

ОГРАНИЧЕНИЯ НА ВЕЛИЧИНУ СКАЧКА И СКОРОСТЬ ПЕРЕСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ ИЗ-ЗА РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛОВ С ППРЧ В ДИСПЕРСНЫХ КВ-РАДИОКАНАЛАХ

Д.В. Иванов

HOP LENGTH AND FREQUENCY TUNING VELOCITY LIMITS BECAUSE OF SIGNALS WITH PROGRAMMED TUNABLE WORK FREQUENCY PROPAGATION IN DISPERSIVE HF RADIO CHANNELS

D.V. Ivanov

Введение

В настоящее время в КВ-радиосвязи начинают использоваться сложные сигналы, для которых принципиальной является согласованная обработка в приемнике. Особый интерес представляют дискретно-кодированные сигналы со случайноступенчатой ЧМ (ППРЧ), позволяющие изменять частотно-временную структуру в процессе рабочего сеанса. В силу этого такие сигналы обеспечивают повышенную скрытность функционирования радиоканала. Основным функциональным элементом систем с ППРЧ является согласованный фильтр, который осуществляет когерентное сложение парциальных частотно-временных элементов. Для реализации согласованного приема таких сигналов следует также учитывать ряд ограничительных факторов (см., например, [1]). Один из них связан с рассогласованием сигнала из-за распространения в дисперсной квазистационарной среде, а это приводит к энергетическим потерям на выходе радиоканала. Степень рассогласования испытывает изменения в зависимости от условий распространения сигнала в ионосфере.

Целью работы являются теоретические и экспериментальные исследования энергетических потерь для сигналов с ППРЧ из-за их распространения в ионосферных квазистационарных каналах с частотной дисперсией фазы.

Модель нестационарного ионосферного радиоканала

Рассмотрим в лучевом приближении для заданной радиолинии радиоканал на частоте f_p (рабочей), полоса пропускания которого Δf ограничивается каналобразующими устройствами (передатчиком и приемником). Обычно

$$\Delta f \ll f_p, \quad (1)$$

поэтому

$$\begin{aligned} H_{0j}(f) &\approx H_{0j}(f_p), \\ \varphi_j(f) &\approx \varphi_j(f_p) + 2\pi\tau_j(f_p) \cdot \Delta f + \pi s_j(f_p) \cdot \Delta f^2. \end{aligned} \quad (2)$$

где j – номер принимаемого луча.

Здесь третье слагаемое в разложении фазы учитывает дисперсионные искажения. В случае квазистационарного канала для небольших масштабов времени $\Delta t = t - t_0$ (t_0 – начало отсчета времени), фазу передаточной функции отдельного

луча можно разложить в ряд Тейлора по степеням Δf и Δt , и без учета дисперсии представить в виде

$$\varphi_j(f, t) \approx \varphi_j(f_p, t_0) + 2\pi\tau_j\Delta f - 2\pi f_{dj}\Delta t, \quad (3)$$

где f_{dj} – доплеровское смещение частоты.

Рассогласование сигналов с ППРЧ в стационарных радиоканалах с дисперсией

Сигналы с ППРЧ можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned} a(t) &= \begin{cases} \sum_{n=1}^m Q_n(t) \exp(j2\pi(f_p + f_n)t), & 0 \leq t \leq nT, \\ 0 & \text{для других } t \end{cases} \\ Q_n(t) &= \begin{cases} Q\{t - (n-1)T\} = 1, & (n-1)T \leq t \leq nT, \\ 0 & \text{для других } t \end{cases}, \end{aligned} \quad (4)$$

где m – количество элементов в сигнале (основание кода), f_p – рабочая частота, f_n – частота, выбранная по случайному закону.

Величина Δf , равная полосе частот сигнала, определяет величину максимального скачка, $1/T$ – скорость перестройки частоты, а $w = 1/mT$ – скорость передачи информации.

При выполнении условий

$$T \gg \tau_0 \text{ и } T \gg \Delta\tau,$$

где $\tau_0 = \sqrt{0.5|s|}$ [2], а $\Delta\tau$ – разброс задержек элементов сигнала из-за частотной зависимости $\tau(f)$, и, предполагая, что принимаемый сигнал синхронизирован с сигналом гетеродина ($\tau = 0$), а частота f_n является случайной величиной, распределенной равномерно в интервале $[-\Delta f/2; \Delta f/2]$, можем найти математическое ожидание сжатого сигнала $a_s(t)$:

$$\begin{aligned} M[a_s(t)] &= m |H(f_p)| Q(t) \frac{\sqrt{C^2(z) + S^2(z)}}{z} \times \\ &\times \exp\{j[\varphi(f_p) + \arctg \frac{S(z)}{C(z)}]\}, \end{aligned} \quad (5)$$

где $z = \sqrt{2s}\Delta f$.

Формула (5) не учитывает расплывания элемента сигнала и вариации задержки элементов из-за зависимости $\tau(f)$, а учитывает только дрожание (jitter) фазы величиной $\pi s f_n^2$. Из нее не трудно получить выраже-

ние для коэффициента энергетических потерь η сигнала:

$$\eta = 10 \lg \frac{P_2}{P_1} = 10 \lg \frac{C^2(z) + S^2(z)}{z^2_1}, \quad (6)$$

где $P_{2,1}$ – пиковая мощность сигнала на выходе радиоканала с искажениями и без.

Видим, что коэффициент потерь η достигает значения 1.5 дБ уже при $\Delta f \approx 1.4 \Delta f_k$, где $\Delta f_k = 2 / \sqrt{\pi |s_j|}$.

Это означает, что канал распространения с дисперсией ограничивает возможный выигрыш при обработке сигнала из-за дрожания фазы. Кроме этого эффекта огибающая парциального сигнала испытывает «расплывание», которое в случае прямоугольной огибающей составляет 40 % при $T_{\min} = \sqrt{\pi} s$. Также элементы с разными частотами заполнения f_n имеют разные времена прихода. Так, при максимальном диапазоне скачка, равном Δf , и наклоне дисперсионной характеристики s разброс задержек принимаемых элементов составит $\Delta \tau = s \Delta f$. Уширение огибающей радиоимпульса и разброс задержек будут приводить к явлению межсимвольной интерференции. Энергетические потери из-за нее не превысят 30 % (1.5 дБ), если $T_{\min} \geq 6 \Delta \tau$.

Для борьбы с межсимвольной интерференцией обычно вводят защитный интервал длительностью $\Delta \tau$, поэтому результирующее условие на минимальную длительность элемента сигнала будет иметь вид

$$T_{\min} \geq 7 \Delta \tau.$$

Таким образом, максимальную скорость частотной перестройки N можно оценить по формуле

$$N = \frac{1}{T_{\min}} = \frac{1}{7 \Delta \tau} = \frac{1}{7 s \Delta f}. \quad (8)$$

На рисунке представлены зависимости $N(\Delta f)$ в логарифмическом масштабе при различных значениях параметра s (5 мкс/МГц – линия 1; 10 мкс/МГц – линия 2; 20 мкс/МГц – линия 3; 40 мкс/МГц – линия 4; 80 мкс/МГц – линия 5; 160 мкс/МГц – линия 6).

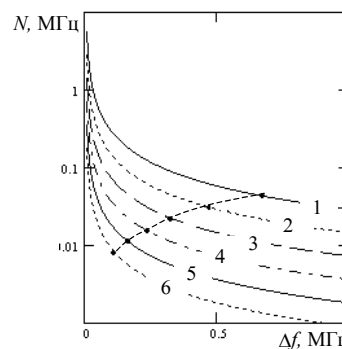
Формула $\Delta f \approx 1.3 \Delta f_k$ позволяет оценить оптимальный диапазон максимального скачка Δf , который равен

$$\Delta f = \frac{1.5}{\sqrt{s}}. \quad (9)$$

Пунктиром на рисунке показаны оптимальные значения Δf и соответствующие им максимальные N .

Рассогласование сигналов с ППРЧ в квазистационарном радиоканале

В данном случае модель ФЧХ канала имеет вид (3). Считая, что принятый сигнал синхронизирован с



сигналом гетеродина ($\tau = 0$), на выходе приемника будем иметь

$$a_s(t) = \sum_{n=1}^m H(f_p) \exp\{j(\phi_0 + 2\pi f_d(t - [n-1]T))\} Q(t). \quad (10)$$

Учитывая, что формула (10) представляет сумму m членов геометрической прогрессии, нетрудно получить выражение для пиковой мощности сигнала на выходе приемника:

$$P_2 = |H(f_p)|^2 \left[\frac{\sin \pi m T f_d}{\sin \pi T f_d} \right]^2. \quad (11)$$

Следовательно, коэффициент энергетических потерь будет иметь вид

$$\eta = 10 \lg \left(\frac{P_2}{P_1} \right) = 20 \lg \left\{ \frac{\sin \pi m T f_d}{\sin \pi T f_d} \right\}, \quad (12)$$

где $P_1 = |H(f_p)|^2 \cdot m^2$ – пиковая мощность сигнала на выходе стационарного радиоканала.

С учетом параметров ионосферного КВ-канала числитель и знаменатель в формуле (12) можно разложить в ряд Тейлора. Принимая условие $m^2 \gg 1$, для η окончательно получим:

$$\eta \approx 0.1 \left(\frac{f_d}{w} \right)^2. \quad (13)$$

Для того чтобы потери не превышали $\eta = 1.5$ дБ, необходимо выполнение условия

$$w \geq 3.3 f_d. \quad (14)$$

Видно, что чем выше скорость передачи информации w , тем меньшее влияние на энергетические потери оказывает доплеровский сдвиг частоты. При $f_d < 10$ Гц потери будут менее 1.5 дБ, если $w > 33$ бит/с.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (проекты: 05-07-90313 и 04-05-65120).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Иванов В.А., Рябова Н.В., Шумаев В.В. Основы радиотехнических систем ДКМ диапазона: Учеб. пособие. Йошкар-Ола: МарГТУ, 1998. 204 с.

Марийский государственный технический университет, Йошкар-Ола