

**МОДЕЛИРОВАНИЕ КАНАЛОВ НАЗЕМНОЙ ПОДВИЖНОЙ СВЯЗИ**  
**TERRESTRIAL MOBILE CHANNELS SIMULATION**

**Аннотация.** В статье обобщены сведения о статистических параметрах каналов наземной подвижной связи. Обоснован метод формирования задержек сигналов в лучах при компьютерном моделировании каналов, основанный на теории марковских цепей.

**Summary.** In this article material about mobile systems channels statistical parameters are generalized. The method of forming path delay are substantiated. This method based on Markov chain theory.

Развитие систем подвижной связи, в частности переход к системам третьего поколения (3G), характеризуется резким повышением скорости передачи информации по каналам связи. Из-за роста скоростей передачи возрастает влияние характеристик каналов связи на эффективность обработки сигналов, переданных по каналам. Поскольку каналам подвижной связи свойственны многолучевость и замирания, быстрое изменение параметров во времени возросла актуальность поиска методов передачи и обработки сигналов в таких каналах.

Составление модели канала связи – обязательный элемент исследований. Анализ методов передачи и обработки сигналов должен проводиться с использованием моделей каналов связи, адекватных реальным каналам. Формальное математическое описание многолучевых каналов с замираниями можно найти во многих источниках (например, [1]). Однако, практически не раскрыты вопросы, связанные с построением корректных компьютерных моделей указанных каналов. Компьютерное моделирование является альтернативой развертыванию экспериментальных систем, а в некоторых случаях – это единственный способ проведения исследований разрабатываемых методов обработки сигналов. В таких ситуациях построение модели канала, адекватной реально существующим каналам, является залогом успеха исследований.

Поэтому, *цель данной статьи* – обобщить сведения о статистических параметрах каналов подвижной связи и разработать методы построения компьютерных моделей каналов подвижной связи.

**Описание каналов на физическом уровне.** Многолучевость каналов подвижной связи вызвана наличием объектов, от которых отражается излучаемая антенной передатчика электромагнитная волна. Причинами изменения параметров каналов во времени являются как движение абонентов, так и движение объектов, от которых отражается сигнал. Модель многолучевого канала, отражающая физическую сущность распространения сигнала с отражениями, имеет вид [1]:

$$s_{\text{прм}}(t) = \text{Re} \left[ \sum_{i=1}^L \mu_i(t) \dot{s}_{\text{прд}} [t - \tau_i(t)] e^{j\varphi_i(t)} \right] + n(t), \quad (1)$$

где  $\mu_i(t)$  – коэффициент передачи  $i$ -го луча;

$\tau_i(t)$  – задержка (опережение) сигнала в  $i$ -м луче;

$\varphi_i(t)$  – "фаза"  $i$ -го луча;

$L$  – число лучей;

$n(t)$  – флуктуационный шум.

Импульсная реакция многолучевого канала (1) имеет следующий вид [1]:

$$g(t, \xi) = \text{Re} \left[ \sum_{i=1}^L \mu_i(t) \dot{\delta}[\xi - \tau_i(t)] e^{j\varphi_i(t)} \right]; \quad (2)$$

$$\dot{\delta}(\xi) = \delta(\xi) + \tilde{\delta}(\xi) = \delta(\xi) + \frac{1}{\pi\xi}. \quad (3)$$

В результате отражения от различных объектов импульсная реакция канала растягивается во времени и каналные символы взаимно перекрываются. Природа временного рассеяния для реальных каналов такова, что с течением времени форма импульсной реакции может резко изменяться, однако ее длительность

$$T_g = \max_{i,j} |\tau_i(t) - \tau_j(t)| \quad (4)$$

достаточно устойчива [1]. Для каналов GSM-900 [2] и IS-95 [3] характерны следующие значения длительности  $T_g$ :

- распространение в городских условиях (Typical urban) – 5 мкс;
- распространение в условиях сильной застройки (Bad urban) – 10 мкс;
- сельская местность – 1 мкс;
- холмистая местность – 16 мкс.

В [4] для каналов UMTS приводятся два значения длительности  $T_g$  – 1 мкс и 20 мкс.

На основе представленных данных можно сделать выводы о характере замираний в каналах подвижной связи. Известно [5], если

$$T_g \geq 1/\Delta f, \quad (5)$$

то замирания в канале являются частотно-селективными. Здесь  $\Delta f$  – ширина спектра передаваемого сигнала. Учитывая, что  $\Delta f_{\text{GSM-900}} \approx 200$  кГц [2],  $\Delta f_{\text{IS-95}} \approx 1,28$  МГц [3],  $\Delta f_{\text{UMTS}} \approx 3,84$  МГц [4], можно убедиться в частотно-селективном характере замираний. Вообще считается [1], что "для радиоканалов с многолучевым распространением характерны глубокие частотно-селективные замирания". Однако в [2] отмечается, что в пикосотах (связь внутри зданий) характер распространения таков, что  $T_g \sim 10$  нс. В этом случае замирания являются общими (гладкими).

В различных источниках число лучей каналов систем подвижной связи принимается равным от 2 до 6. В [6] приведены результаты измерений количества лучей в экспериментальной системе UMTS, развернутой в Токио. Эти измерения показали, что в процессе движения число лучей может меняться от 2 до 3, даже наблюдалось однолучевое распространение. Для GSM-900 общепринято [2, 6], что число лучей в городе равно 6, а в сельской и холмистой местности – 4.

Время, затрачиваемое на компьютерное моделирование цифровых систем передачи, во многом определяется количеством отсчетов на один символ. При непосредственном моделировании число отсчетов на символ составляет десятки тысяч. Низкочастотный эквивалент канала позволяет понизить число отсчетов на символ до единиц и десятков [2]. При построении низкочастотного эквивалента канала подвижной связи удобно пользоваться квадратурным представлением:

$$I_{\text{прм}}(t) = \sum_{i=1}^L \mu_i(t) \{ I_{\text{прд}}(t - \tau_i(t)) \cos[2\pi f_0 \tau_i(t) + \varphi_i(t)] - Q_{\text{прд}}(t - \tau_i(t)) \sin[2\pi f_0 \tau_i(t) - \varphi_i(t)] \}; \quad (6)$$

$$Q_{\text{прм}}(t) = \sum_{i=1}^L \mu_i(t) \{ I_{\text{прд}}(t - \tau_i(t)) \sin[2\pi f_0 \tau_i(t) + \varphi_i(t)] + Q_{\text{прд}}(t - \tau_i(t)) \cos[2\pi f_0 \tau_i(t) - \varphi_i(t)] \}, \quad (7)$$

где  $f_0$  – частота несущей ( $f_0 \sim 900$  МГц для GSM-900 и IS-95,  $f_0 \sim 2$  ГГц для UMTS).

**Статистическое описание параметров канала.** Как уже было отмечено, в результате движения абонентов изменяются параметры канала, т.е. функции  $\mu_i(t)$ ,  $\tau_i(t)$  и  $\varphi_i(t)$  являются случайными. Законы распределения этих процессов следующие:

- коэффициенты передачи лучей – рэлеевский [6];
- задержки лучей – равномерный на интервале  $[-0,5T_g; 0,5T_g]$  [7];
- "фазы" лучей – равномерный на интервале  $[0; 2\pi]$  [7].

Числовые характеристики задержек или "фаз" различных лучей одинаковы. Интенсивности лучей – нормированные среднеквадратические значения коэффициентов передачи лучей  $\sigma_{\mu_i}^2$ , упорядоченные в порядке убывания, связаны следующим соотношением [8]:

$$\sigma_{\mu_i}^2 = e^{-b(i-1)}, \quad (8)$$

где  $b$  – скорость убывания интенсивностей лучей,  $b > 0$ ;  
 $i = 1, \dots, L$ .

Множество  $\{\sigma_{\mu_i}^2\}_{i=1}^L$  называется профилем интенсивностей лучей и, как следует из выражения (8), каналам подвижной связи характерен экспоненциальный профиль. В [2] представлены профили интенсивностей лучей для каналов GSM-900. На основе этих данных был рассчитан параметр  $b$  для различных условий распространения:

- распространение в городских условиях (Typical urban) –  $b \approx 0,6$ ;
- сельская местность –  $b \approx 1$ ;
- холмистая местность –  $b \approx 0,4$ .

Для каналов UMTS рассматриваются два значения:  $b \approx 0,7$  и  $b \approx 2,3$  [4].

Скорость изменения параметров канала во времени характеризуется интервалом корреляции  $\Delta\tau$ . Если интервал корреляции намного превышает длительность тактового интервала  $T_{и}$ , то замирания в канале можно считать медленными. В этом случае параметры канала можно считать постоянными в течение нескольких канальных символов. Если интервал корреляции меньше длительности символа, то замирания являются быстрыми и параметры канала существенно меняются в течение передачи одного символа.

Интервалы корреляции процессов  $\mu_i(t)$  и  $\tau_i(t)$  одинаковы, так как они определяются скоростью движения абонентов и отражающих сигнал объектов. Если абонент и окружающие объекты неподвижны, то можно считать  $\mu_i(t)$  и  $\tau_i(t)$  постоянными во времени [5]. Интервал корреляции процессов  $\mu_i(t)$  и  $\tau_i(t)$  можно рассчитать следующим образом [5]:

$$\Delta\tau = 0,5/f_d = 0,5c/vf_0, \quad (9)$$

где  $f_d$  – доплеровское смещение частоты;  
 $v$  – скорость движения абонента;  
 $c$  – скорость света.

Свойства процесса  $\varphi_i(t)$  главным образом определяются опорными генераторами передатчика и приемника. Учитывая высокие требования к стабильности опорных генераторов можно считать, что "фазы" лучей изменяются медленно, т.е.  $\Delta\tau_\varphi \gg T_{и}$ .

**Общие сведения о формировании коэффициентов передачи лучей.** Функции  $\mu_i(t)$  определяются процессами отражения от различных, не связанных друг с другом, объектов, поэтому можно считать  $\mu_i(t)$  разных лучей независимыми [9], что позволяет использовать для их формирования одинаковые генераторы.

Рэлеевский процесс  $\mu_i(t)$  проще всего сформировать на основе нелинейного преобразования двух независимых нормальных процессов  $\eta_1(t)$  и  $\eta_2(t)$ :

$$\mu_i(t) = \sqrt{\eta_1(t) + \eta_2(t)}. \quad (10)$$

Нормальные процессы  $\eta_1(t)$  и  $\eta_2(t)$  формируются путем фильтрации также нормальных процессов  $r_1(t)$  и  $r_2(t)$  с независимыми значениями (функция корреляции –  $\delta$ -функция). Импульсная реакция фильтров, формирующих процессы  $\eta_1(t)$  и  $\eta_2(t)$ , определяет вид их функций корреляции. В [9] указывается, что для реальных каналов функции корреляции  $\eta_1(t)$  и  $\eta_2(t)$  имеют вид:

$$B_\eta(\xi) = \sigma_\eta^2 e^{-\alpha|\xi|}, \quad (11)$$

где  $\sigma_\eta^2$  – дисперсия процессов  $\eta_1(t)$  и  $\eta_2(t)$ .

Для формирования процесса с функцией корреляции (11) используется интегрирующий RC-фильтр с импульсной реакцией [10]:

$$g_{RC}(\xi) = \alpha e^{-\alpha|\xi|}, \quad (12)$$

где  $\alpha = 1 / RC$ .

Если дисперсия входных процессов  $r_1(t)$  и  $r_2(t)$  равна  $\sigma_r^2$ , то дисперсия выходных процессов  $\eta_1(t)$  и  $\eta_2(t)$ :

$$\sigma_\eta^2 = \sigma_r^2 / 4RC. \quad (13)$$

Среднеквадратическое значение процесса  $\mu_i(t)$ :

$$\sigma_\mu^2 = 2\sigma_\eta^2. \quad (14)$$

Вид функции корреляции  $B_\mu(\xi)$  результирующего процесса  $\mu_i(t)$  можно найти в [10]. Для определения интервала корреляции можно воспользоваться аппроксимацией коэффициента корреляции  $R_\mu(\xi)$  в области  $R_\mu(\xi) \ll 1$  [9]:

$$R_\mu(\xi) \approx R_\eta^2(\xi) = e^{-2\alpha|\xi|}. \quad (15)$$

В результате интервал корреляции процесса  $\mu_i(t)$ :

$$\Delta\tau_\mu = 1,15/\alpha = \Delta\tau_\eta/2 \quad (16)$$

в два раза меньше интервала корреляции процессов  $\eta_1(t)$  и  $\eta_2(t)$ .

В завершении необходимо отметить, что сформировать процессы  $r_1(t)$  и  $r_2(t)$  можно используя генераторы стандартных библиотек языков программирования (например, `gandom()` для языка C++) [11].

**Формирование задержек лучей.** Функции  $\tau_i(t)$  разных лучей можно считать независимыми, по тем же причинам, что и  $\mu_i(t)$ . Необходимо учитывать, что компьютерное моделирование предпо-

лагают работу с квантованными отсчетами. Тогда для построения генератора процесса  $\tau_i(t)$  можно воспользоваться теорией марковских цепей [10].

Пусть в моменты  $kT_d$  берутся отсчеты процесса  $\tau_i(t)$ ,  $T_d$  – интервал дискретизации. Пусть процесс  $\tau_i(kT_d)$  принимает конечное число значений на интервале  $[-\tau_{\max}; \tau_{\max}]$ :

$$N = 2\tau_{\max} / \tau_{\Delta}, \quad (17)$$

где  $\tau_{\max} = 0,5T_g$ ;

$\tau_{\Delta}$  – шаг квантования процесса.

Таким образом, необходимо сформировать дискретную случайную последовательность  $\tau_{kvi}(kT_d)$  с равномерным законом распределения и заданным интервалом корреляции  $\Delta\tau$ . Наиболее простым примером дискретной случайной последовательности является однородная простая цепь Маркова.

Простая цепь Маркова описывается вектором априорных вероятностей  $\mathbf{P}_0$  и матрицей переходных вероятностей  $\mathbf{M}$ . Однородность цепи Маркова означает независимость матрицы переходных вероятностей от времени.

Пусть вероятности начальных состояний формируемого процесса одинаковы, т.е. вектор априорных вероятностей имеет вид:

$$\mathbf{P}_0 = [1/N \quad 1/N \quad \dots \quad 1/N]. \quad (18)$$

Пусть значение процесса может измениться только на величину шага квантования  $\tau_{\Delta}$ , а вероятность того, что значение процесса изменится –  $2p_n$ . Тогда матрица переходных вероятностей размера  $N \times N$  примет следующий вид:

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} 1-p_n & p_n & 0 & \dots & 0 & 0 \\ p_n & 1-2p_n & p_n & \dots & 0 & 0 \\ 0 & p_n & 1-2p_n & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1-2p_n & p_n \\ 0 & 0 & 0 & \dots & p_n & 1-p_n \end{bmatrix}. \quad (19)$$

Диагональные элементы матрицы (19) есть вероятности того, что значение процесса не изменится. Причем для крайних значений процесса  $-\tau_{\max}$  и  $\tau_{\max}$  эти вероятности больше (элементы  $m_{11}$  и  $m_{NN}$  соответственно), что объясняется следующим требованием к матрице переходных вероятностей – сумма переходных вероятностей в каждой строке матрицы должна быть равна 1. Это требование эквивалентно ограничению значений процесса в пределах  $[-\tau_{\max}; \tau_{\max}]$ , что и требуется.

Ненулевыми элементами матрицы (19) являются те элементы, для которых номера строк и столбцов отличаются на единицу. Последнее означает, что значение процесса может измениться только на величину шага квантования, поскольку номера строк и столбцов являются номерами уровней квантования.

Выражения (18) и (19) являются описанием процесса со стационарными независимыми приращениями:

$$\tau_{kvi}(kT_d) = \tau_{kvi}((k-1)T_d) + \Delta. \quad (20)$$

Приращение  $\Delta$  – стационарный процесс с независимыми значениями и с плотностью вероятности:

$$W(\Delta) = p_n \delta(\Delta + \tau_{\Delta}) + (1 - 2p_n) \delta(\Delta) + p_n \delta(\Delta - \tau_{\Delta}). \quad (21)$$

Теперь, когда заданы  $\mathbf{P}_0$  и  $\mathbf{M}$  можно рассчитать вероятности значений процесса в любой момент времени  $kT_d$ :

$$\mathbf{P}_k = \mathbf{P}_0 \mathbf{M}^k. \quad (22)$$

Для заданных  $\mathbf{P}_0$  и  $\mathbf{M}$  легко проверить, что для любого  $k$ :

$$\mathbf{P}_k = [1/N \quad 1/N \quad \dots \quad 1/N]. \quad (23)$$

Таким образом, на основе (18), (19) и (20) можно сформировать равномерный стационарный процесс. Блок-схема алгоритма формирования  $\tau_{kvi}(kT_d)$  представлена на рис. 1.

Условия в правой части блок-схемы реализуют ограничение значений формируемого процесса в пределах  $[-\tau_{\max}; \tau_{\max}]$ . Далее представлен отрывок программы на языке C++ (без объявлений и описаний переменных), которая реализует представленный на рис. 1 алгоритм:

```

if((*tau_curent)==tau_max1)      {if(random(X1)) --(*tau_curent);}
else if((*tau_curent)==-tau_max1) {if(random(X1)) ++(*tau_curent);}
else {switch(random(X1))
{
case 0 : ++(*tau_curent);      break;
case 1 : --(*tau_curent);break;
}}

```

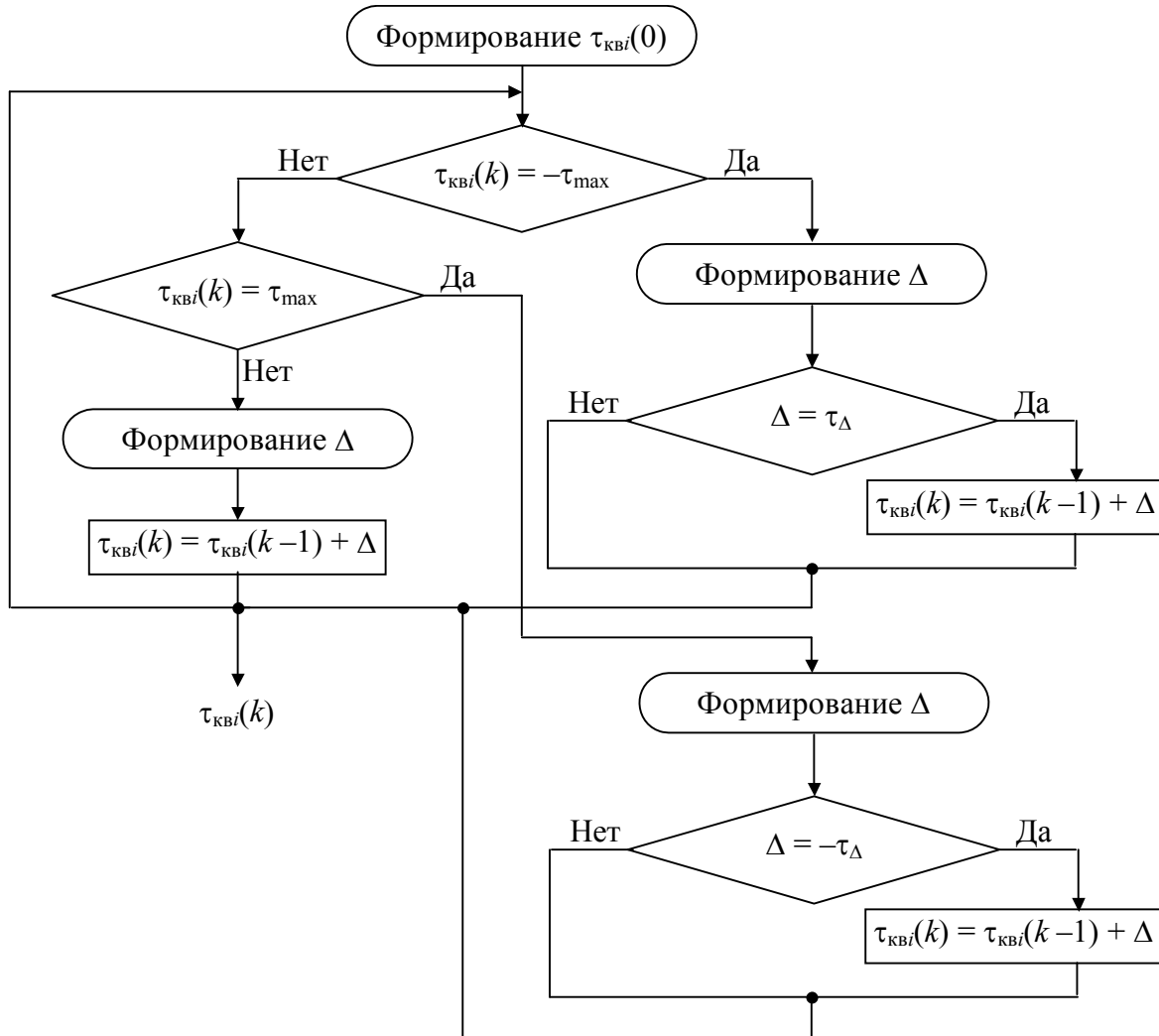


Рисунок 1

Исследования рассматриваемого процесса, проведенные авторами, показали, что функция корреляции процесса заданного матрицей (19) с точностью до двух знаков описывается следующим выражением:

$$B_{\tau}(\xi) = \sigma_{\tau}^2 e^{-2,3 \frac{|\xi|}{\Delta\tau_{\tau}}}, \quad (25)$$

где  $\sigma_{\tau}^2$  – дисперсия процесса,  $\sigma_{\tau}^2 = \tau_{\max}^2 / 3$ .

Очевидно, что значение интервала корреляции  $\Delta\tau_{\tau}$  определяется матрицей переходных вероятностей. Было замечено, что если интервал корреляции выразить как произведение:

$$\Delta\tau_{\tau} = qT_d, \quad (26)$$

то для заданной матрицы (19) выполняется следующее неравенство:

$$\|\mathbf{M}^q\|_2 = \sqrt{\sum_{j=1}^N \sum_{i=1}^N m_{ji}^2(q)} < 1,005, \quad (27)$$

где  $\|\mathbf{M}^q\|_2$  – евклидова норма матрицы  $\mathbf{M}^q$ .

Таким образом, задав матрицу переходных вероятностей и используя условие (27), можно определить интервал корреляции рассматриваемого процесса.

Рассмотренный генератор можно использовать не только для формирования задержек сигналов в лучах, но и для формирования "фаз" лучей. Однако, "фазы" можно сформировать и как арктангенс отношения двух независимых нормальных процессов [10].

Обоснованный метод моделирования каналов подвижной связи не является единственным, поскольку каналы можно описывать четырьмя системными функциями [1]. Соответственно, можно построить как минимум четыре различные модели заданного канала. Например, используя комплексную передаточную функцию канала, можно построить модель канала в частотной области [9]. Также, для построения модели канала можно использовать метод дискретизации импульсной реакции канала [3, 9]. Преимущество обоснованной модели в том, что она отражает физическую природу распространения сигналов в каналах подвижной связи и требует параметры, которые могут быть оценены.

### Литература

1. Николаев Б. И. Последовательная передача дискретных сообщений по непрерывным каналам с памятью. – М.: Радио и связь, 1988. – 264 с.
2. Webb W., Hanzo L. Modern quadrature amplitude modulation: principles and applications for fixed and wireless communications. – IEEE Press and Pentech Press, 1994. – 557p.
3. Benthin M., Kammeyer K. D. Chip tap model of a mobile radio link for CDMA-applications. – Revised and extended version of COST231 paper TD(93)57. – May. – 1993. – 11 p.
4. ETSI TS 125 101. Universal Mobile Telecommunications System (UMTS); UE Radio Transmission and Reception (FDD). – September. – 2001.
5. Sklar B. Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems. Part I: Characterization // IEEE Communications Magazine. – July. – 1997. – P. 90 – 100.
6. Adachi F., Sawahashi M., Suda H. Wideband DS-SS for next-generation mobile communications systems // IEEE Communications Magazine. – September. – 1998. – P. 56 – 69.
7. Ström E. G., Parkvall S., Miller S. L., Ottersten B. E. Propagation delay estimation of DS-SS signals in a fading environment // In proceeding IEEE Global Telecommunications Conference, Communication Theory Mini-conference. – 1994. – P. 85 – 89.
8. Eng T., Milstein L. B. Partially coherent DS-SS performance in frequency selective multipath fading // IEEE Transaction on communications. – January. – 1997. – P. 110 – 118.
9. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. – М.: Советское радио, 1970. – 728 с.
10. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга первая. – М.: Советское радио, 1966. – 728 с.
11. Press W. H., Teukolsky S. A., Vetterling W. T., Flannery B. P. Numerical principles in C: The art of scientific computing. – Cambridge University Press, 1992. – 994 p.