

**Министерство связи и массовых коммуникаций Российской Федерации**

**Государственное образовательное учреждение  
высшего профессионального образования**

**ПОВОЛЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ И ИНФОРМАТИКИ**

**ЭЛЕКТРОННАЯ  
БИБЛИОТЕЧНАЯ СИСТЕМА**

**Самара**

**МИНИСТЕРСТВО РФ ПО СВЯЗИ И ИНФОРМАТИЗАЦИИ**

**Государственное образовательное учреждение высшего  
профессионального образования**

**ПОВОЛЖСКАЯ ГОСУДАРСТВЕННАЯ АКАДЕМИЯ  
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ И ИНФОРМАТИКИ**

**Кафедра ПДС**

**Методические указания по выполнению  
Лабораторной работы  
«Цифровое формирование полосовых сигналов»**

**Для студентов 4 курса  
дневного отделения  
(специальности 210400, 210404, 210406)**

**Составитель: к.т.н., доц. Зайкин В.П.**

**Редактор: к.т.н., доц. Киреева Н. В.**

**Рецензент д.т.н., проф. Лихтциндер Б.Я.**

**САМАРА 2008**

**План УМД 2007/2008 уч. г.**

**Методические указания по выполнению лабораторного практикума по курсу «Передача дискретных сообщений». / Сост. к.т.н., доц. В.П. Зайкин – Самара, 2008. – 29 с., ил.**

**Приведена методика и порядок выполнения лабораторной работы по исследованию процедуры цифрового формирования полосового сигнала в полосе СКТЧ. Приведен список контрольных вопросов по данной тематике, а также домашнее задание**

**Для студентов 4 курса дневного отделения (специальность 210400, 210404, 210406)**

**Методическое пособие утверждено на заседании кафедры 11 апреля 2008 г.**

**Редактор – к.т.н., доц. Н. В. Киреева**

**Рецензент – д.т.н., проф. Б. Я. Лихтциндер**

## Цифровое формирование сигналов с линейными видами модуляции.

Целью работы является исследование процессов формирования сигналов с линейными видами модуляции, а также изучение влияния на структуру группового сигнала спектральных параметров этого сигнала.

### 1. Принципы цифрового формирования модулированных сигналов.

Для использования цифровых методов при формировании полосового сигнала  $S(t)$  с линейными видами модуляции необходимо этот сигнал представить в виде линейной комбинации конечного числа элементов сигнала  $g_i(t)$  [3].

Пусть передаче подлежит последовательность двоичных сигналов:

$$A(t) = \sum_{i=-n}^n a_i \delta(t - iT),$$

где  $a_i$  - знаковые координаты, определяющие информационное содержание передаваемой импульсной последовательности;

$T$  - интервал манипуляции, определяющий скорость передачи сообщений;

$\delta(t)$  - дельта-функция.

Тогда полосовой сигнал  $S(t)$  с линейным видом модуляции должен быть представлен в виде:

$$S(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i g_i(t - iT)$$

Длительность, форма и число элементарных сигналов  $g_i(t)$  зависит от скорости манипуляции  $B = 1/T$ , формы спектра  $S(\omega)$  группового сигнала  $S(t)$ , от частоты несущего колебания  $\omega_0 = 2\pi f_0$  и фазы несущего колебания  $\varphi$ .

В общем случае (при произвольном соотношении между частотой несущего колебания  $f_0$  и скоростью манипуляции  $B$ ) число различных форм элементарных сигналов  $g_i(t)$  может быть бесконечным.

Однако, число различных элементарных сигналов  $g_i(t)$  конечно, если выполняется следующее соотношение между частотой несущего колебания  $f_0$  и скоростью манипуляции  $B$ :

$$f_0/B = P/Q,$$

где  $P$  и  $Q$  - целые числа.

Иными словами, в этом случае для передачи различных символов последовательности  $\sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i \delta_i(t - iT)$  используется ограниченное число элементарных сигналов различной формы.

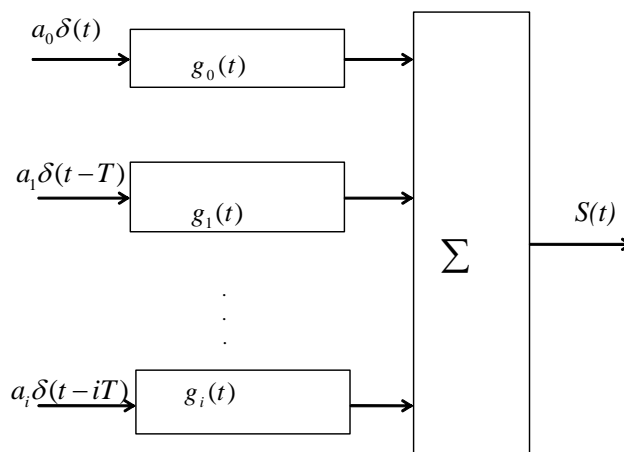


Рисунок 1.1 - Представление модулятора в виде совокупности генераторов элементарных сигналов

Таким образом, если групповой сигнал  $S(t)$  с заданным видом модуляции удастся представить в виде линейной комбинации элементарных сигналов  $g_i(t)$ , тогда традиционный аналоговый модулятор можно рассматривать как генератор элементарных сигналов (рис. 1.1), в котором соответствующий  $i$ -ый генератор запускается импульсом  $a_i$ , передаваемым в момент  $iT$ .

Здесь важно отметить, что длительность элементарных сигналов  $g_i(t)$  в общем случае не равна интервалу манипуляции  $T$ , а простирается на несколько последующих интервалов (имеет место межсимвольная интерференция). Форма элементарного сигнала  $g_0(t)$ , имеющего полосовой спектр (рис. 1.2) может быть представлена в виде:  $g_0(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega t} d\omega = A_s(t) \cos(\omega_0 t) - B_s(t) \sin(\omega_0 t)$ ,

где  $A_s(t)$  и  $B_s(t)$  - синфазная и квадратурная компоненты полосового сигнала, форма которых определяется формой спектра  $S(\omega)$  и выбором величины частоты несущего колебания  $\omega_0$ .

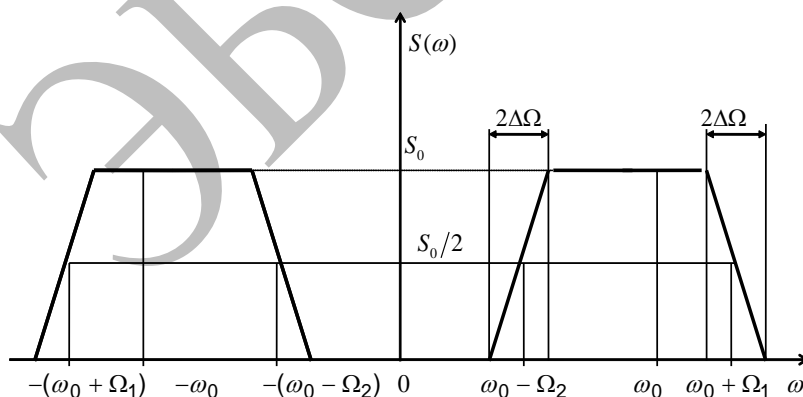


Рисунок 1.2 - Спектр полосового сигнала общего вида

При модуляции несущего колебания последовательностью импульсов групповой сигнал  $S(t)$  может быть представлен в виде:

$$S(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i A_s(t-iT) \cos(\omega_0 t) - \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i B_s(t-iT) \sin(\omega_0 t) \quad (1.1)$$

Выражение (1.1) можно представить в эквивалентной форме:

$$S(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i \{ A_s(t-iT) \cos[\omega_0(t-iT) + \omega_0 iT] - B_s(t-iT) \sin[\omega_0(t-iT) + \omega_0 iT] \} \quad (1.2)$$

или

$$S(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i g_i(t-iT) \quad (1.3)$$

где

$$g_i(t) = A_s(t) \cos(\omega_0 t + i\omega_0 T) - B_s(t) \sin(\omega_0 t + i\omega_0 T), \quad (1.4)$$

то есть с каждым  $i$ -ым интервалом манипуляции (выборкой данных) связан элементарный сигнал  $g_i(t)$ , задержанный на величину  $iT$ . Как уже отмечалось форма всех  $g_i(t)$  в общем случае различна. Однако если отношение частоты  $f_0$  несущего колебания и скорости манипуляции  $B$  представляет простую дробь, тогда число различных форм  $g_i(t)$  ограничено.

Убедимся в этом, переписав (1.4) в виде:

$$g_i(t) = A_s(t) \cos(\omega_0 t + 2\pi i \frac{f_0}{B}) - B_s(t) \sin(\omega_0 t + 2\pi i \frac{f_0}{B}) \quad (1.5)$$

Если  $f_0/B = P/Q$  - простая дробь, то при  $i = k \cdot Q$  имеем  $2\pi i f_0/B = 2\pi k P$  и, следовательно,  $g_i(t) = g_0(t)$ .

Таким образом, общее число различных форм элементарных сигналов  $g_i(t)$ , необходимых для формирования сигнала с заданным видом модуляции, равно  $Q$ .

Пусть требуется сформировать в полосе стандартного телефонного канала (300-3400 Гц) амплитудно-модулированный сигнал с частично подавленной верхней полосой частот при  $f_0 = 2400$  Гц,  $B = 3200$  Бод. В этом случае выражение  $2\pi i f_0/B$  в формуле (1.5) преобразуется к виду:

$$2\pi i \frac{f_0}{B} = 2\pi i \frac{2400}{3200} = 2\pi i \cdot \frac{3}{4} \quad (1.6)$$

Подставляя (1.6) в (1.5) и придавая  $i$  значения 0,1,2... получаем:

$$\begin{aligned} g_0(t) &= A_s(t) \cos(\omega_0 t) - B_s(t) \sin(\omega_0 t) = g(t) \\ g_1(t) &= A_s(t) \sin(\omega_0 t) + B_s(t) \cos(\omega_0 t) = \tilde{g}(t) \\ g_2(t) &= -[A_s(t) \cos(\omega_0 t) - B_s(t) \sin(\omega_0 t)] = -g(t) \\ g_3(t) &= -[A_s(t) \sin(\omega_0 t) + B_s(t) \cos(\omega_0 t)] = -\tilde{g}(t) \end{aligned} \quad (1.7)$$

Таким образом, из (1.7) видно, что для рассматриваемого случая (отношение  $f_0/B=3/4$ ) число различных форм элементарных сигналов  $g_i(t)$ , необходимых для реализации заданного вида модуляции равно 4:  $g(t)$ ,  $\tilde{g}(t)$ ,  $-g(t)$ ,  $-\tilde{g}(t)$ .

С учетом этого сигнал  $S(t)$  можно представить в виде:

$$S(t) = a_0 \cdot g(t) + a_1 \cdot \tilde{g}(t-T) + a_2 [-g(t-2T)] + a_3 \cdot [-\tilde{g}(t-3T)] + a_4 \cdot g(t-4T) + \dots \quad (1.8)$$

Однако выражение (1.8) можно также представить как:

$$S(t) = a_0 \cdot g(t) + a_1 \cdot \tilde{g}(t-T) - a_2 \cdot g(t-2T) - a_3 \cdot \tilde{g}(t-3T) + a_4 \cdot g(t-4T) \quad (1.9)$$

Из (1.9) видно, что сигнал (1.8) можно получить, используя только две различные формы элементарных сигналов  $g(t)$  и  $\tilde{g}(t)$ , но вводя в устройство формирования блок перекодирования, в котором осуществляется периодическое инвертирование пар символов согласно (1.9).

При исследовании влияния формы среза спектров полосовых сигналов и вида модуляции были рассчитаны аналитические выражения  $g_i(t)$  для восьми различных форм спектра полосовых сигналов (табл. 3.1). Анализ этих формул показал, что все рассчитанные формы  $g_i(t)$  могут быть описаны с использованием только двух различных формул для  $g_i(t)$ .

Выражение  $g_i(t)$  для конкретной формы спектра может быть получено с использованием одной из этих формул путем подстановки в нее параметров полосового спектра, скорости модуляции и частоты несущей.

Первая формула имеет вид:

$$S(t) = \frac{G_0}{2\pi t \left[ 1 - \left( \frac{2Bt}{\pi} \right)^2 \right]} \cdot \cos(Bt)(\sin \alpha_1 t + \sin \alpha_2 t) \cos(\omega_0 t) + \frac{G_0}{2\pi t \left[ 1 - \left( \frac{2Bt}{\pi} \right)^2 \right]} \cdot \cos(Bt)(\cos \alpha_1 t - \cos \alpha_2 t) \sin(\omega_0 t)$$

используется при расчете  $g_i(t)$  для 7 и 8 вариантов формы спектра полосового сигнала (табл. 3.1).

Вторая формула имеет вид:

$$S(t) = \frac{G_0}{2\pi t} \cdot \frac{\sin \Delta\Omega t}{\Delta\Omega t} (\sin \alpha_1 t + \sin \alpha_2 t) \cos(\omega_0 t) + \frac{G_0}{2\pi t} \cdot \frac{\sin \Delta\Omega t}{\Delta\Omega t} (\cos \alpha_1 t - \cos \alpha_2 t) \sin(\omega_0 t)$$

используется при расчете  $g_i(t)$  для 1-6 вариантов формы спектра полосового сигнала (табл. 4.1).

## 2 Реализационные основы цифровых формирователей сигналов с линейной модуляцией

Ранее было показано, что сигналы с линейной модуляцией могут быть представлены линейной комбинацией элементарных сигналов  $g_i(t)$ . Следовательно, схема аналогового модулятора может быть заменена совокупностью генераторов элементарных сигналов  $g_i(t)$  и схемой управления, подключающей к выходу модулятора сигналы генераторов в соответствии с алгоритмом, характеризующим реализуемый вид модуляции [3].

Учитывая тот факт, что  $g_i(t)$  являются сигналами с ограниченным спектром, генераторы сигналов  $g_i(t)$  могут быть реализованы схемами формирования и хранения отсчетов генерируемых элементарных сигналов. При этом ячейки памяти, хранящие значения отсчетов формируемых сигналов  $g_i(t)$  подключаются ко входу сумматора через промежутки времени, определяемые теоремой Котельникова:

$$\Delta t_{\max} \leq \frac{1}{2F_{\max}}$$

где  $F_{\max}$  - верхняя частота в спектре формируемого сигнала.

Совокупность отсчетов, амплитуды и знаки которых определяются передаваемыми данными  $\{a_i\}$  и формой  $g_i(t)$ , с выхода сумматора подаются на вход фильтра нижних частот (ФНЧ), с которого снимается сигнал  $S(t)$  с заданным законом модуляции. Таким образом, в этом случае модулятор может быть реализован на базе интегральных схем без использования нелинейных элементов, катушек индуктивности и конденсаторов.

Для реализуемости модулятора на цифровой элементной базе сигналы  $g_i(t)$  должны удовлетворять двум условиям:

1. Число различных форм сигналов  $g_i(t)$  должно быть достаточно малым.
2. Элементарные сигналы  $g_i(t)$  должны иметь конечную длительность.

Число различных форм элементарных сигналов  $g_i(t)$  определяется выбором соотношения между частотой  $f_0$  несущего колебания и скоростью манипуляции  $B$ . Практически длительность элементарных сигналов  $g_i(t)$  определяется формой среза спектра этих сигналов.

*Второе условие* на практике выполняется лишь приближенно. Обычно длительность формируемых сигналов  $g_i(t)$  искусственно ограничивают либо с учетом допустимой доли энергии отброшенных “хвостиков”, либо ограничиваются учетом значений сигнала вплоть до некоторого, модуль которого составляет, например, 0.01 от максимального значения.

Таким образом, если оба условия выполнены, формирователь сигналов с линейной модуляцией (рис.1.1) может быть выполнен в виде совокупности



цифровых фильтров (рис.2.1), импульсные характеристики которых совпадают по форме с элементарными сигналами  $g_i(t)$ , необходимыми для формирования сигнала  $S(t)$  с заданным законом модуляции.

На вход формирователя ставится распределитель, который осуществляет подключение элементов передаваемой информационной последовательности  $\sum_{i=-\infty}^{\infty} a_i \delta(t - iT)$  к входам цифровых фильтров в соответствии с алгоритмом формирования сигнала  $S(t)$ .

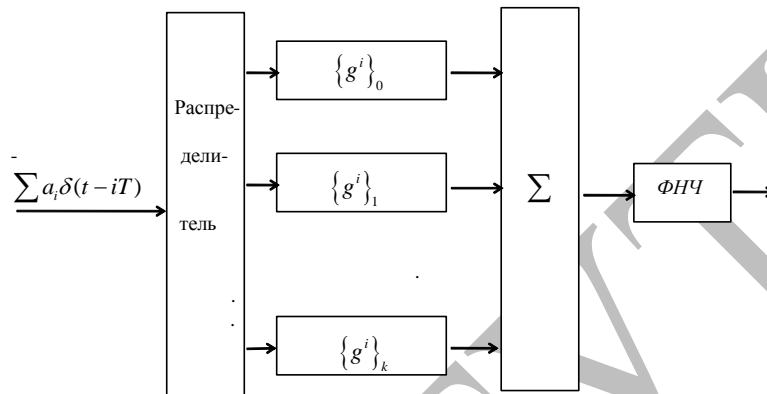


Рисунок 2.1 - Представление модулятора в виде совокупности цифровых фильтров

Основу цифрового фильтра обычно составляет линия задержки с отводами (рисунок 2.2), роль которой при передаче двоичных сигналов выполняет регистр сдвига.

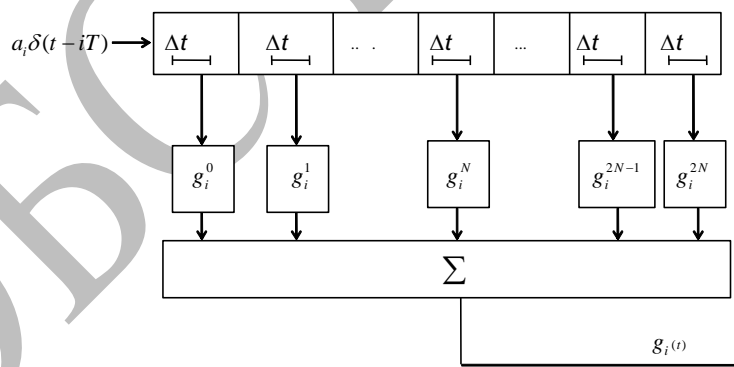


Рисунок 2.2 – линия задержки с отводами

В отводы линии задержки включены весовые узлы, в которых формируются и хранятся значения отсчетов сигналов  $g_i(t)$ . Число отводов в линии задержки и в общем случае число весовых узлов в отводах равно числу отсчетов формируемого элементарного сигнала  $g_i(t)$ , число отсчетов, в свою очередь, равно:

$$2N + 1 = \frac{\tau_i}{\Delta t},$$

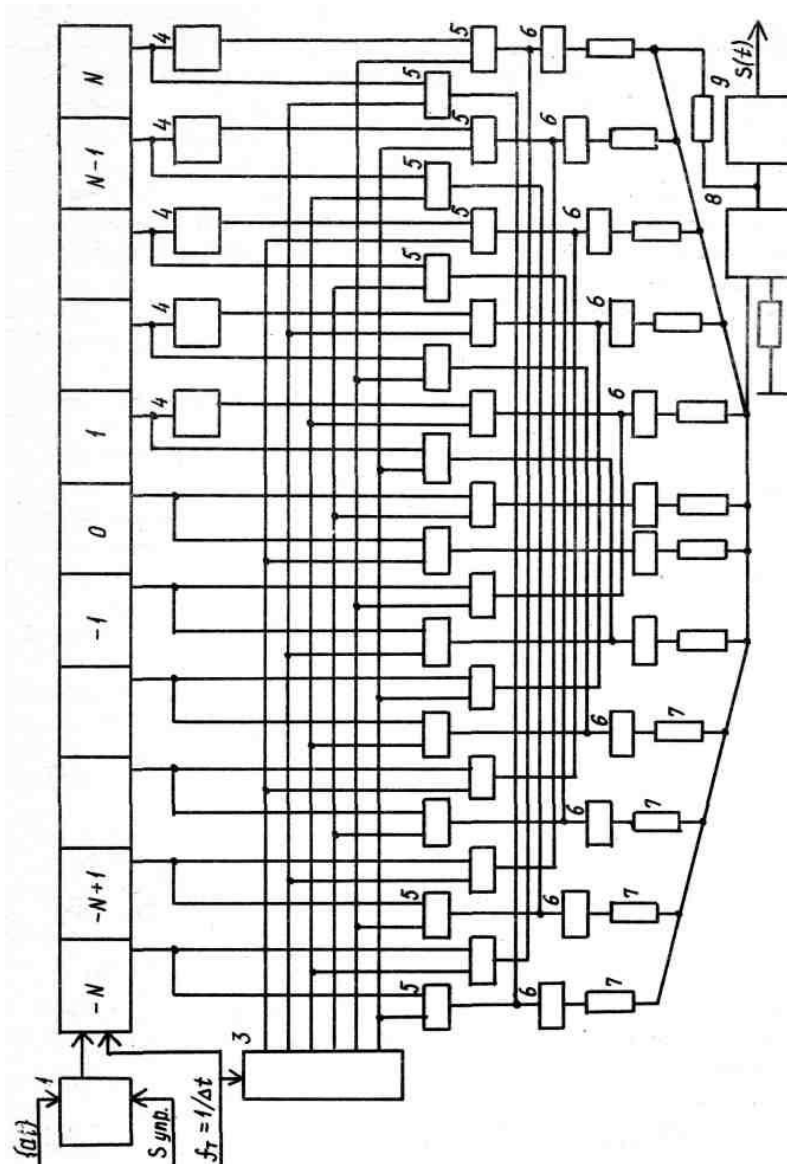
где  $\tau_i$  - длительность  $g_i(t)$  ;

$\Delta t$  - период дискретизации.

В общем случае и число цифровых фильтров в формирователе (рис. 2.1) равно числу различных  $g_i(t)$ , необходимых для формирования сигнала  $S(t)$  с требуемым законом модуляции. Однако при реализации конструкция формирователя может быть сделана достаточно простой.

В качестве примера на рисунке 2.2 представлена функциональная схема формирователя сигнала с частично подавленной верхней боковой полосой.

Как видно из (1.7) при  $f_0/B=3/4$  для реализации требуемого закона модуляции необходимо иметь четыре различных формы элементарных сигналов:  $g(t)$ ,  $\tilde{g}(t)$ ,  $-g(t)$ ,  $-\tilde{g}(t)$  или согласно структурной схеме рис. 2.1 четыре цифровых фильтра. Однако, включение на входе формирователя перекодирующего устройства 1, осуществляющего периодическое инвертирование пар передаваемых сигналов согласно (1.9), позволяет “сэкономить” два цифровых фильтра. Остальные два фильтра с импульсными характеристиками  $g(t)$ ,  $\tilde{g}(t)$  реализованы с использованием одной общей линии задержки 2 и общего суммирующего усилителя 8. Кроме того, учитывая тот факт, что  $g(t)$  симметричен, а  $\tilde{g}(t)$  антисимметричен относительно середины, количество весовых узлов 6 в каждом фильтре также уменьшено вдвое (один весовой узел на два отвода, симметричных относительно центрального - нулевого отвода). В связи с этим в отводы линии задержки (с  $N+1$  по  $2N+1$ ), формирующие вторую половину  $\tilde{g}(t)$ , необходимо включить инверторы 4.



Рис,2.3 - Функциональная схема формирователя при  $f_0/B=3/4$

Подключение отводов линии задержки 2 к весовым узлам 6 фильтров с импульсными характеристиками  $g(t)$ ,  $\tilde{g}(t)$  осуществляется с помощью ключей 5, которые управляются сигналами с выходов распределителя 3. При этом верхний ряд ключей 5 подключает отводы линии задержки 2 к весовым узлам фильтра  $g(t)$ , а нижний - к весовым узлам фильтра  $\tilde{g}(t)$ .

*Рассмотренный подход к реализации формирователей модулированных сигналов условно можно назвать дискретно-аналоговым, поскольку он связан с использованием как цифровых, так и аналоговых интегральных микросхем.*

*Другой путь реализации цифровых формирователей связан с использованием устройств цифровой памяти и цифровых вычислителей [5]. При этом можно выделить два альтернативных способа.*

*Первый способ* предполагает максимальное использование памяти цифрового формирователя и в меньшей степени вычислителя. В этом случае в память устройства в цифровой форме предварительно записываются все возможные значения отсчетов группового (модулированного) сигнала  $S(t)$ , взятые через интервал  $\Delta t$ .

Количество различных значений отсчетов сигнала  $S(t)$  при этом будет конечным.

Действительно, если длительность элементарных сигналов  $g_i(t)$  равна  $(L+1)T$ , то в любой момент времени  $k\Delta t$  значение модулированного сигнала определяется знаком  $a_k$  передаваемого в данный момент символа, значением первого отсчета  $g_k^0$  сигнала  $g_k(t)$ , а также знаками символов  $a_{k-i}, i = \overline{1, L}$ , предшествующих символу  $a_k$ , и значениями отсчетов  $g_{k-i}^i, i = \overline{1, L}$  элементарных символов  $g_{k-i}(t)$ , соответствующих символам  $a_{k-i}$ .

Так как число различных комбинаций двоичных последовательностей длины  $L+1$  конечно, то и число линейных комбинаций

$$S_k = \sum_{i=0}^L a_{k-i} g_{k-i}^i \quad (2.1)$$

также будет конечным. В наиболее простом случае, когда все символы  $a_{k-i}$  передаются элементарными сигналами одной формы  $g(t)$  и длины  $(L+1)T$ , число различных значений отсчетов сигнала  $S(t)$  равно  $m \cdot 2^{L+1}$ .

*При использовании первого способа формирования* задача сводится к определению адреса ячейки памяти, в которую записан отсчет группового сигнала, соответствующий набору  $L+1$  символов  $\{a_{k-i}, i = \overline{0, L}\}$ , и считывание этого отсчета.

Для этой цели последовательность из  $L+1$  передаваемых символов  $a_{k-i}, i = \overline{0, L}$  подается на кодопреобразователь, на выходе которого формируется адрес ячейки памяти с записанным значением отсчета  $S_k$ , соответствующим конкретной комбинации из  $L+1$  символов  $a_{k-i}$ . Значение отсчета считывается из этой ячейки и через цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) подается на ФНЧ.

*При втором способе формирования* модулированного сигнала в память формирователя предварительно записываются не отсчеты группового сигнала  $S(t)$ , а отсчеты  $g_k^i$  различных элементарных сигналов  $g_k(t)$ , необходимых для формирования данного закона модуляции. Формирование отсчетов  $S_k$  группового сигнала осуществляется в арифметико-логическом устройстве (АЛУ) согласно формуле (2.1). Сформированный отсчет через ЦАП также подается на ФНЧ с частотой среза  $F_{\max}$ , где  $F_{\max}$  - максимальная частота в спектре формируемого сигнала  $S(t)$ .

На рисунке 2.3 показана схема формирователя на основе запоминающего устройства (ЗУ) и АЛУ.

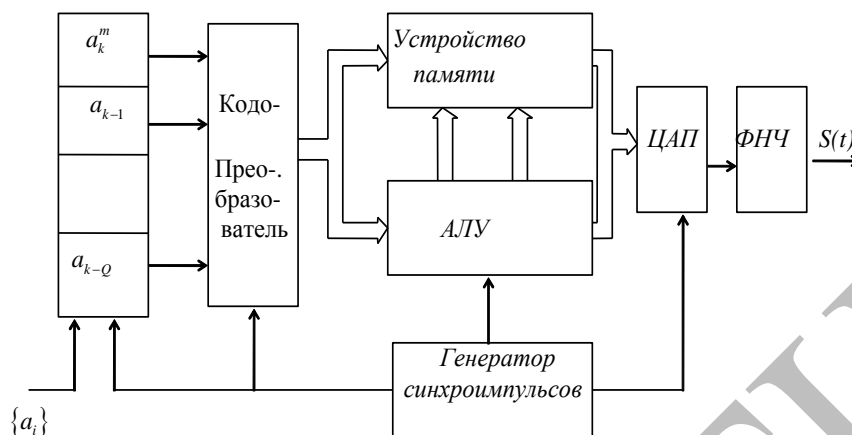


Рисунок 2.3 – Схема формирователя на основе ЗУ и АЛУ

### 3. Прием сигналов, сформированных с использованием эхо-модуляции

Сигнал, описанный в разделах 1-2, нельзя воспроизвести точно. Дело в том, что генерация такого сигнала требует бесконечного числа импульсов, поэтому с помощью конечной последовательности можно получить только ее приближенное значение. Получающееся при этом приближение удобно рассчитывать в частотной области.

В общем случае, для выделения несущей в приемнике необходимо иметь узкополосный фильтр и синхронизированный по фазе генератор. К сожалению, фаза несущей не может быть восстановлена с достаточной точностью за приемлемое время обработки. Поэтому для получения на приемном конце значения начальной фазы передатчик посылает в линию сигналы специального вида. Спектр этих сигналов состоит из нескольких линий, частота и фаза которых связаны определенным образом с несущей.

Цепь, предназначенная для определения начальной фазы, извлекает эту информацию и соответственно устанавливает цифровой фазовращатель. Восстановленная на приемном конце линии связи несущая оказывается после этого синхронизирована с несущей передатчика. Тактовая частота легко определяется по сигналу, модулирующему несущую. При этом используется то обстоятельство, что сигнал может иметь хорошо определяемые значения только в моменты времени, соответствующие отсчетам. Отклонение фазы тактового генератора вызывает изменение амплитуды в точке отсчета. Эти изменения используются для корректировки частоты тактового генератора. Такое слежение может выполняться при любом потоке данных и, следовательно, описываемый модем может работать с любыми кодами. Ясно, что такой способ выделения тактовой частоты также требует знания начальной фазы. Для этого используются те же самые специальные сигналы, с помощью которых восстанавливалась несущая, поскольку эти сигналы одновременно могут

передавать информацию и о фазе тактовой частоты. Блок-схема приемника цифрового модема представлена на рисунке 3.1.

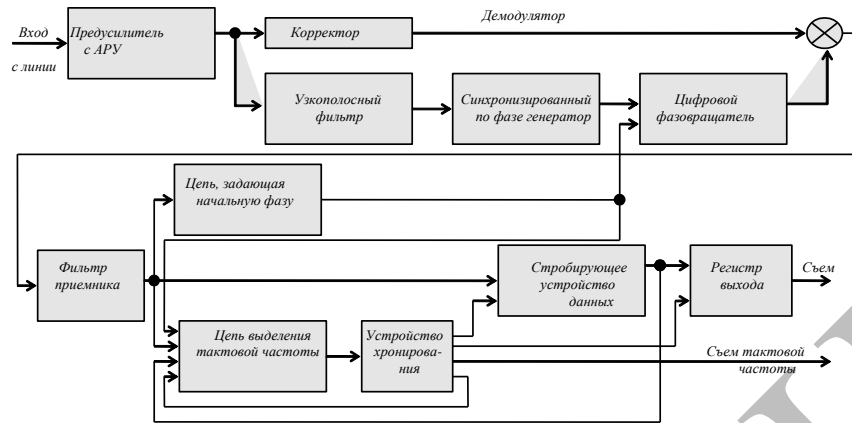


Рисунок 3.1 – Структурная схема приемника цифрового модема

### 3.1. Цифровой модем, генерирующий сигналы с частично подавленной боковой полосой

Рассмотрим сигнал цифрового модема пятого порядка ( $k = 5$ , см. рис. 3.2, изображающий частотный спектр обобщенного сигнала типа Найквиста), генерирующего сигналы с частично подавленной боковой полосой (ЧПБП) при условии периодической передачи  $t_i = i/2f_N$ :

$$S(t) = \sum_i S_i(t) = \sum_i a_i \cdot x \left[ t - \frac{i}{2f_N} \right] \times \frac{\sin \left\{ \pi f_N \left[ t - \frac{i}{2f_N} \right] \right\}}{\pi f_N \left[ t - \frac{i}{2f_N} \right]} \cos \left\{ 5\pi f_N \left[ t - \frac{i}{2f_N} \right] \right\},$$

где  $a_i$  - амплитуда, приписанная при передаче данных  $i$ -му элементу сигнала;

$x(t)$  - функция корректировки спектра.

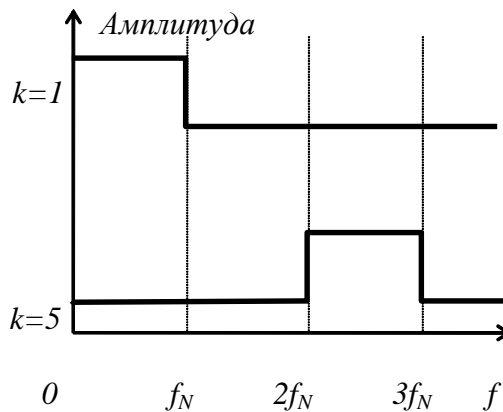


Рисунок 3.2 – Частотный спектр сигнала модема пятого порядка

Докажем, что такой сигнал идентичен сигналу при передаче с ЧПБП и подавленной несущей. Для этой цели сначала демодулируем сигнал с помощью

несущей (на ее минимальной частоте), а затем пропустим его через низкочастотный фильтр, отсекающий все частоты выше минимальной частоты. В качестве демодулирующей несущей возьмем

$$c(t) = \cos(4\pi f_N t)$$

Заметим, что

$$c\left[t - \frac{i}{2f_N}\right] = \cos(4\pi f_N t - 2\pi i) = c(t).$$

Благодаря такому удачному соотношению (которое получилось в результате выбора модема пятого порядка) можно без труда написать выражение для произведения сигнала и несущей, получающееся на выходе демодулятора:

$$S(t) \cdot c(t) = \sum_i a_i \cdot x\left(t - \frac{i}{2f_N}\right) \left\{ \frac{\sin \theta_i \cos 5\theta_i \cos 4\theta_i}{\theta_i} \right\},$$

где,

$$\theta_i = \pi f_N \left[ t - \left( \frac{i}{2f_N} \right) \right].$$

Применяя простейшие тригонометрические преобразования, получим:

$$\begin{aligned} S(t) \cdot c(t) &= \sum_i a_i \cdot x\left(t - \frac{i}{2f_N}\right) \left\{ \frac{\sin \theta_i \cos \theta_i}{2\theta_i} + \frac{\sin \theta_i \cos 9\theta_i}{2\theta_i} \right\} = \\ &= \frac{1}{2} \sum_i a_i \cdot x\left(t - \frac{i}{2f_N}\right) \left\{ \frac{\sin \left[ 2\pi f_N \left( t - \frac{i}{2f_N} \right) \right]}{2\pi f_N \left( t - \frac{i}{2f_N} \right)} + \right. \\ &\quad \left. + \frac{\sin \left[ \pi f_N \left( t - \frac{i}{2f_N} \right) \right]}{\pi f_N \left( t - \frac{i}{2f_N} \right)} \cos \left[ 9\pi f_N \left( t - \frac{i}{2f_N} \right) \right] \right\}. \end{aligned}$$

Во втором слагаемом представлены элементы сигнала, которые, будучи расположены вокруг частоты  $4, 5f_N$ , окажутся подавленными низкочастотным фильтром демодулятора. Оставшийся первый член, как и предполагалось, является элементом сигнала типа Найквиста.

Таким образом доказано, что сигнал модема пятого порядка можно рассматривать как если бы он был получен ЧБП модуляцией сигналов типа Найквиста.

Фактически это тот же самый сигнал, только полученный более простым способом цифровой эхо-модуляции. Чтобы получить этот результат, нет, вообще говоря, необходимости доходить до пятого порядка.

В действительности, такой результат можно получить в модеме любого нечетного порядка при выборе несущей (соответствующей системе передачи или с верхней или нижней боковыми полосами), кратной  $2f_N$ . Возможна также демодуляция несущей, равной нечетному числу  $f_N$ , однако при этом меняется знак элементов сигналов.

#### 4. Методические указания по выполнению лабораторной работы

##### 4.1 Домашнее задание

Полосовой сигнал  $S(t)$  имеет спектр:

$$S(\omega) = \begin{cases} S_0 & \text{при } -(\omega_0 + \Omega) \leq \omega \leq -(\omega_0 - \Omega) \\ & \omega_0 - \Omega \leq \omega \leq \omega_0 + \Omega \\ 0 & \text{вне полосы} \end{cases}$$

где  $f_0 = \omega_0/2\pi = 1200$  Гц - частота несущего колебания;

$B = 1/T = 1200$  Бод - скорость манипуляции;

$F = \Omega/2\pi = 600$  Гц - ширина боковой полосы.

Необходимо:

1. Определить число элементарных сигналов  $g_i(t)$  различной формы, необходимых для формирования полосового сигнала с заданным спектром.
2. Найти аналитическое выражение для  $g_i(t)$ .
3. Построить графики  $g_i(t)$  по найденным аналитическим выражениям.
4. Определить интервал дискретизации  $\Delta t$ , определяющий скорость формирования отсчетов элементарных сигналов.
5. Используя результаты расчетов, разработать структурную схему формирователя сигнала  $S(t)$  на основе трансверсальных фильтров.

##### 4.2 Задание на работу в лаборатории

Исследование процессов формирования и приема полосовых сигналов с линейными видами модуляции осуществляется с использованием персональной ЭВМ типа IBM PC.

Для выполнения работы необходимо выбрать вариант сигнала, указанный преподавателем. Варианты спектров формируемых сигналов приведены в табл. 4.1.

Программа составлена таким образом, что работа в ней не требует наличия специальных инструкций по пользованию, так как она проста в применении.



В лабораторной работе после запуска программы необходимо перед началом расчета ответить на контрольные вопросы. При правильном ответе на все вопросы у пользователя появляется возможность приступить к дальнейшему расчету.

Пункт 1. Ввести по запросу компьютера номер варианта. Зарисовать с экрана монитора спектр сигнала, а также осциллограммы элементарных сигналов  $g_i(t)$ , используемых при цифровом формировании полосового сигнала.

Пункт 2. По запросу компьютера ввести передаваемую последовательность символов. Зарисовать осциллограммы элементарных сигналов  $g_i(t)$ , умноженных на передаваемую последовательность символов.

Пункт 3. Зарисовать с экрана осциллограммы группового сигнала  $S(t)$ .

Пункт 4. Зарисовать с экрана осциллограммы принятого сигнала  $SP(t)$  и отфильтрованного на приеме  $SPF(t)$ .

#### 4.3 Содержание отчета

Отчет должен содержать:

1. Выполненное домашнее задание.
2. Спектр исследуемых сигналов.
3. Осциллограммы элементарных сигналов  $g_i(t)$ , используемых при цифровом формировании полосового сигнала  $S(t)$ .
4. Осциллограмма группового сигнала  $S(t)$ .
5. Осциллограмма сигнала на приеме  $SP(t)$  и отфильтрованного  $SPF(t)$ .
6. Выводы по работе.

#### 4.4 Контрольные вопросы

1. Напишите аналитическое выражение и изобразите спектр АМ колебания, если модулирующий сигнал гармонический.

2. Напишите аналитическое выражение и изобразите спектр АМ колебания, если модулирующий сигнал - сумма гармонических колебаний.

3. Напишите аналитическое выражение и изобразите спектр АМ колебания, если модулирующий сигнал - периодическая последовательность видеоимпульсов с параметрами: амплитуда -  $A$ , длительность -  $\tau$ , скважность -  $Q = 5$ .

4. Напишите аналитическое выражение и изобразите спектр АМ колебания, если модулирующий сигнал - периодическая последовательность прямоугольных видеоимпульсов, четная относительно  $t=0$ , с параметрами: амплитуда -  $A$ , период -  $T$ , скважность -  $Q=3$ .

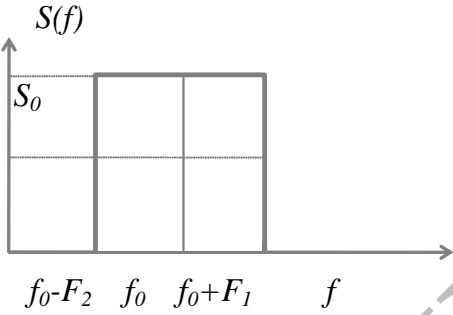
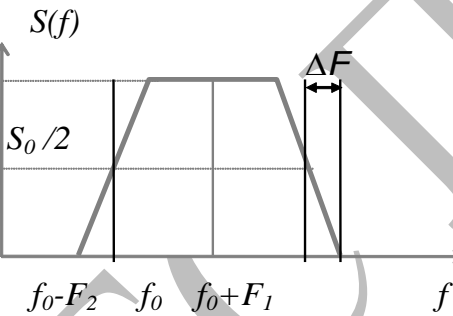
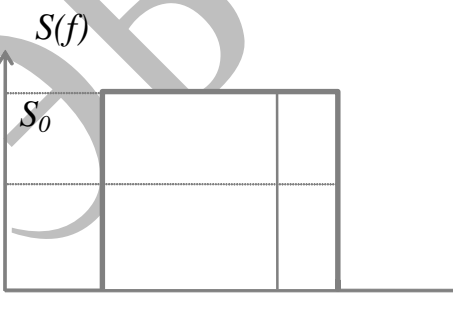
5. Напишите аналитическое выражение и изобразите спектр БМ колебания, если модулирующий сигнал - гармонический. Чем отличается АМ сигнал от БМ?
6. Напишите аналитическое выражение и изобразите спектр БМ колебания, если модулирующий сигнал - сумма низкочастотных гармонических колебаний.
7. Напишите аналитическое выражение и изобразите спектр БМ колебания, если модулирующий сигнал - периодическая последовательность прямоугольных импульсов  $t=0$ , с параметрами: амплитуда -  $A$ , период -  $T$ , скважность -  $q = 2$ .
8. Напишите аналитическое выражение и изобразите спектр АМ колебания, если модулирующий сигнал - периодическая последовательность прямоугольных импульсов с параметрами: амплитуда -  $A$ , длительность -  $\tau$ , скважность -  $q = 4$ .
9. Напишите аналитическое выражение и изобразите спектр ОБП колебания с подавленной верхней полосой, если модулирующий сигнал - гармоническое колебание.
10. Напишите общее выражение узкополосного сигнала. Поясните смысл входящих в него функций.
11. Дайте определение комплексной огибающей узкополосного процесса. Покажите связь узкополосного процесса с комплексной огибающей.
12. Перечислите условия, выполнение которых позволяет использовать для синтеза полосовых линейно-модулированных сигналов методы цифровой эхо-модуляции.
13. Напишите общее выражение линейно-модулированного колебания в виде суперпозиции элементарных сигналов.
14. Соотношение каких параметров линейно-модулированного сигнала определяет количество различных форм элементарных сигналов, необходимых при его формировании методами цифровой эхо-модуляции?
15. Каким образом используется теорема Котельникова при цифровой реализации линейно-модулированных сигналов?
16. Изобразите структурную схему формирователя полосового сигнала в виде совокупности цифровых фильтров. Поясните принцип работы формирователя.
17. В чем суть дискретно-аналогового метода реализации полосовых сигналов?
18. Назовите два альтернативных способа чисто цифровой реализации формирователей модулированных сигналов. Поясните особенности каждого способа.
19. Изобразите структурную схему чисто цифрового модулятора. Поясните принцип его работы.

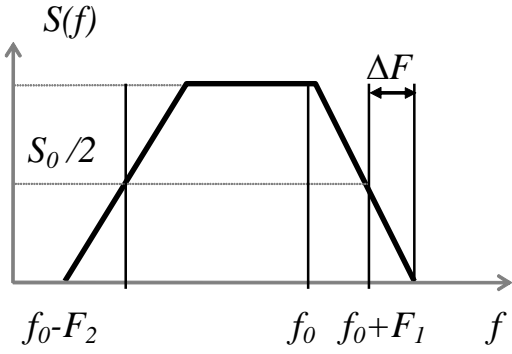
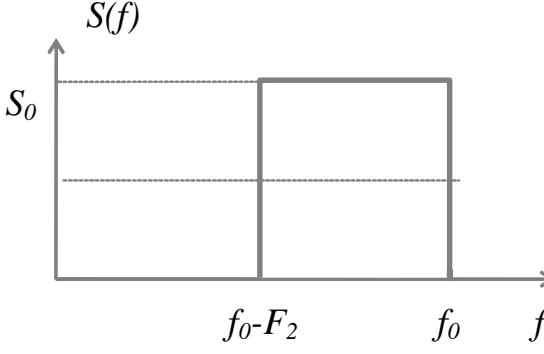
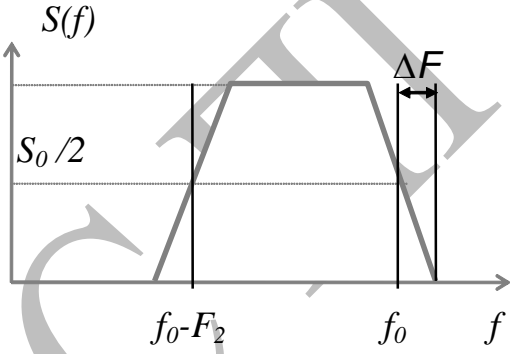
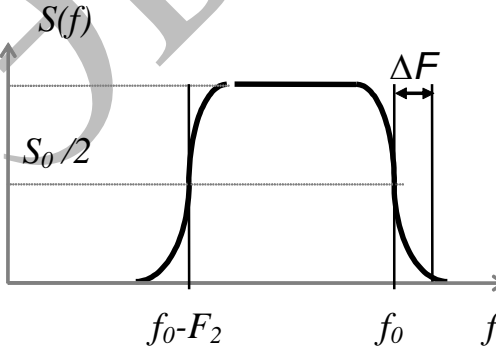
20. Что называется импульсной характеристикой цифрового фильтра? Как ее определить экспериментально?

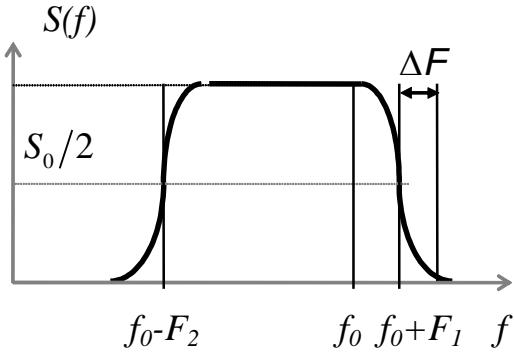
21. Изобразите структурную схему трансверсального фильтра. Поясните принцип его работы.

22. Изобразите структурную схему рекурсивного фильтра. Поясните принцип его работы. В чем его отличие от трансверсального фильтра?

Таблица 4.1 – Варианты спектров формируемых сигналов

N вар.	Спектр формируемого сигнала	Параметры полосового сигнала
1.		$f_0 = 1600$ Гц $B = 1600$ Бод $F_1 = 800$ Гц $F_2 = 800$ Гц $\Delta F = 0$
2.		$f_0 = 1600$ Гц $B = 1600$ Бод $F_1 = 800$ Гц $F_2 = 800$ Гц $\Delta F = 200$ Гц
3.		$f_0 = 2400$ Гц $B = 3200$ Бод $F_1 = 500$ Гц $F_2 = 1600$ Гц $\Delta F = 0$

4.		$f_0 = 2400 \text{ Гц}$ $B = 3200 \text{ Бод}$ $F_1 = 500 \text{ Гц}$ $F_2 = 1600 \text{ Гц}$ $\Delta F = 500 \text{ Гц}$
5.		$f_0 = 3200 \text{ Гц}$ $B = 3200 \text{ Бод}$ $F_1 = 0$ $F_2 = 1600 \text{ Гц}$ $\Delta F = 0$
6.		$f_0 = 3200 \text{ Гц}$ $B = 3200 \text{ Бод}$ $F_1 = 0$ $F_2 = 1600 \text{ Гц}$ $\Delta F = 200 \text{ Гц}$
7.		$f_0 = 3200 \text{ Гц}$ $B = 3200 \text{ Бод}$ $F_1 = 0$ $F_2 = 1600 \text{ Гц}$ $\Delta F = 200 \text{ Гц}$

8.		$f_0 = 2400 \text{ Гц}$ $B = 3200 \text{ Бод}$ $F_1 = 500 \text{ Гц}$ $F_2 = 1600 \text{ Гц}$ $\Delta F = 500 \text{ Гц}$
----	---	---

#### 4.5. Литература

1. Данилов Б.С., Штейнбок М.Г. Однополосная передача цифровых сигналов. - М.: Связь, 1974. - 136с.
2. Чоке, Насбомер. Формирование сигналов в синхронных системах передачи данных посредством цифровой эхо-модуляции. // Зарубежная радиоэлектроника. - 1973.- N 1. - с. 11 - 31.
3. Круазье, Пьерре. Цифровая эхо-модуляция. // Зарубежная радиоэлектроника. - 1972.- N 1. - с. 25 - 43.
4. Васильев В.И., Горшков Л.Ф., Свириденко В.А. Методы и средства организации каналов передачи данных. - М.: Радио и связь, 1982. - 152с.
5. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. - М.: Высш. шк. 1983. – 236с.