^{T_a} \int_0^{T_a} Q(t, t') dt dt',$$

где $Q(t, t')$ - взаимное ядро, ассоциированное с $R(t-t')$.

Если $R(\tau) \approx 1$ (быстрые замирания), то $\alpha = 1$. С увеличением скорости замираний α растет.

Рассмотрение формулы (17) показывает, что наличие и использование частотно-временной селективности канала позволяет достигнуть эффекта NL -кратного разнесения.

Статистические параметры замираний сильно влияют на вероятность ошибки. При фиксированных параметрах селективности (N, L, α) наихудшим является подрелеевский канал, а наилучшим - канал, в котором слабофлуктуирующие компоненты лучей ($\beta_l^2 \ll 1$) имеют ярко выраженные регулярные составляющие ($\varphi_{pe} \approx 0, q_l^2 > 0$).

2) Если допустить, что параметры канала в каждый момент точно измерены (например, при помощи испытательных сигналов), легко прийти к алгоритму В.А.Котельникова для приема известных сигналов. При этом помехоустойчивость в системе двух равновероятных сигналов равных энергий определяется из соотношения (область малых ошибок)

$$P_{\text{ког.}} = \frac{P_{\text{опт.в}}}{2^{LN}} \quad (18)$$

3) Если случайно меняющиеся параметры канала измеряются с точностью до фазы, то обработка принимаемых сигналов ведется по алгоритму некогерентного приема. В области малых ошибок помехоустойчивость этого способа приема равна

$$P_{\text{ош}} = \frac{\exp \left(- \frac{\alpha h^2}{2} \sum_{l=1}^L \frac{\delta_l^2 q_l^2}{1+q_l^2} \right)}{2(h^2)^{NL} \left(\prod_{k=1}^N m_k^L \right) \prod_{l=1}^L \frac{\delta_l^{2N} \beta_l^N}{(1+\beta_l^2)(1+q_l^2)^N}} \quad (19)$$

Параметр α' растет от 0 до 1 при увеличении скорости замираний.

Сравнение трех перечисленных способов приема в области малых ошибок позволяет сделать вывод, что при использовании ортогональных сигналов энергетический выигрыш когерентного приема с измерением случайно-меняющихся параметров канала перед байесовским равен 3 дБ, а перед некогерентным приемом с измерением в каналах без регулярной составляющей не превы-

шает 3 дБ. Причем, как показано в диссертации, преимущество когерентного приема перед некогерентным уменьшается с увеличением степени селективности канала.

Следует также отметить, что хотя байесовский прием и прием с измерением в дисперсионном канале с частотно-временной селективностью позволяет достигать такой же помехоустойчивости, как и в канале без дисперсии, однако скорость передачи информации в дисперсионном канале ниже за счет дополнительного увеличения интервала анализа, обусловленного расплыванием принимаемых сигналов.

3. Вопрос о влиянии изменения дисперсионных свойств канала на надежность связи по помехоустойчивости при оптимальном приеме исследовался на примере однолучевого канала с гладкими замираниями и нелинейной ФЧХ. Годовое распределение часовых медиан полагалось подчиненным логарифмически-нормальному закону.

В результате было установлено, что оптимальный приемник весьма нечувствителен к флуктуациям максимально применимой частоты ($f_{\text{мпч}}$) ионосферного слоя в довольно широких пределах (± 1 МГц).

4. Исследование влияния ионосферы на качество некогерентного измерителя времени прихода отраженных радиолокационных сигналов показало, что дисперсионные свойства ионосферы увеличивают неоднозначность измерения и уменьшают точность. Это является следствием уменьшения энергии полезного сигнала на выходе измерителя и уменьшения эффективной полосы из-за влияния нелинейности ФЧХ.

Например, для радиопульса с гауссовой огибающей энергетический проигрыш и проигрыш в эффективной полосе определяются соответственно следующими выражениями:

$$\eta = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{\alpha^2}{4}}} \quad (20)$$

$$\nu = \frac{1}{1 + \frac{\alpha^2}{4}} \quad (21)$$

где $\alpha = \frac{\rho}{\pi} F^2$ - нормированный коэффициент дисперсии.

Как видно из (21), увеличение полосы F передаваемого сигнала при фиксированном коэффициенте дисперсии ρ ведет к уменьшению эффективной полосы. Отсюда следует вывод, что в канале с нелинейной ФЧХ невозможно уменьшить дисперсию оценки (повысить точность измерения) времени прихода передаваемых сигналов за счет расширения полосы частот.

1У. Исследование субоптимального приема широкополосных сигналов в дисперсионном канале с частотно-временной селективностью методом статистического моделирования на ЭЦВМ

1. Применение сигналов с большой базой в радиосвязи и радиолокации требует детального учета влияния условий распространения радиоволн (многолучевость, сверхбыстрые замирания, дисперсионные явления и т.п.) на качество работы радиосистем. Между тем, в большинстве случаев очень трудно, а порой и невозможно, определить помехоустойчивость приемных устройств в виде обобщимых аналитических выражений. В связи с этим, очень продуктивным является метод цифрового статистического моделирования процесса прохождения информации от передатчика к получателю сообщений с последующим определением помехоустойчивости.

В последнее время в работах В.В.Быкова, В.Н.Волкова, В.И. Суханова, В.А.Лихарева и других решению подобных задач уделяется большое внимание. Интерес к методу статистического моделирования в значительной степени вызван прогрессом в вычислительной технике. В ближайшем будущем широкое распространение получат ЭЦВМ на интегральных схемах с быстродействием в сотни тысяч и миллионы операций в секунду, что позволит решать практически любые задачи по оценке качества всевозможных алгоритмов в самых сложных каналах.

2. В диссертации анализируется помехоустойчивость сравнительно легко реализуемого алгоритма, оптимального в многолучевом канале с гладкими замираниями (некогерентный прием составных сигналов с некогерентным сложением элементов и некогерентным сложением элементов), но работающего в канале с частотно-временной селективностью и дисперсией. Передаточная функция такого канала выражается выражением (1). Исследуемый

алгоритм приема имеет вид

$$\max_i \sum_{l=1}^L |Y_{il}|^2, \quad i = 1, 2, \dots, M. \quad (22)$$

$$Y_{il} = \int_{\tau_l}^{\tau_l+T} \dot{V}(t) \dot{S}_i^*(t-\tau_l) dt. \quad (23)$$

В этих формулах T - длительность информационной посылки,

$$\dot{V}(t) = \dot{S}_i(t) + \dot{n}(t), \quad (24)$$

$$\dot{S}_i(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f, t) \dot{S}_i(f) e^{j2\pi f t} df, \quad (25)$$

$\dot{n}(t)$ - белый шум со спектральной плотностью $2N_0$.

Конкретизируя вид передаваемых сигналов положим, что передатчик излучает бинарные ($M = 2$), ортогональные в усиленном смысле при всевозможных временных сдвигах ЧМ сигналы, комплексные огибающие которых

$$\left. \begin{aligned} \dot{S}_1(t) &= \begin{cases} \sqrt{\frac{2E}{T}} \eta(t), & t \in [0, T] \\ 0, & t \notin [0, T] \end{cases} \\ \dot{S}_0(t) &= \begin{cases} \sqrt{\frac{2E}{T}} \eta(t) e^{j\frac{2\pi k}{T} t}, & t \in [0, T], k=1, 2, \dots \\ 0, & t \notin [0, T], \end{cases} \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

где $\eta(t)$ - фазоманипулированная последовательность (11-позиционный код Баркера).

В дальнейшем будем рассматривать двухлучевой канал ($L=2$) с экспоненциальным коэффициентом корреляции замираний $R(\tau) = e^{-\frac{|\tau|}{T_{\text{кор}}}}$.

Как уже отмечалось, при распространении радиоимпульсов в дисперсионной среде происходит расплывание их во времени, что при непрерывной передаче вызывает межсимвольную интерференцию. В диссертации полагается, что расплывание элемента, входящего в составной информационный сигнал, не превышает 10 (длительность элемента составного сигнала). При этом условии межсимвольной интерференцией поражаются только смежные посылки. Таким образом, расчет вероятности ошибки должен вестись по формуле (14).

3. Основной задачей эксперимента является выяснение следующих вопросов:

а) влияния скорости замираний $B = \frac{T}{T_{\text{кор}}}$ и степени разнеса частот посылок на помехоустойчивость алгоритма (22);

б) влияния скорости замираний и нелинейности ЧХ радиоканала на помехоустойчивость.

При проведении эксперимента на ЭЦВМ сигналы (24), (26) представлялись совокупностью дискретных отсчетов, а интегрирование в (23) заменялось суммированием произведений соответствующих отсчетов сигналов.

Помехоустойчивость приема вычислялась на ЭЦВМ "БЭСМ-4" следующим образом. Формировалась последовательность из Q информационных символов. Эта последовательность пропускалась через фильтр со случайно-меняющимися параметрами (1), имитирующий радиоканал, после чего накладывался аддитивный шум $\dot{n}(t)$ и производилась обработка входных сигналов согласно алгоритму (22). Затем определялось число ошибочных решений n в последовательности длины Q и находилась частота ошибок:

$$p^* = \frac{n}{Q} \quad (27)$$

Для удобства определения искомой вероятности ошибки значения частоты ошибок через каждые $\Delta Q = 50$ испытаний выводились на печать и строился график зависимости $p^*(Q)$. Искомая вероятность ошибки определялась как среднее, вокруг которого колеблется с небольшим разбросом функция $p^*(Q)$.

В диссертации показано, что описанный метод определения вероятности ошибки позволяет достигнуть высокой точности измерения.

4. Перечислим наиболее важные результаты, полученные в ходе эксперимента:

При большом разnose рабочих частот посылок ($K \rightarrow \infty$) в каналах с регулярной составляющей $q^2 > 0$ увеличение скорости замираний B ведет к повышению помехоустойчивости, а в каналах с $q^2 = 0$ (релеевский, подрелеевский) помехоустойчивость уменьшается с увеличением B .

При небольших разносах частот посылок наличие сверхбыстрых замираний вызывает появление предельной вероятности ошибок (существующей при отсутствии аддитивного шума). Предельная вероятность ошибок уменьшается при увеличении разноса частот.

В каналах релеевского типа ($q^2 = 0$) увеличение скорости замираний ведет к тому, что предельная вероятность ошибки монотонно стремится к 0,5. В каналах с $q^2 > 0$ при увеличении скорости замираний предельная вероятность ошибки сначала увеличивается до некоторого максимального значения, а затем начинает уменьшаться. Величина максимального значения уменьшается с ростом q^2 . Увеличение разноса частот смещает максимум в сторону больших B при одновременном уменьшении его величины.

В дисперсионных каналах с быстрыми замираниями ($B \ll 1$) нелинейность ФЧХ ведет к снижению помехоустойчивости приема, которое не столь значительно, если искажается дисперсией только один луч, и проявляется в большей степени при искажении обоих лучей.

В релеевском канале помехоустойчивость приема ухудшается как из-за влияния сверхбыстрых замираний, так и за счет дисперсии. В обобщенно-релеевском канале вероятность ошибки может быть больше по сравнению с вероятностью ошибки при отсутствии дисперсии и $B \ll 1$ или меньше в зависимости от того, какой из двух факторов (дисперсия или замирания) преобладает.

Подводя итог сказанному, отметим, что применение анализированного способа приема в дисперсионном канале с частотно-временной селективностью ведет к энергетическому проигрышу по сравнению с оптимальным приемом в этом же канале. Величина проигрыша в каналах с $q^2 = 0$ может достигать 15 дБ при $B = 1$ и 25 дБ при $B = 5$.

Общие выводы

В диссертации развита обобщенно-гауссова модель канала с частотно-временной селективностью и нелинейной ФЧХ, позволявшая произвести анализ и синтез оптимальных систем передачи дискретной информации и исследование субоптимальных устройств. Перечислим основные результаты, полученные в работе.

1. Оптимальный приемник, синтезированный для обобщенной модели канала с частотно-временной селективностью и дисперсией, реализуется многоканальной схемой или на основе фильтра с переменными параметрами. Число каналов определяется степенью селективности замираний, а каждый канал подобен приемнику, оптимальному при гладких замираниях.

Основное отличие оптимального приемника, работающего в канале с дисперсией, от оптимального приемника для канала без дисперсии заключается в том, что в первом случае на входе приемника или в цепи опорных сигналов ставятся линейные фильтры с постоянными параметрами, компенсирующие дисперсионные искажения сигналов.

2. Анализ помехоустойчивости оптимальных алгоритмов позволяет сделать вывод о том, что при учете и использовании частотно-временной селективности канала достигается эффект разнесения приема. Степень разнесения при этом определяется степенью селективности канала.

При соответствующем выборе корреляционных свойств передаваемых сигналов помехоустойчивость оптимального приема в дисперсионном канале такая же, как и в канале без дисперсии.

Сравнение трех способов приема в дисперсионном канале с частотно-временной селективностью - когерентного с изучением канала, некогерентного с изучением канала и байесовского - показывает, что энергетический выигрыш когерентного приема перед байесовским составляет 3 дБ, а выигрыш некогерентного приема перед байесовским растет с увеличением селективности канала и достигает 3 дБ в области малых ошибок.

В дисперсионном канале с гладкими замираниями энергетический проигрыш некогерентного приема по сравнению с оптимальным достигает 10 дБ.

3. Исследование надежности связи по помехоустойчивости в дисперсионном канале с гладкими замираниями показало, что оптимальный приемник не критичен к изменениям дисперсионных свойств среды в довольно широких пределах.

4. Влияние ионосферы на качество оценки времени прихода радиоимпульса проявляется в том, что возникают дополнительные погрешности из-за различия групповых скоростей распространения радиоволн в ионосфере и в свободном пространстве (смещение оценки), а также из-за дисперсионности ионосферной плазмы. Нелинейность ФЧХ канала уменьшает точность и увеличивает неоднозначность некогерентного измерителя, причем расширение полосы частот сигнала не уменьшает дисперсию оценки, а увеличивает.

5. Цифровое моделирование некогерентного приема с когерентным сложением элементов составных сигналов (бинарная ЧМ) и некогерентным сложением лучей заключается в воспроизведении на ЭЦВМ процесса передачи информации по двухлучевому каналу со сверхбыстрыми замираниями, с последующим определением помехоустойчивости.

Анализ результатов моделирования показывает, что совместное действие сверхбыстрых замираний и дисперсии значительно ухудшает качество приема в каналах типа релейского. В каналах с регулярной составляющей при правильном выборе частот манипуляции помехоустойчивость может быть выше, чем в канале без дисперсии и с гладкими замираниями, или ниже в зависимости от того, какой из факторов (дисперсия или замирания) преобладает.

При малом разnose частот манипуляции наличие сверхбыстрых замираний вызывает появление предельной вероятности ошибок, которая при увеличении скорости замираний асимптотически стремится к 0,5 в каналах с $Q^2 = 0$ и имеет максимум в каналах с $Q^2 > 0$.

По результатам диссертации сделаны следующие доклады и сообщения:

- на XXV Всесоюзной научной сессии, посвященной Дню Радио (Москва, 1969 г.);
- на научно-технической конференции профессорско-преподавательского состава КуАИ (Куйбышев, 1970 г.);
- на научно-технических конференциях НТО РЭС им. А.С.Попова (Куйбышев, 1969-1971 гг.);

на выездном заседании секций теории информации и теории и техники передачи дискретных сообщений Центрального Правления НТО РЭС им. А.С.Попова (Куйбышев, 1970 г.);

на конференциях молодых ученых городов Поволжья "Статистическая радиотехника" (Куйбышев, 1970 г.), "Статистическая радиофизика и радиоэлектроника" (Казань, 1971 г.).

Основное содержание диссертации отражено в статьях автора:

1. Бочкарев В.А., Соифер В.А. Дуальный (частотно-временной) метод анализа случайных радиоканалов. Радиоэлектроника в народном хозяйстве СССР, Куйбышев, 1968.
2. Бочкарев В.А., Кловский Д.Д. Оптимальный прием и потенциальная помехоустойчивость в многолучевом канале с дисперсией и доплеровскими сдвигами. Радиоэлектроника в народном хозяйстве СССР, ч.1, Куйбышев, 1970.
3. Бочкарев В.А. К теории оптимального приема в дисперсионном радиоканале. Известия вузов "Радиоэлектроника", 1970, № 2.
4. Бочкарев В.А. Некоторые вопросы оптимального приема с учетом дисперсионных свойств канала. Автоматические измерительные и регулирующие устройства, выпуск У, Куйбышев, 1970.
5. Бочкарев В.А., Кловский Д.Д., Соифер В.А. Оптимальный прием дискретных сообщений в каналах с частотно-временной селективностью. Радиотехника, т. XXV1, 1971, № 2.
6. Бочкарев В.А. Анализ помехоустойчивости субоптимального приема дискретных сообщений в дисперсионном канале с частотно-временной селективностью методом цифрового моделирования. Радиоэлектроника в народном хозяйстве СССР, Куйбышев, 1971.

Подписано к печати 15/XI-71г. г.Куйбышев, ВЦ, Облстат.
Съем I, 25п.л. Тираж 200 экз. Заказ № 243