

Учет ограничений динамического диапазона и базы обрабатываемого сигнала даже при отсутствии фазовых искажений приводит к падению средней разборчивости алфавита параметрических эталонов при распознавании. Для базы 100 и динамического диапазона обрабатываемых сигналов 50 дБ в отсутствие искажений фазы в табл. 2 приведены оценки канальной матрицы систем распознавания гласных по различным представлениям сонограмм. В описанном случае эффективный размер алфавита гласных равен соответственно 1,664; 1,165; 1,362; 1,845.

Результаты оценивания канальных матриц дают основание для следующих выводов:

1. Использование оптимальных с точки зрения обработки представлений сонограмм комплексными мгновенными спектрами во времени при динамическом диапазоне сигнала менее 50 дБ и базе меньшей 100 в шумах наблюдений при отклонениях от идеализированной модели речеобразования не дает сколько-либо значительного выигрыша в эффективности работы системы распознавания.

2. Логарифмический масштаб по шкале интенсивности в представлении сонограмм отсчетами энергетического спектра делает процедуру обработки помехонустойчивой, что сильно снижает эффективность автоматической обработки.

3. Использование изменяющегося во времени мгновенного энергетического спек-

1. Автоматическое распознавание слуховых образов // Тез. докл. 14 Всесоюз. семинара (АРСО 14) 26—28 августа 1986 г.— Каунас: КПИ, 1986.
2. ТИИЭР.— 1985.— 73, вып. 44.
3. Обжелян Н. К., Трунин-Донской В. Н. Речевое общение в системах «человек — ЭВМ». — Кшипиов: Штинца, 1985.
4. Пелевин В. Ю. Сравнение мер акустического сходства речевых сигналов в задачах предварительной обработки речи // Теория передачи информации по каналам связи.— Л.: ЛЭИС, ТУИС, 1984.— Вып. 117.
5. Пелевин В. Ю. Требования к точностным характеристикам аппаратуры предварительной обработки речи // Оптимизация систем передачи информации по каналам связи.— Л.: ЛЭИС, ТУИС, 1986.— Вып. 126.
6. Gray A. H., Markel J. D. Distance measures for speech processing // IEEE Trans. Acoust. Speech, Sign. Proc.— 1975.— ASSP-24.— P. 380.

Поступило в редакцию 11 ноября 1987 г.

УДК 621.391.274

**В. П. КОРЯЧКО, К. В. МЕРОВ, В. Н. ПЕРЕПЕЛКИНА,
С. И. СИДЕЛЬНИКОВ**

(Рязань)

МЕТОДИКА УПЛОТНЕНИЯ ЦИФРОВЫХ ДАННЫХ

Информационно-измерительные системы (ИИС) находят широкое применение во многих отраслях народного хозяйства и предназначены для сбора, обработки и регистрации больших объемов цифровой информации. Одним из важных параметров, влияющим на характеристики всей ИИС, является пропускная способность информационных каналов — передачи данных и регистрации. Увеличение пропускной способности достигается как аппаратным (использование высокочастотных кабелей, оптических линий связи, совершенствование магнитных головок регистраторов и т. д.), так и алгоритмическими способами (сжатие и уплотнение данных).

Сжатие данных осуществляется путем устранения избыточных отсчетов за счет аппроксимации измеряемого сигнала известной функцией [1], отклоняющейся от аппроксимируемого сигнала не более чем на допустимую погрешность.

Уплотнение данных позволяет за счет перекодирования [2] уменьшить объем исходного сообщения без внесения в него погрешности.

В настоящей статье рассматривается методика уплотнения цифровых данных в аналоговом канале связи, позволяющая для заданного потока цифровых данных уменьшить требуемую полосу пропускания.

При передаче цифровой информации телеграфным кодом требуемая ширина полосы пропускания канала F определяется как [3]

$$F = m \times Q, \quad (1)$$

где Q [бит/с] — передаваемый поток цифровой информации; $m \geq 3$ — коэффициент, выбираемый из условия допустимых искажений, возникающих при фильтрации сигнала в канале с ограниченной полосой пропускания.

Использование различных видов модуляции приводит к расширению требуемой полосы пропускания канала. Известны методы уплотнения информации, основанные на применении частотного разделения каналов [4]. При этом разнесение по частоте выбирается из условия, что спектры сигналов, передаваемых на каждой несущей частоте, не имеют общих областей на шкале частот. Это приводит к линейной зависимости значения F от числа параллельно передаваемых сообщений.

Рассматриваемая методика основана на формировании сообщения методом частотного разделения каналов, причем все несущие в каждом сообщении имеют нулевую фазу и модулируются цифровой информацией, не изменяемой на всей длительности сообщения T . Уплотнение данных осуществляется за счет перекрытия спектров сигналов, передаваемых на разных несущих. При этом для устранения скачков амплитуды на конце сообщения передается только целое число периодов каждой несущей, укладываемых на интервале T . В этом случае сигнал, передаваемый в линию связи, описывается выражением

$$U(t) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \sin(\omega_n t) M_n(t), \quad 0 \leq t < T, \quad (2)$$

где N — число одновременно передаваемых сигналов; x_n — значение цифровой информации, передаваемое на n -й несущей; ω_n — значение частоты n -й несущей; $M_n(t)$ — модулирующая функция, определяемая из условия

$$M_n(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T_n; \\ 0, & T_n \leq t; \end{cases} \quad (3)$$

$$T_n = \tau_n \text{int}(T/\tau_n), \quad (4)$$

$\tau_n = 2\pi/\omega_n$ — период n -й несущей; $\text{int}(x)$ — целая часть числа x .

Обозначим через f_0 частоту следования посылок, а через Δf разнос по частоте между двумя соседними несущими. Тогда

$$\omega_n = 2\pi(f_0 + n\Delta f). \quad (5)$$

Передаваемый поток цифровой информации определяется выражением [5]

$$Q_1 = f_0 N r, \quad (6)$$

где r — разность представления x_n .

Найдем требуемую полосу пропускания канала связи F_1 . Очевидно, что $T_m = \min\{T_n\} \geq T/2$. Так как $T = 1/f_0$, то $T_m \geq 1/2f_0$. Тогда

$$F_1 = m2f_0 + f_0 + (N-1)\Delta f \quad \text{или} \quad F_1 = (2m+1)f_0 + (N-1)\Delta f. \quad (7)$$

Минимальный уровень передаваемого сообщения будет при $x_0 = 1$ и $x_n = 0$ для $n \geq 1$, а максимальный — при $x_n = 2^r - 1$ для $n \geq 0$ и составит $N(2^r - 1)$. Тогда требуемый динамический диапазон канала

$$R = 20[\lg N + \lg(2^r - 1)] \text{ дБ}. \quad (8)$$

Полагая $r = 1$ и $Q = Q_1 = f_0 N$, получим коэффициент уменьшения требуемой полосы пропускания канала связи (коэффициент уплотнения)

$$k = \frac{F}{F_1} = \frac{mf_0 N}{(2m+1)f_0 + (N-1)\Delta f}. \quad (9)$$

Например, при $m = 3$, $\Delta f/f_0 = 0,1$ и $N = 8$, $k = 3$, $R \approx 10$ дБ.

Таким образом, рассмотренная методика позволяет обеспечить передачу параллельного цифрового кода по однопроводной линии связи с коэффициентом уплотнения в k раз.

Восстановление данных осуществляется решением линейной системы уравнений, получаемых при оцифровке передаваемого сообщения с частотой дискретизации $f_d \geq Nf_0$, относительно x_n :

$$U(i\Delta t) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \sin(\omega_n i\Delta t) M_n(i\Delta t), \quad (10)$$

где $\Delta f = 1/f_d$ — период дискретизации; $i = \overline{1, N}$.

Полученная система уравнений является независимой и имеет единственное решение. Так как коэффициенты $\sin(\omega_n i\Delta t)$ известны для выбранных N , f_0 , Δf с высокой точностью, то погрешность вычисления x_n при решении (10) по выражению

$$x_n = \sum_{i=1}^N U(i\Delta t) M_{i,n}, \quad (11)$$

здесь $M_{i,n}$ — миноры, получаемые из матрицы $[\sin(\omega_n i \Delta t)]$ вычеркиванием n -го столбца и i -й строки, определяется точностью кодирования $U(i \Delta t)$.

Полагая, что все $M_{i,n}$ известны точно, а $U(i \Delta t)$ кодируются с ошибкой ΔU , запишем погрешность восстановления x_n :

$$\Delta x_n = \Delta U \sum_{i=1}^N M_{i,n}. \quad (12)$$

Так как при оцифровке погрешность представления данных не превышает единицы младшего разряда [6], а Δx_n для точного восстановления не должно превышать $1/2$,

то, обозначив $H = \max \left\{ \sum_{i=1}^N M_{i,n} \right\}$ и L — разрядность кодирования, запишем

$$\Delta U = N(2^r - 1)/2^L \leq 1/2H, \quad (13)$$

откуда требуемая разрядность кодирования L определяется по выражению

$$L \geq \log_2 [2HN(2^r - 1)]. \quad (14)$$

В общем случае одновременно с сообщением необходимо передавать и синхросигнал, совпадающий с началом посылки. Однако в случае $f_0 > N\Delta f$ каждая несущая на интервале T делает один период, что обеспечивает возможность самосинхронизации простым клиппированием сообщения триггером Шмитта, так как в начале сообщения сигнал всегда положителен, а в конце — отрицателен. Для более общего случая самосинхронизация и восстановление в шумах обеспечиваются путем применения процедур анализа спектра передаваемого сигнала, рассмотрение которых выходит за рамки данной статьи.

В заключение отметим, что рассмотренная методика позволяет осуществлять уплотнение цифровых данных в аналоговом канале связи с последующим восстановлением путем цифровой обработки принимаемого сообщения. Приведенные соотношения (7)–(9), (14) дают возможность произвести расчет основных параметров алгоритма уплотнения и выбрать значение N , f_0 , Δf при заданных F , Q , R .

ЛИТЕРАТУРА

1. Свидиренко В. А. Анализ систем со сжатием данных.— М.: Связь, 1974.
2. Канасевич Э. Р. Анализ временных последовательностей в геофизике: Пер. с англ.— М.: Недра, 1985.
3. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы.— М.: Радио и связь, 1986.
4. Темников Ф. Е., Афокин В. А., Дмитриев В. Н. Теоретические основы информационной техники.— М.: Энергия, 1979.
5. Липкин И. А. Основы статистической радиотехники, теории информации и кодирования.— М.: Сов. радио, 1978.
6. Желнов Ю. А. Точностные характеристики управляющих вычислительных машин.— М.: Энергоиздат, 1983.

Поступило в редакцию 2 октября 1987 г.