

рационной системе и передает управление программе, обслуживающей запрос с наиболее высоким в данный момент приоритетом.

Имеется набор сервисных программ, которые включают в себя программу загрузки и проверочно-диагностические тесты.

Комплекс управляющих программ является минимальным набором средств, необходимых для проведения типовых работ по управлению и обработке данных. Допускается включение в библиотеку новых обрабатываемых программ, ориентированных на конкретные применения терминального комплекса.

Разработанный комплекс можно отнести к системам с переменным составом оборудования, поскольку подключение нового устройства не вызывает изменений в существующей части системы, кроме изменений программ и коммутаций. Это качество, а также малые габариты и низкая стоимость выгодно отличают терминальный комплекс, выполненный в стандарте КАМАК.

Макет диалого-пакетного терминального комплекса находится в опытной эксплуатации на каналах связи с ЭВМ М-6000 и БЭСМ-6.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Никитюк Н. М. Программно-управляемые блоки в стандарте САМАС. М., Энергия, 1977.
2. Марчук Г. И. и др. О программе работ по созданию вычислительного комплекса (центра) коллективного пользования в Новосибирском научном центре СО АН СССР. (Проект «ВЦ КП».) — Препринт № 130. Новосибирск, изд. ВЦ СО АН СССР, 1978.
3. ISO 3309. Data Communication — High-level Data Link Control Procedures — Frame Structure.

*Поступила в редакцию 22 мая 1979 г.;  
окончательный вариант — 27 июля 1979 г.*

УДК 681.327.8

**Б. В. ФЕСЕНКО, А. Д. ЧЕРНАВИН**  
(Новосибирск)

### **МОДЕМ В СТАНДАРТЕ КАМАК С ЦИФРОВЫМ СПОСОБОМ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛА**

Для обмена информацией между аппаратурой КАМАК по линиям связи в СКБ НП СО АН СССР разработаны модули «Передатчик данных» и «Приемник данных» [1]. При необходимости сопряжение этих модулей с телефонным каналом осуществляется с помощью устройства преобразования сигнала (модема).

Известны различные способы формирования однополосного сигнала в частотной области, но их использование требует наличия качественных фильтров с высокой степенью линейности фазочастотной характеристики. Более эффективным с точки зрения реализации является способ формирования сигнала во временной области.

В настоящей работе рассматривается цифровой метод непосредственного формирования сигнала, который может быть использован для передачи данных с различной скоростью по стандартному каналу тональной частоты.

В основе разработанного КАМАК-модема лежит способ непосредственного формирования сигнала во временной области путем взвешивания последовательности посылок исходного двоичного сигнала с дальнейшим суммированием последовательности полученных откликов. Спектр сформированного сигнала располагается в заданной полосе телефонного канала (1,2—2,4) кГц, т. е. в наиболее линейной части фазочастотной характеристики канала.

Однополосный модулированный сигнал с прямоугольным спектром в полосе частот  $\omega_1 \div \omega_2$

$$X(\omega) = \begin{cases} 1 & \text{при } \omega_1 \leq \omega \leq \omega_2, \\ 0 & \text{при } \omega_1 > \omega > \omega_2; \end{cases}$$

$$\omega_{\text{cp}} = (\omega_1 + \omega_2)/2, \quad \Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$$

имеет вид

$$S(t) = \frac{\Delta\omega}{\pi} \frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} t}{\frac{\Delta\omega}{2} t} \cos \omega_{\text{cp}} t. \quad (1)$$

Здесь  $\frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} t}{\frac{\Delta\omega}{2} t}$  — модулирующий сигнал (огibaющая),  $\cos \omega_{\text{cp}}$  — несущее колебание с частотой  $\omega_{\text{cp}}$ .

Для того чтобы на приемной стороне перенести спектр сигнала в низкочастотную область, нужно осуществить процесс демодуляции:

$$S_{\text{нч}}(t) = S(t) \cos \omega_2 t = \frac{\Delta\omega}{2\pi} \frac{\sin \Delta\omega t}{\Delta\omega t} + \frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} t}{\frac{\Delta\omega}{2} t} \cos \frac{3\omega_2 + \omega}{2} t. \quad (2)$$

Первое слагаемое в выражении (2) есть исходный модулирующий сигнал, второе — представляет собой биения.

Сигнал, описываемый выражением (1), изображен на рис. 1. Для формирования этого сигнала применим метод аппроксимации ступенчатой функцией.

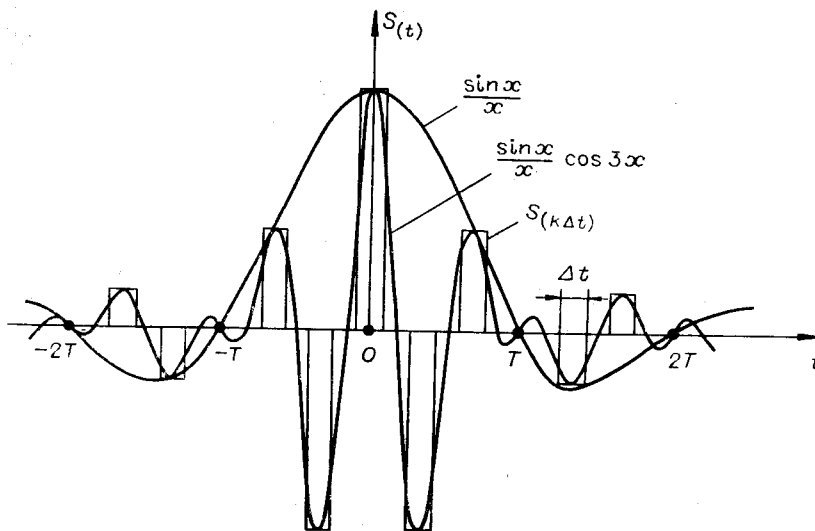


Рис. 1.

Введем следующие обозначения: шаг аппроксимации  $\Delta t = 2\pi/\omega_a$ , частота аппроксимации  $\omega_a$ , интервал аппроксимации  $\tau = N\Delta t$ , число шагов аппроксимации  $N$ .

Для исключения биений между частотой квазинесущей  $\omega_{cp}$ , частотой аппроксимации  $\omega_a$  и модуляционной частотой  $\omega_m = 2\Delta\omega$  должно выполняться соотношение

$$\omega_a = n\omega_{cp} = m\omega_m, \quad (3)$$

где  $n$  и  $m$  — целочисленные коэффициенты, т. е.

$$n/2m = \Delta\omega/\omega_{cp}. \quad (3a)$$

Из соотношения (3) выбирается частота аппроксимации для определенной модуляционной скорости передачи данных. Например, для модуляционной скорости передачи данных  $V_m = 2400$  Бод

$$\omega_m = 2400 \text{ Гц}, \quad \omega_1 = 1200 \text{ Гц}, \quad \omega_2 = 2400 \text{ Гц}$$

(так как именно эта полоса наиболее удобна для передачи сигнала),  $\Delta\omega = 1200$  Гц,  $\omega_{cp} = 1800$  Гц. Следовательно,

$$S_{(t)} = A \frac{\sin \frac{1200}{2} t}{\frac{1200}{2} t} \cos 1800t;$$

$$S_{(t)} = A \frac{\sin 600t}{600t} \cos 1800t.$$

Для рассматриваемого примера отношение  $n/2m$  в соответствии с (3a) должно равняться  $2/3$ , т. е. минимальная частота аппроксимации  $\omega_a$  составляет 7200 Гц (наименьшие допустимые значения  $m$  и  $n$  равны 3 и 4 соответственно).

Известно, что основная часть энергии сигнала вида  $\sin ax/x$  сосредоточена в первых двух-трех эхо-импульсах. В [2] показано, что при аппроксимации таких функций на интервале  $\tau = \pm 2T$ , где  $T$  — полупериод функции  $\sin ax$ , спектр аппроксимирующей функции  $S_{(t)}^*$  весьма незначительно отличается от спектра идеального сигнала. Так, для скорости  $V = 2400$  Бод, интервала аппроксимации  $\tau = \pm 2T$  и частоты аппроксимации  $\omega_a = 7,2$  кГц число шагов аппроксимации  $N = 23$  (см. рис. 1). Обозначим через  $C_k$  амплитуду  $k$ -й ступени аппроксимации.

Для того чтобы использовать функцию  $S_{(t)}^*$  в качестве сигнала передачи данных, необходимо промодулировать ее некоторой информационной последовательностью, т. е. реализовать свертку последовательности  $\{C_k\}$  и информационной последовательности  $\{a_i\}$ .

Результатом свертки является последовательность  $\{b_i\}$ :

$$b_i = \sum_{k=1}^N a_i C_k, \quad i = 1, 2, \dots \quad (4)$$

Чтобы реализовать ограниченную во времени аппроксимирующую функцию, необходимы дискретная линия задержки с 21 интервалом задержки  $\Delta t$  и выходной сумматор. Коэффициенты передачи в отводах равны значениям функции в соответствующих точках аппроксимации  $C_k$ . Из рис. 1 видно, что 14 коэффициентов аппроксимирующей функции равны нулю. Если учесть, что функция симметрична относительно центрального 11-го отсчета, то остается всего 5 различных коэффициентов. При модуляционной скорости передачи  $V = 2400$  Бод и двухуровневом способе передачи тактовая скорость передачи информации равна 2400, при 4-уровневом — 4800, при 8-уровневом — 7200 бит/с и т. д.

Отметим, что во всех случаях ширина спектра остается постоянной:  $\Delta\omega = 1200$  Гц. Постоянной остается и частота  $\omega_2 = 2400$  Гц. Каждому

члену информационной последовательности при 8-уровневом способе передачи соответствует комбинация из трех двоичных информационных символов — так называемый трибит: 000, 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111. Условимся считать старший разряд трибита знаковым.

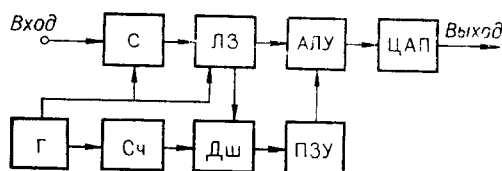


Рис. 2.

В этом случае модуль трибита принимает только четыре значения:  $|a|^1 = 00$ ,  $|a|^2 = 01$ ,  $|a|^3 = 10$ ,  $|a|^4 = 11$ . Таким образом, в выражение (4) входит только 20 отличающихся по модулю произведений. Так как априори известны возможные значения  $C_k$  и  $|a_i|$ , эти произведения могут быть заранее вычислены и записаны в постоянное запоминающее устройство (ПЗУ). В этом случае из процесса вычисления свертки исключается сложная с точки зрения реализации операция умножения, и он сводится к дешифрации моментов отсчета, комбинаций информационных символов и простому суммированию готовых произведений. Все эти операции могут быть легко выполнены на цифровых интегральных микросхемах.

На рис. 2 изображена структурная схема передатчика данных, работающего по рассмотренному выше алгоритму.

Информация в последовательном коде со скоростью 7200 бит/с поступает на вход скремблера С, где разделяется на трибиты и перемешивается с квазислучайной последовательностью, вырабатываемой генератором шума. Частота сдвига в генераторе шума 2,4 кГц. С выхода С сигнал в 3-разрядном коде поступает на вход дискретной линии задержки (ЛЗ). ЛЗ представляет собой три 24-разрядных регистра сдвига с обратной связью. С выхода ЛЗ старший разряд трибита (знак) подается в арифметическое логическое устройство (АЛУ), а два младших разряда (модуль) — в дешифратор Дш. Генератор опорных частот Г вырабатывает все тактирующие частоты. Счетчик временных интервалов Сч формирует последовательность импульсов сдвига, управляющих работой регистров сдвига в ЛЗ, а также сигнал, определяющий номер отсчета функции  $S_{\Delta a_i}$ , который подается в дешифратор Дш. Дш дешифрирует комбинации информационных символов и номер отсчета функции  $S_{\Delta a_i}$  и разрешает подачу из ПЗУ в АЛУ выбранных произведений. В АЛУ происходит последовательное суммирование произведений с учетом знаков трибита и выбранного произведения.

В приемнике данных осуществляется синхронное детектирование сигнала. Опорное колебание частоты выделяется непосредственно из рабочего сигнала. На выходе демодулятора включен низкочастотный фильтр нижних частот с частотой среза 1,5 кГц.

Результаты моделирования представлены на рис. 3—6.

На рис. 3 вверху изображена осциллограмма 2-уровневого модулированного сигнала, ниже — так называемая «глазковая осциллограмма, яв-

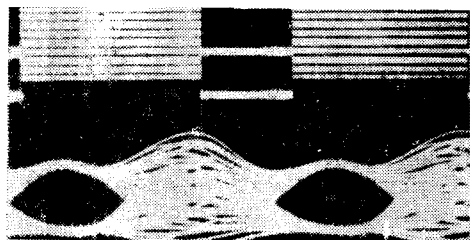


Рис. 3.

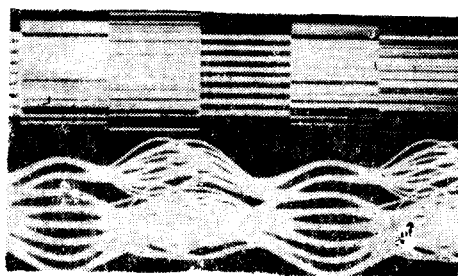


Рис. 4.

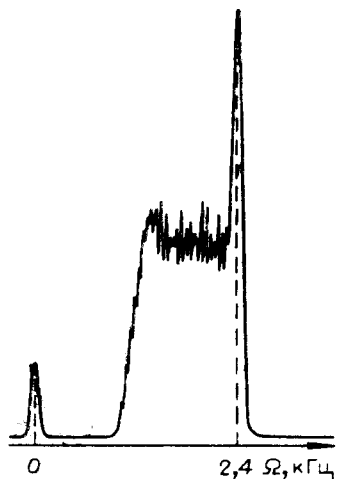


Рис. 5.

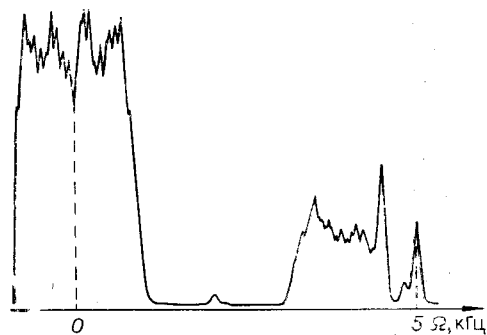


Рис. 6.

ляющаяся критерием качества демодулированного сигнала,  $V = 2400$  бит/с для канала протяженностью 4 пере приемных участка.

На рис. 4 приведены осциллограммы для 8-уровневого способа передачи, т. е.  $V_{\text{такт}} = 7200$  бит/с, на рис. 5 — спектр модулированного сигнала, на рис. 6 — спектр демодулированного сигнала (до фильтра низких частот). Конструктивно модем выполнен в виде модуля КАМАК тройной ширины и предназначен для работы совместно с модулями «Передатчик данных» и «Приемник данных», реализующими процедуры блочной высокоуровневой передачи данных (ISO-3309) в системах передачи данных.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Бобров Е. Н., Слепнев В. А., Фесенко Б. В. Модули КАМАК, ориентированные на создание терминальных комплексов различного назначения.— *Автометрия*, 1980, № 4.
2. Курицын С. А., Перфильев Э. П., Пономарев В. И. Формирование спектра сигнала при передаче данных.— *Электросвязь*, 1975, № 12.

*Поступила в редакцию 27 июля 1979 г.*

УДК 621.3.06

**К. П. ВЛАХОВА**

(София, Болгария)

#### ЯЗЫК ПРОМЕЖУТОЧНОГО УРОВНЯ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ СИСТЕМОЙ КАМАК

1. Введение. Язык IML предназначен для работы с системами КАМАК в режиме реального времени. Семантика языка определена комитетом по стандартизации в области ядерной электроники (ESONE) [1], а синтаксис связан с конкретной реализацией [2]. В настоящей работе описан синтаксис языка промежуточного уровня для управления системами КАМАК с помощью микропроцессора серии 6800.