ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНОЙ ИНФОРМАЦИИ ОТ РАССРЕДОТОЧЕННЫХ ОБЪЕКТОВ

А. Б. Попов, В. Г. Михайленко
Киев

В технике управления передача информации до последних лет осуществлялась с помощью модуляции или манипуляции одного из параметров синусоидального колебания или последовательности импульсов. С развитием теории и методов построения широкополосных шумоподобных сигналов появилась возможность использовать новый вид модуляции — модуляцию по форме, которая является обобщением всех ранее известных видов. Она заключается в использовании совокупности (набора) сигналов, описываемых различными функциями, которые могут занимать одну и ту же полосу частот и передаваться одновременно. Вся совокупность сигналов должна обладать хорошими корреляционными свойствами. Селекция их осуществляется за счет различия сигналов по форме с помощью корреляторов или согласованных фильтров.

На первый взгляд кажется, что использование широкополосного шумоподобного сигнала противоречит основным требованиям, ранее соблюдаемым при разработке систем связи и, в частности, систем телесигнализации (ТС) от рассредоточенных объектов. Кроме того, это должно было бы привести к нерациональному использованию спектра частот и понижению помехоустойчивости вследствие большой мощности помех, попадающих в полосу частот приемника. Однако помехоустойчивость широкополосных систем при флуктуационном шуме не ниже помехоустойчивости узкополосных систем с разными энергиями используемых сигналов.

При использовании многоэлементных сигналов можно приблизиться к предельной скорости передачи для рассматриваемого канала — к его пропускной способности [1]. Кроме того, переход к широкополосным системам позволяет отказаться от классического распределения определенных фиксированных частот за каждым объектом ТС и, следовательно, передавать одновременно информацию от всех объектов в одной и той же полосе частот. Это позволяет отказаться от сложных частотных фильтров на приемной и передающей стороне и унифицировать передающие и приемные полукомплекты аппаратуры ТС.

Таким образом, используя широкополосные системы, можно, не снижая помехоустойчивости, поднять скорость передачи и улучшить эффективность использования диапазона частот.

В качестве сигнального алфавита в широкополосной системе можно использовать набор сигналов, описываемых высшими трансцендентными функциями, в частности, сферические многочлены, ультрасферические,

гипергеометрические, обобщенные многочлены Лагера [4], последовательности Баркера [3] или неприводимые характеристические многочлены по модулю два [2]. Длина неприводимых характеристических многочленов или последовательностей, образуемых различными полиномами, определяется количеством объектов ТС.

Рассмотрим использование сигнального алфавита псевдослучайных сигналов (ПС) с дополнением в целях телесигнализации.

Применение ПС сигналов с дополнением оправдано, когда имеется большой объем передаваемых сообщений, т. е. когда число параллельных каналов велико. Число корреляторов в таких системах уменьшается вдвое без снижения помехоустойчивости и усложнения аппаратуры. Кроме того, весь ансамбль сигналов может генерироваться одинаковыми регистрами сдвига.

Близким к оптимальному является сигнальный алфавит, представляющий собой набор ортогональных функций. Несколько сигналов можно совместить в пределах одного и того же временного интервала в общей полосе частот и затем разделить их на приемной стороне, используя их свойства ортогональности.

Известно, что ортогональными функциями $\varphi_k(x)$ и $\varphi_l(x)$ называются такие, которые удовлетворяют условию

$$\int_0^1 \varphi_k(x)\,\varphi_l(x)\,dx = \begin{cases} 0; & k \neq i; \\ \neq 0; & k = i. \end{cases}$$

Все функции при $k \neq i$ взаимонезависимы.

Пусть имеется сигнал $\varphi_\Sigma(x) = \varphi_k(x) + \varphi_m(x) + \varphi_e(x)$ $(0 \leqslant x \leqslant 1)$, который передается по каналу связи. На приемном конце — согласованный фильтр, производящий селекцию сигнала. Тогда в k-м канале получим

$$\int_0^1 \varphi_\Sigma(x)\,\varphi_k(x)\,dx = \int_0^1 \varphi_k(x)\,\varphi_k(x)\,dx + \int_0^1 \varphi_m(x)\,\varphi_k(x)\,dx +$$

$$+ \int_0^1 \varphi_e(x)\,\varphi_k(x)\,dx = \int_0^1 \varphi_k(x)\,\varphi_k(x)\,dx = A_k.$$

В остальных каналах — соответственно A_m и A_e. Этот принцип используется для разделения каналов.

В данной системе используются функции Уолша и их частный случай — функции Редемахера, которые достаточно просто генерируются и представляют собой ортогональные функции. Аналитически их можно выразить следующим образом:

$$R_n(x) = \begin{cases} +1, \text{ если } \dfrac{2k}{2^n} \leqslant x < \dfrac{2k+1}{2^n}; \\ -1, \text{ если } \dfrac{2k+1}{2^n} \leqslant x < \dfrac{2k+2}{2^n}, \end{cases}$$

где $k = 0,1;\ldots(2^{n-1}-1)$ и представляет собой меандры, частоты которых находятся в соотношении $1:2:4:\ldots 2^{k-1}$; n — порядок полинома.

Количество субканалов (параллельных каналов) определяет количество разрядов кода, а также порядок функций Уолша.

Рассмотрим работу системы ТС для случая, когда имеется три канала.

В какой-то момент времени в первом канале передается «1», во втором — «0», в третьем «— 1». Длина кодового слова равна восьми символам. В каналах имеем кодовые слова, представляющие функцию Уолша. При передаче «0» (объект включен) посылается сигнал, представляющий

одну из функций Уолша. При передаче «1» (объект отключен) передается дополнение к функции.

Функция Уолша

для первого канала $+1-1+1-1+1-1+1-1$;

для второго канала $+1+1-1-1-1-1+1+1$;

для третьего канала $+1+1-1-1+1+1-1-1$.

Если в первом канале передается «1», то на выходе сумматора получим дополнение кодового слова, т. е. $-1+1-1+1-1+1-1+1$. Если во втором канале «0», значит, на выходе сумматора второго канала — кодовое слово (функция Уолша) $+1+1-1-1-1-1+1+1$. Если в третьем канале передается «1», то на выходе сумматора имеем дополнение кода: $-1-1+1+1-1-1+1+1$.

Составляем матрицу

$$\begin{matrix}-1+1-1+1-1+1-1+1\\+1+1-1-1-1-1+1+1\\-1-1+1+1-1-1+1+1\end{matrix}$$

Затем приведенная матрица обрабатывается по определенным правилам. Вектор-столбец матрицы подается на вход логического устройства. Если столбец меньше $\frac{m}{2}$ положительных единиц, то принимается решение, что была передана $+1$; если больше $\frac{m}{2}$ отрицательных единиц, то принимается решение, что было передано -1 (где m — число элементов в столбце матрицы).

В первом столбце положительных единиц меньше, чем $\frac{m}{2}$. Значит, на выходе логической схемы будет $+1$. Во втором столбце положительных единиц больше, чем $\frac{m}{2}$, значит, на выходе -1 и т. д. Вся последовательность $f(A)$, полученная по такому правилу, имеет вид $+1-1+1-1+1+1-1-1$. Далее она поступает в канал связи. На приемной стороне эта последовательность поступает на корреляционные устройства, а затем на интегратор и решающее устройство. Коррелятор производит операцию перемножения $f(A)$ с кодовым словом $A^{(1,2,3,\ldots)}$ и операцию интегрирования

$$\text{I канал} \quad \times \begin{matrix}+1-1+1-1+1+1-1-1=f(A)\\+1-1+1-1+1-1+1-1=A^{(1)}\end{matrix}$$
$$+1+1+1+1+1-1-1+1=C_1$$

$$\text{II канал} \quad \times \begin{matrix}+1-1+1-1+1+1-1-1=f(A)\\+1+1-1-1-1-1+1+1=A^{(2)}\end{matrix}$$
$$+1-1-1+1-1-1-1-1=C_2$$

$$\text{III канал} \quad \times \begin{matrix}+1-1+1-1+1+1-1-1=f(A)\\+1+1-1-1+1+1-1-1=A^{(3)}\end{matrix}$$
$$+1-1-1+1+1+1+1+1=C_3$$

После интегратора первого канала имеем $C_1=+1+1+1+1+1-1-1+1$. Таким образом, на решающее устройство поступит напряжение, соответствующее $+4$, во втором и третьем канале соответственно получим $C_2=+1-1-1+1-1-1-1-1=-4$ и $C_3=+1-1-1+1+1+1+1+1=+4$.

Решающее устройство определит по знаку и величине напряжения, какой символ — «0» или «1» — передавался в данном канале. Следовательно, применение данных кодов позволяет передавать информацию в широкой полосе канала без использования частотного или временного разделения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Н. Т. Петрович. Системы связи с шумоподобными сигналами. Изд-во «Сов. радио», 1969.
2. А. И. Алексеев, А. Г. Шереметьев, Г. И. Тузов, Б. И. Глазов Теория и применение псевдослучайных сигналов. Изд-во «Наука», 1969.
3. Л. Е. Варакин. Теория сложных сигналов. Изд-во «Сов. радио», 1969.
4. Г. Сеге. Ортогональные многочлены. Физматгиз, 1962.

О МЕТОДАХ ПОСТРОЕНИЯ СМЕННОПОСЫЛОЧНОГО НЕПРИВОДИМОГО КОДА ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Ф. А. Катков

Киев

При использовании сменнопосылочного неприводимого кода в асинхронных системах передачи данных возможным источником ошибок являются переходные процессы при смене частот в соседних многочастотных посылках. Например, если за двухчастотной посылкой f_1f_2 следует посылка f_3f_4, то при смене частот возникают следующие ложные комбинации: f_1f_3; f_1f_4; f_2f_3; f_2f_4, которые могут быть зафиксированы приемником. Поэтому представляют значительный интерес методы построения кода, исключающие ошибки такого рода.

Рассматриваемые методы построения неприводимого сменнопосылочного кода основываются на разделении рабочих частот на группы и соответствующем выборе кодовых комбинаций. Наиболее простым методом является разделение частот на две группы и использование комбинаций частот внутри каждой группы для образования первой и второй посылок. Комбинирование частот между группами запрещается. Это вносит определенную избыточность. Ясно, что при таком методе построения кодовых комбинаций переходные процессы будут затухать до поступления очередной многочастотной посылки, так как частоты первой и второй группы используются последовательно во времени.

Число кодовых комбинаций

$$M = C^{m_ч}_{n_{ч_1}} C^{m_ч}_{n_{ч_2}}, \tag{1}$$

где $n_{ч_1}$ и $n_{ч_2}$ — количество частот в первой и второй группе;
$m_ч$ — количество частот в одной посылке.

Максимальное количество кодовых комбинаций получается при

$$n_{ч_1} = n_{ч_2} = \frac{n_ч}{2}, \tag{2}$$

где $n_ч$ — общее количество используемых частот.

Из (1) и (2) имеем

$$M_{max} = \left(C^{m_ч}_{\frac{n_ч}{2}}\right)^2. \tag{3}$$

Однако практически от этого условия приходится отступать, так как для упрощения дешифратора необходимо, чтобы количество комбинаций в группах было равно или больше 2^{n_1} и 2^{n_2}, где n_1 и n_2 — число разрядов двоичного кода, выбираемых первой и второй посылкой. Например, при $m_ч = 2$ и $n_ч = 8$

$$M_{max} = (C^2_{8/2})^2 = 6^2 = 36.$$