ОЦЕНИВАНИЕ МАКСИМАЛЬНО ДОПУСТИМОЙ СКОРОСТИ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПО РЕЗУЛЬТАТАМ ТРАССОВОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

А.М. Киселёв

Омский научно-исследовательский институт приборостроения, Омск, Российская Федерация

Описан способ оценивания отношения сигнал – помеха и максимальной скорости передачи данных по результатам зондирования дискретным частотным сигналом. Приведены расчётные соотношения и примеры расчётов.

Ключевые слова: трассовое зондирование, канальное зондирование, ионосфера, диагностирование, канал, дискретный частотный сигнал, оценивание отношения сигнал – помеха, аддитивная помеха, КВ радиосвязь, согласованная фильтрация, вероятность ошибочного приёма, максимальная скорость передачи.

EVALUATION OF MAXIMUM LIMIT SPEED OF DATA TRANSMISSION BY THE RESULTS OF ROUTE SOUNDING

A.M. Kiselev

*Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering,
Omsk, Russian Federation*

A method for estimating the signal-to-noise ratio and the maximum data rate based on the results of sounding by a discrete frequency signal is described. The calculated ratios and examples of calculations are given.

Keywords: path sounding, channel sounding, ionosphere, diagnostics, channel, discrete frequency signal, signal-to-noise ratio estimation, additive interference, HF radio communication, matched filtering, probability of erroneous reception, maximum information rate.

Одним из способов эмпирического диагностирования КВ канала (с целью последующего прогнозирования условий радиосвязи) является трассовое зондирование (ТЗ), также называемое канальным зондированием. Зондирующий сигнал в данном случае представляет собой последовательность дискретных частотных (ДЧ) сигналов, описанных в [0]. Обычно зондирование выполняется на нескольких частотах, на одной из которых предполагается провести сеанс связи, и затем выбирается та частота, на которой получены наилучшие показатели приёма и которая называется оптимальной.

Прогнозирование условий радиосвязи выполняется в интересах связной системы, состоящей из конкретных технических средств – радиопередающих и радиоприёмных устройств. Поэтому прогноз как результат диагностирования канала связи должен опираться на технические характеристики сигнала, которым осуществляется связь, (например, спектральная характеристика) и связного оборудования (например, характеристика помехоустойчивости радиоприёмного устройства).

Однако иногда о канале связи, включающем источник и приёмник сигнала, известны лишь предполагаемые частоты связи и параметры модуляции связного сигнала. В этом случае с целью выбора оптимальной частоты радиосвязи можно использовать показатель более общего характера, чем конкретная вероятность ошибочного приёма, – например, оценка отношения сигнал – помеха в канале связи.

Предметом рассмотрения является способ оценить отношение сигнал – помеха в канале связи с аддитивным белым шумом по результатам демодуляции и обработки сигнала ТЗ и, как следствие, способ прогнозировать допустимую скорость передачи данных. Будем

считать, что ТЗ выполняется сигналом, который формируются на основе частотно-временных матриц (ЧВМ).

Приёмник сигналов ТЗ

Каждый из ДЧ сигналов формируется на основе уникальной ЧВМ. В свою очередь, отдельно взятый ДЧ сигнал представляет собой последовательность символов и соответствующая ему ЧВМ определяет порядок следования этих символов. Порядок следования символов при генерации ДЧ называется частотной кодовой последовательностью (ЧКП), а их номенклатура определяется множеством символов γ_i (при $i = 0, \dots, N_c - 1$, где N_c – длина ЧКП), каждый из которых соответствует конкретной частоте $f(\gamma_i)$ излучаемого ДЧ сигнала [1].

Присвоим по порядку каждой ЧКП принимаемого сигнала ТЗ индексы $m = 0, \dots, N_m - 1$, а каждому элементу в рамках отдельной m -ой ЧКП – индексы $l = 0, \dots, N_c - 1$, как это показано на рис. 1. В соответствии с принятыми обозначениями представим полезный принимаемый сигнал ТЗ в виде последовательности символов $v_{m,l}$, каждый из которых принадлежит множеству $\{\gamma_i\}$ и излучается на соответствующей частоте из множества $\{f(\gamma_i)\}$.

Рис. 1. Пример формирования сигнала ТЗ

Таким образом, зондирующая последовательность, представляющая собой совокупность нескольких ЧКП, является, по сути, сигналом многочастотной телеграфии. Поэтому в качестве базы приёмника сигналов ТЗ можно использовать аналог демодулятор сигналов с активной паузой и с основанием кода больше двух [2], стр. 231. При этом собственно демодулятор сигналов ТЗ образуется N_c идентичными парциальными ветвями демодуляции, каждая из которых соответствует определённому символу из множества $\{\gamma_i\}$, и решающей схемой (РС).

Структурная схема приёмника сигнала ТЗ приведена на рис. 2.

Рис. 2. Структурная схема приёмника сигнала трассового зондирования с вынесением оценок времени задержки распространения и максимально допустимой скорости передачи

Поскольку структура зондирующего сигнала заведомо известна, его обнаружение может обеспечиваться дополнительным канальным измерительным фильтром (КИФ), импульсная характеристика которого согласована с выходом демодулятора, и обнаружителем экстремума $u_{\text{макс}}$ после фильтрации. По времени возникновения этого экстремума можно судить о задержке τ_3 распространения вдоль трассы, а по его уровню – об отношении сигнал – помеха в канале связи и допустимой скорости передачи данных.

В самом простом случае (при однолучевом распространении сигнала ТЗ) величины $u_{\text{макс}}$ и τ_3 характеризуют прохождение сигнала в целом. При многолучевом распространении они будут отражать условия прохождения в рамках доминирующей моды.

Очевидно, что время задержки распространения сигнала ТЗ

$$\tau_3 = \tau_{\text{макс}} - (N_m N_c N_s - 1) \tau_d = \tau_{\text{макс}} - T_{\text{киф}}. \quad (1)$$

где $\tau_{\text{макс}}$ – момент появления максимума $u_{\text{макс изм}}$ напряжения, измеренного на выходе КИФ; N_s – количество отсчётов на длительности каждого символа ЧКП; τ_d – период дискретизации сигнала ТЗ; $T_{\text{киф}} = (N_m N_c N_s - 1) \tau_d$ – длительность импульсной характеристики КИФ.

Кроме того, нетрудно показать, что соотношение между отношением r сигнал – помеха в парциальной ветви демодулятора сигналов ТЗ и оценочным максимумом $\tilde{u}_{\text{макс}}(r)$ напряжения на выходе КИФ в среднем имеет вид

$$\tilde{u}_{\text{макс}}(r) = \frac{N_m N_s}{N_c - 1} \left(p_{\text{пр}} \left(N_c \Sigma(U^2) - \Sigma^2(U) \right) + \Sigma^2(U) - \Sigma(U^2) \right), \quad (2)$$

где $\Sigma(U^2) = \sum_{i=0}^{N_c-1} U^2(\gamma_i)$ и $\Sigma^2(U) = \left(\sum_{i=0}^{N_c-1} U(\gamma_i) \right)^2$; $U(\gamma_i)$ – выходное напряжение демодулятора сигнала ТЗ при условии, что решение выносится в пользу символа γ_i (при $i = 0, \dots, N_c - 1$);

$p_{\text{пр}} = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} (-1)^n C_{N_c}^{n+1} e^{-\frac{n}{2(n+1)}r}$ – вероятность вынесения правильного решения для отдельного отсчёта, т. е. решения в пользу символа γ_i , когда принимается символ γ_i (при $i = 0, \dots, N_c - 1$); $C_N^n = \frac{N!}{n!(N-n)!}$; $r = 2h^2 \frac{B}{\Delta F_{\text{эф}}}$ – отношение сигнал – помеха в парциальной

ветви демодулятора сигналов ТЗ; $h^2 = \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)_{\Delta F} \frac{\Delta F}{B}$ – отношение сигнал – шум на выходе

ПФ [2]; P_c – мощность связанного сигнала; $P_{\text{ш}}$ – мощность аддитивного гауссова шума;

ΔF – полоса пропускания ПФ; B – скорость передачи данных; $\Delta F_{\text{эф}}$ – эффективная полоса парциальной ветви демодуляции для символа из множества $\{\gamma_i\}$.

Для иллюстрации на рис. 3 приведены примеры расчётов нормированных значений величины $\tilde{u}_{\text{макс}}(r)$ для зондирующих сигналов при $N_c = 4$ и $N_c = 24$, а также показан способ нахождения оценки $\tilde{r}$ отношения сигнала и помехи по измерению $u_{\text{макс}}^{\text{изм}}$.

Рис. 3. Нормированные значения величины $\tilde{u}_{\text{макс}}(r)$ в функции от отношения r сигнала и помехи для сигналов ТЗ при $N_c = 4$ и $N_c = 24$

В соответствии с найденным значением оценки $\tilde{r}$ можно определить оптимальный диапазон скорости передачи данных по связному каналу при той же излучаемой мощности P_c . Если известны класс излучения связного сигнала и характеристика $f_{\text{ош}}(h)$ помехоустойчивости связного приёмника и задана максимально допустимая частота $\max(P_{\text{ош}})$ появления ошибок, то эти условия однозначно указывают на минимально допустимое значение $\min(h)$ отношения сигнал-шум на входе приёмника. Таким образом, множество значений скорости передачи, обеспечивающих неравенство $P_{\text{ош}} \leq \max(P_{\text{ош}})$ должно быть ограничено сверху величиной

$$\max(B) = \frac{r \Delta F_{\text{эф}}}{2 \min(h)}. \quad (3)$$

Например, для квадратурного приёмника сигналов ОФТ в канале передачи данных с медленно флуктуирующей фазой и аддитивным гауссовым шумом характеристика помехоустойчивости представляет собой выражение $P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} e^{-h^2}$, а для автокорреляционного при-

ёмника – $P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} e^{-h^2 \frac{B}{\Delta F}}$ [2]. На рис. 4 приведены расчёты значения $\max(B)$ максимально допустимой скорости передачи сигнала ОФТ, выносимого по результатам зондирования ДЧ сигналами при $N_c = 4$ для квадратурного приёма и автокорреляционного приёма (при $\max(P_{\text{ош}}) = 10^{-3}$ и $\max(P_{\text{ош}}) = 10^{-9}$).

Рис. 4. Оценка максимально допустимой скорости передачи сигнала ОФТ, вынесенная по результатам зондирования ДЧ сигналами при $N_c = 4$ для квадратурного приёма и автокорреляционного приёма (при $\max(P_{\text{ош}}) = 10^{-3}$ и $\max(P_{\text{ош}}) = 10^{-9}$)

Заключение

1. Предложен способ приёма сигналов ТЗ и оценивания отношения сигнал–помеха с использованием результатов согласованной фильтрации (см. рис. 2). Однако для технической реализуемости данный способ должен быть обеспечен, как минимум, процедурой обнаружения экстремального значения выхода согласованного фильтра (с защитой от ложного срабатывания по порогу $u_{\text{пор}}$) и процедурой вычисления (или табличного преобразования) оценочного отношения сигнал – помеха (см. рис. 3).

При необходимости получить дополнительные потребительские свойства (с целью прогнозирования оптимальных параметров предполагаемого сеанса связи) потребуется выполнить соответствующие процедуры. Например, вынесение оценок времени задержки распространения и максимально допустимой скорости передачи в канале связи обеспечивается вычислительными операциями (1) и (3).

2. Вычисление оценочных значений $\tilde{r}$ отношения сигнал – помеха и $\max(\tilde{B})$ максимальной скорости передачи в канале связи предлагается осуществлять в виде табличных преобразований. Подготовка и использование указанных табулированных значений облегчается тем, что соответствующие характеристики имеют монотонный характер и, при необходимости, поддаются кусочно-ломаной аппроксимации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985.
2. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Сов. радио, 1970.