



СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ

1981

**ЦЕНТРАЛЬНЫЙ
НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ
ИНСТИТУТ СВЯЗИ**

**СБОРНИК НАУЧНЫХ ТРУДОВ
СИСТЕМЫ И АППАРАТУРА
ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ**

**МОСКВА
1981**

УДК 518.5:621.372.061.001.57

Л. Н. Шелованов, Е. М. Доронин

**ОБ ОДНОМ МЕТОДЕ ЦИФРОВОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ
ЭЛЕМЕНТОВ МОДЕМОВ**

Приведен метод цифрового моделирования отдельных звеньев и совокупности звеньев, входящих в состав модема, позволяющий анализировать временные процессы при передаче дискретных сигналов. В основу метода положены алгоритмы цифрового моделирования процессов в линейных и нелинейных звеньях. Рассмотрен пример цифрового моделирования.

В основу цифрового моделирования отдельных звеньев (элементов) модемов положен алгоритмический метод, по-

звонящий исследовать временные процессы в линейных и нелинейных звеньях при произвольном входном воздействии /1/, а следовательно, и при воздействии в виде любого модулированного сигнала. Под цифровой моделью звена будем понимать алгоритм в виде рекуррентного соотношения, позволяющий рассчитать на ЭВМ процесс на его выходе при произвольном входном воздействии, если известна структура звена. Имея цифровые модели отдельных элементов модема, можно составить полную цифровую модель модема.

Цифровое моделирование позволяет заменить или дополнить экспериментальные исследования на этапе разработки отдельных устройств и системы в целом. Особенно целесообразно цифровое моделирование при создании оптимальных устройств и систем, а именно: имеется возможность определить оптимальные параметры звеньев и совокупности звеньев, при которых обеспечивается экстремальное значение функции качества. При описании процессов в линейных и нелинейных звеньях рекуррентными соотношениями наиболее целесообразно применять методы поисковой оптимизации. В этом случае не вызывает затруднений составление программы для осуществления оптимизации, легко контролировать выполнение ограничений и производить анализ априорных данных, позволяющих прогнозировать ход оптимизации (изменение масштаба параметров, возможные запретные зоны и т. д.).

Цифровые модели отдельных звеньев произвольным образом можно соединять между собой и образовывать сложные функциональные структуры (модемы). Такая возможность объясняется тем, что рекуррентное соотношение, являющееся цифровой моделью звеньев, позволяет рассчитывать процесс на его выходе при произвольном входном воздействии. Для составления цифровой модели звена необходимо знать его принципиальную схему или иметь передаточную функцию. Если известна принципиальная схема (структура) звена, то последовательность определения цифровой модели следующая:

1. Находится передаточная функция звена

$$W_k(p) = \left(\sum_{i=0}^m a_i p^i \right) / \left(\sum_{i=0}^n b_i p^i \right) \quad n \geq m .$$

2. Определяются коэффициенты A_1, B_1 рекуррентного соотношения (цифровой модели) звена

$$y[n] \approx (1/B_1) \left\{ \sum_{\nu=0}^1 A_{1-\nu} x[n-\nu] - \sum_{\nu=1}^1 B_{1-\nu} y[n-\nu] \right\},$$

где $y[n]$ - выходная переменная звена; $x[n]$ - входная переменная произвольного вида.

Коэффициенты A_1, B_1 являются коэффициентами дискретной передаточной функции эквивалентного импульсного звена

$$W_k(p) \approx W_k^*(p) = \frac{A_1 + A_{1-1}z^{-1} + \dots + A_0 z^{-1}}{B_1 + B_{1-1}z^{-1} + \dots + B_0 z^{-1}}.$$

Для перехода от коэффициентов a_1, b_1 к коэффициентам A_1, B_1 найдены матрицы перехода $S_k / 1 /$. Имея цифровую модель звена, можно рассчитать процесс на его выходе при произвольном входном сигнале.

Покажем порядок цифрового моделирования отдельных звеньев модема, реализующего обработку сигнала при АМ с частичным подавлением одной боковой полосы частот. Это один из возможных методов передачи дискретных сигналов (видеоимпульсов) по каналам связи / 2 /.

Основными функциональными звеньями, обеспечивающими метод АМ с частичным подавлением одной боковой полосы частот, являются: амплитудный модулятор, фильтр и амплитудный детектор. Действие амплитудного модулятора можно описать чисто программным путем, считая, что на его вход поступает сигнал произвольного вида с выхода предыдущего звена и в соответствии с изменением входного сигнала меняется амплитуда несущей частоты: $U_{\text{вых}}(\bar{t}) = U_{\text{вх}}(\bar{t}) \sin \omega \bar{t}$. Такой способ описания процесса является приближенным, так как здесь не учитываются особенности преобразований, происходящих в модуляторе. Основное искажающее действие на форму сигнала оказывает фильтр, ограничивающий одну боковую полосу частот, поэтому идеализированный учет процессов в модуляторе практически не повлияет на результаты исследования. Структура фильтра, ограничивающего полосу частот, должна быть известна. В рассматриваемом примере входным воздействием является модулированное колебание. Это накладывает определенные требования на выбор частоты дискретизации, а именно: на период несущей частоты должно приходиться достаточное число дискрет, чтобы описать

специфику входного сигнала (практически $T_{\text{нес}} / T_{\text{дискр}} \approx 20 - 40$).

В качестве фильтра, ограничивающего одну боковую полосу частот, возьмем Т-образный фильтр с кососимметричным срезом (рис. 1).

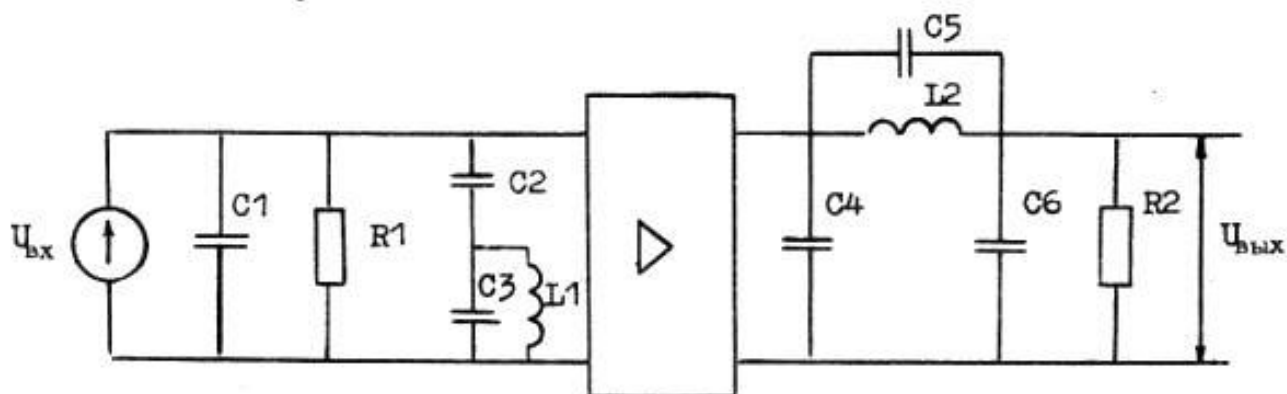


Рис. 1. Схема Т-образного полосового фильтра:
 $C1 = 12$ пф, $C2 = 2,9$ пф, $C3 = 20$ пф, $C4 = 12$ пф, $C5 = 15$ пф,
 $C6 = 3,5$ пф, $R1 = R2 = 3$ кОм, $L1 = 1,45$ мкГ, $L2 = 1,22$ мкГ

Передаточные функции звеньев фильтра соответственно равны

$$W_1(p) = \frac{a_0 p^{-3} + a_1 p^{-2} + a_2 p^{-1}}{b_0 p^{-3} + b_1 p^{-2} + b_2 p^{-1} + b_3};$$

$$W_2(p) = \frac{a'_0 p^{-4} + a'_1 p^{-3} + a'_2 p^{-2} + a'_3 p^{-1}}{b'_0 p^{-4} + b'_1 p^{-3} + b'_2 p^{-2} + b'_3 p^{-1} + b'_4}, \quad (1)$$

где

$$a_0 = 1; a_1 = 0; a_2 = L_1(C_2 + C_3); b_0 = 1; b_1 = R_1(C_1 + C_2);$$

$$b_2 = L_1(C_2 + C_3); b_3 = R_1 L_1 C_2 C_3 + R_1 L_1 C_1 (C_2 + C_3);$$

$$a'_0 = 1; a'_1 = R_2 C_6; a'_2 = L_2 C_5; a'_3 = R_2 C_5 C_6 L_2;$$

$$b'_0 = 1; b'_1 = R_2(C_4 + 2C_6); b'_2 = R_2^2 C_6(C_4 + C_6) + L_2(C_5 + C_4);$$

$$b'_3 = R_2 L_2(2C_5 C_6 + 2C_4 C_6 + C_4 C_5); b'_4 = R_2^2 L_2 C_6(C_5 C_6 + C_4 C_5 + C_4 C_6).$$

Рекуррентные соотношения, дающие возможность определить реакцию фильтра на произвольное воздействие, имеют вид

$$y_1[n] = 1/B_3 \left\{ \sum_{\nu=0}^3 A_{3-\nu} x(n-\nu) - \sum_{\nu=1}^3 B_{3-\nu} y_1(n-\nu) \right\},$$

$$y_2[n] = 1/B'_4 \left\{ \sum_{\nu=0}^4 A'_{4-\nu} y_1(n-\nu) - \sum_{\nu=1}^4 B'_{4-\nu} y_2(n-\nu) \right\}. \quad (2)$$

Эти соотношения составляют цифровую модель фильтра.

В / 1 / раскрыта методика определения коэффициентов

A_i, B_i рекуррентных соотношений (2), а именно: найдены матрицы S_k , позволяющие по известным коэффициентам a_i, b_i передаточных функций (1) определить коэффициенты A_i, B_i рекуррентных соотношений (2).

Так, для определения коэффициентов A_i достаточно умножить i -ю строку матрицы S_k на матрицу-столбец a_k

$$A_k = S_k a_k = \begin{bmatrix} S_{00} & S_{01} \dots S_{0k} \\ \dots & \dots \dots \dots \\ S_{i0} & S_{i1} \dots S_{ik} \\ \dots & \dots \dots \dots \\ S_{k0} & S_{k1} \dots S_{kk} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (T^k / 2^k) a_0 \\ \dots \dots \dots \\ (T^{k-i} / 2^{k-i}) a_i \\ \dots \dots \dots \\ a_k \end{bmatrix}$$

$$A_i = \frac{T^k}{2^k} S_{i0} a_0 + \frac{T^{k-1}}{2^{k-1}} S_{i1} a_1 + \dots + (T/2) S_{i,k-1} a_{k-1} + S_{ik} a_k.$$

Такой же вид имеют коэффициенты B_i , но вместо a_k они содержат b_k .

В соответствии со степенью полиномов знаменателей передаточных функций (1) необходимы матрицы

$$S_3 = \begin{bmatrix} 0 & -(1/3) & 1 & -1 \\ 4 & -3 & -1 & 3 \\ 4 & 3 & -1 & -3 \\ 0 & 1/3 & 1 & 1 \end{bmatrix} S_4 = \begin{bmatrix} -(1/45) 0 & 1/3 & -1 & 1 \\ 124/45 & -4 & 8/3 & 2 & -4 \\ 158/15 & 0 & -6 & 0 & 6 \\ 124/45 & 4 & 8/3 & -2 & -4 \\ -(1/45) 0 & 1/3 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

Перейдем к составлению цифровой модели амплитудного детектора, схема которого представлена на рис.2.

В процессе детектирования образуются две периодически меняющиеся цепи: цепь заряда конденсатора C и цепь его разряда, т.е. образуется своеобразная ключевая цепь.

Положение, когда диод открыт (ключ замкнут), изображено на схеме (рис.2в). Операторное уравнение относительно выходной переменной при этом равно

$$U_{вых}(P) = U_{вх}(P) \left[p^{-1} / (T_1 + p^{-1}) \right] + e(P) \left[T_1 / (T_1 + p^{-1}) \right]. \quad (3)$$

Подставляя в (3) $p^{-1} \approx \frac{T(1 + z^{-1})}{2(1 - z^{-1})}$, находим

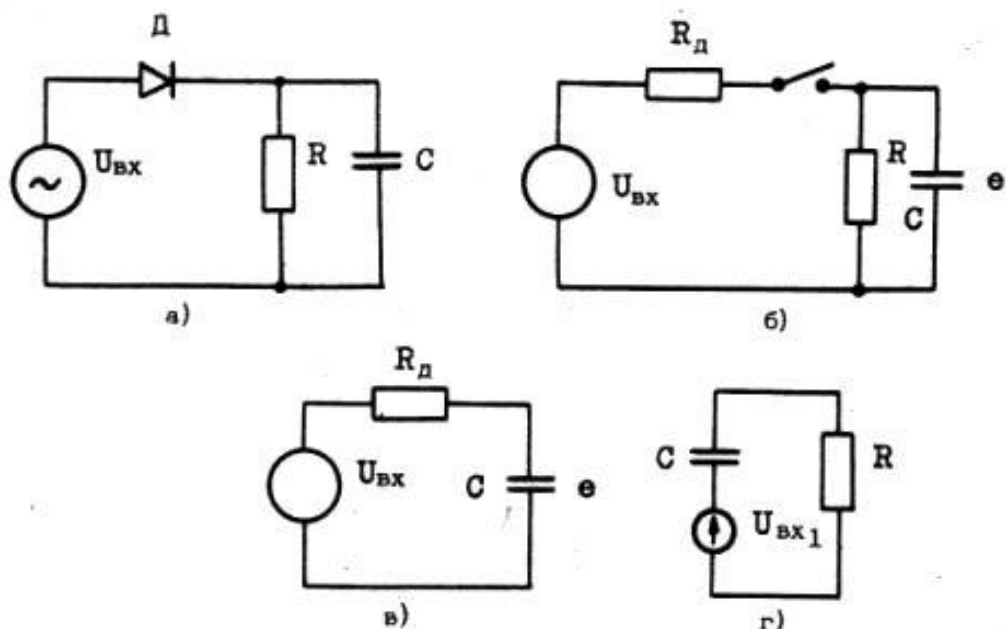


Рис. 2. Представление схемы амплитудного детектора ключевым звеном: $C = 7$ пф, $R = 3$ кОм, $R_d = 0,1$ кОм

$$U_{\delta_{\text{вх}1}}(p) \left[(2T_1 + T) - (2T_1 - T)z^{-1} \right] = U_{\delta_{\text{х}}}(p) \left[T(1 + z^{-1}) \right] + e(p) \left[2T_1(1 - z^{-1}) \right]$$

Переходя к оригиналу, получаем рекуррентное соотношение:

$$U_{\delta_{\text{вх}1}}[n] = 1/A_1'' \left\{ (U_{\delta_{\text{х}}}[n] + U_{\delta_{\text{х}}}[n-1]) + A_0'' U_{\delta_{\text{вх}1}}[n-1] + 2\eta_1 e[n] - 2\eta_1 e[n-1] \right\}, \quad (4)$$

где $A_0'' = 2\eta_1 - 1$; $A_1'' = 2\eta_1 + 1$; $\eta_1 = T_1 / T$; $T_1 = R_d C$;

T – период дискретизации. При закрытом диоде происходит разряд конденсатора в цепи (рис. 2г). Подставляя в операторное уравнение цепи $U_{\delta_{\text{вх}2}}(p) = U_{\delta_{\text{х}1}}(p) \left[T_2 / (T_2 + p^{-1}) \right]$ величину $p^{-1} \approx \frac{T}{2} \frac{1 + z^{-1}}{1 - z^{-1}}$, получаем операторное уравнение эквивалентной импульсной цепи

$$B_1'' U_{\delta_{\text{вх}2}}(p) = U_{\delta_{\text{х}1}}(p) - U_{\delta_{\text{х}1}}(p)z^{-1} + B_0'' U_{\delta_{\text{вх}2}}(p)z^{-1}.$$

Переходя к оригиналу, определяем рекуррентное соотношение

$$U_{\delta_{\text{вх}2}}[n] = (1/B_1'')(U_{\delta_{\text{х}1}}[n] - U_{\delta_{\text{х}1}}[n-1] + B_0'' U_{\delta_{\text{вх}2}}[n-1]),$$

где $B_0'' = 1 - 1/2\eta_2$; $B_1'' = 1 + 1/2\eta_2$; $\eta_2 = T_2 / T$; $T_2 = RC$.

Одним из наиболее сложных моментов в теоретическом исследовании процесса в цепи детектора является мате-

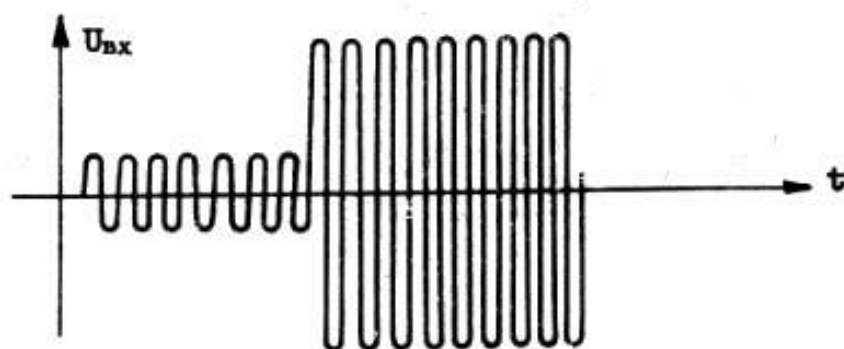


Рис. 3. Амплитудно-модулированный сигнал

матическое описание процесса с учетом всей специфики его работы. Алгоритмическим методом удается описать процесс весьма точно. Так, например, можно определить моменты, когда диод открывается и закрывается (образуется первая или вторая цепь). Для этого после каждого очередного импульса дискретизации производится сравнение напряжений на входе и выходе диода и при их совпадении производится переход от одного рекуррентного соотношения к другому.

Соотношение (4) справедливо для случая линейной аппроксимации вольт-амперной характеристики диода. Также

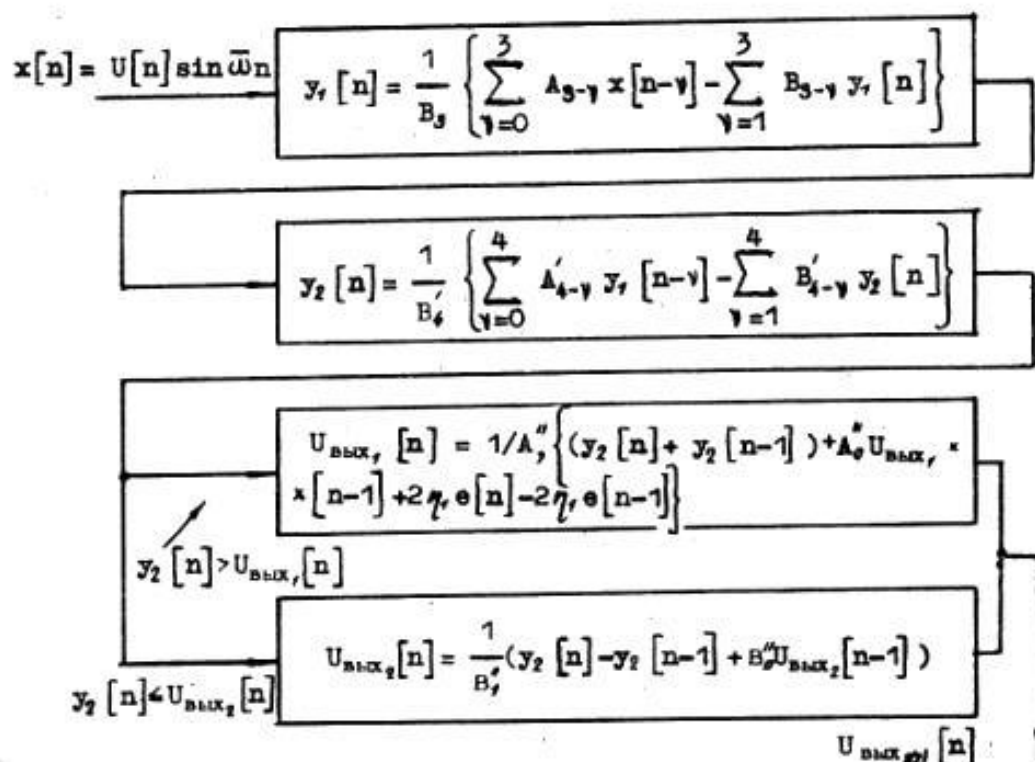


Рис. 4. Цифровая модель совокупности звеньев модема при АМ с частичным подавлением одной боковой полосы частот

может быть учтен и нелинейный участок характеристики диода. В этом случае при открытом диоде следует рассматривать образующуюся цепь как нелинейную и для составления рекуррентного соотношения использовать выражения, приведенные в /1/. В качестве примера на ЭВМ была рассчитана переходная характеристика. Учитывался Т-образный фильтр и амплитудный детектор. На вход фильтра подавался амплитудно-модулированный сигнал (рис. 3). Параметры фильтра и амплитудного детектора указаны на рис. 1 и рис. 2. Программа расчета была составлена в соответствии с цифровой моделью, изображенной на рис. 4.

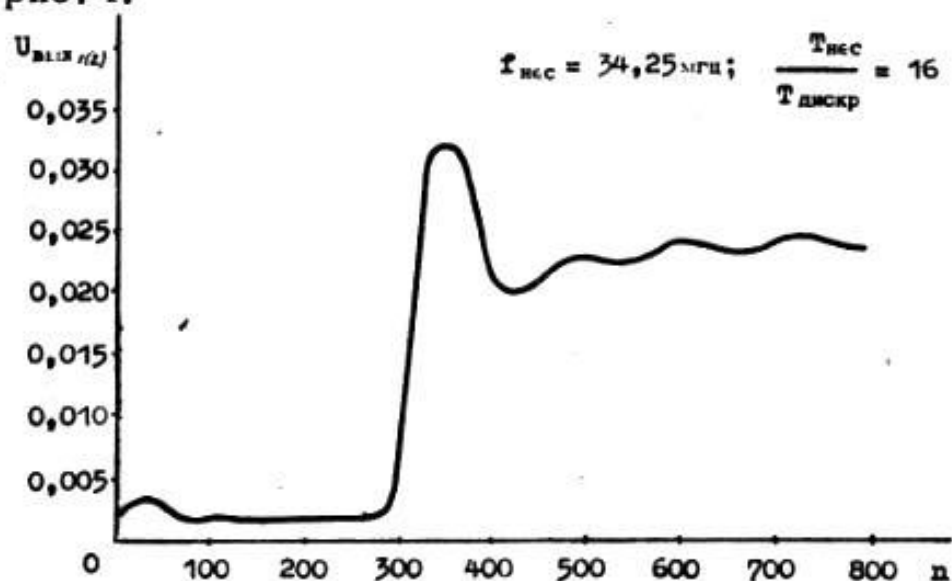


Рис. 5. Переходная характеристика совокупности звеньев модема, рассчитанная алгоритмическим методом

Результаты машинного эксперимента приведены на рис. 5. Они совпадают с результатами физических исследований.

Рассмотренный метод цифрового моделирования позволяет исследовать искажающее действие элементов каналообразующей аппаратуры при различных видах модуляции. Для этого необходимо найти цифровые модели элементов, обеспечивающих преобразование сигнала, применив методы цифрового моделирования линейных и нелинейных звеньев /1, 3/.

ЛИТЕРАТУРА

1. Щелованов Л.Н. Моделирование элементов телевизионных систем. М., Радио и связь, 1981.

2. Шварцман В.О., Емельянов Г.А. Теория передачи дискретной информации. М., Связь, 1979.

3. Быков В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. М., Сов. радио, 1971.

Статья поступила 6 мая 1981 г.