

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРИЕМА ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА КОРРЕЛЯЦИОННЫМ ПРИЕМНИКОМ В ИНФОРМАЦИОННОМ КАНАЛЕ СИСТЕМ РАДИОСВЯЗИ В УСЛОВИЯХ ВЗАИМНЫХ ПОМЕХ

Г. С. Нахмансон, Е. А. Стародубцева

Воронежский государственный университет, концерн «Созвездие»

Приведены структурные схемы разработанных алгоритмов приема ФМШПС в информационном канале СРС применительно к наиболее часто встречающимся случаям приема на практике. Учтены флуктуации фазы опорного сигнала, обусловленные шумами канала синхронизации. Показано, что результаты статистического эксперимента хорошо согласуются с теоретическими расчетами.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: фазоманипулированный широкополосный сигнал (ФМШПС), системы радиосвязи (СРС), синхронизация, отношение сигнал—шум, вероятность ошибки.

ВВЕДЕНИЕ

Аналізу приёма дискретной информации в СРС с ФМШПС в условиях взаимных помех при многостанционном доступе, когда начальные фазы принимаемых сигналов случайны, а амплитуды имеют регулярные и случайные составляющие одновременно, с учетом влияния фазовых флуктуаций опорного сигнала, обусловленных шумами канала синхронизации, посвящены работы [1–3]. Однако на практике часто встречаются случаи, когда проведение аналитического анализа практически невозможно из-за отсутствия информации о характеристиках воздействующих помех и возникающих сложностей математического характера, а проведение экспериментальных исследований требует значительных затрат. Одним из возможных путей по преодолению указанных трудностей является применение методов статистического моделирования. Поэтому разработка алгоритмов и моделей функционирования корреляционного приемника в информационном канале СРС при приеме ФМШПС в условиях взаимных помех и проведение статистического моделирования для оценки их эффективности представляет практический интерес.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В СРС с ФМШПС с бинарной фазовой модуляцией в условиях многостанционного доступа сигнал на входе приемника можно записать как [1, 2]

$$x(t) = S_0(t) + S_{\text{вз}}(t) + n(t), \quad (1)$$

где

$$S_0(t) = a \sum_{m=1}^{M_0} d_m^{(0)} V(t - mT) \times p^{(0)}(t - mT) \cos(\omega_0 t + \varphi_\varphi) \quad (2)$$

полезный сигнал, φ_φ — случайная начальная фаза сигнала, a — амплитуда сигнала, которая в общем случае может содержать как регулярные, так и случайные составляющие,

$V(t) = \text{rect} \frac{t}{T} = \begin{cases} 1, & 0 < t < T \\ 0, & t < 0, t > T \end{cases}$ — огибающая

информационного импульса прямоугольной формы, соответствующая одному биту информации, $\{d_m^{(0)}\}$ — последовательность двоичных информационных символов, принимающих значения $\{-1, 1\}$ и подлежащих оценке в процессе приема;

$p^{(0)}(t) = \sum_{v=1}^L p_v^{(0)} f(t - v\tau_n)$ — функ-

ция, расширяющая спектр информационного сигнала; $f(t)$ — элементарный импульс расширяющей последовательности, отличный от нуля на временном интервале $0 < t < \tau_n$; $\{p_v^{(0)}\}$, $v = 1, \dots, L$ — совокупность коэффициентов псевдослучайной последовательности (ПСП), принимающих значения $\{-1, 1\}$ и сохраняющих их в пределах элементарного импульса, определяющая закон фазовой модуляции полезного сигнала; M_0 — число бит информации, содержащихся в полезном сигнале; $\omega_0 = 2\pi f_0$, f_0 — несущая частота;

$$S_{вз}(t) = \sum_{i=1}^K a_i \sum_{m=1}^{M_0} d_m^{(i)} V(t - mT - \tau_i) \times p^{(i)}(t - mT - \tau_i) \cos(\omega_0 t + \varphi_i) \quad (3)$$

— совокупность сигналов от мешающих СРС, рассматриваемых как взаимные помехи; a_i , φ_i — амплитуда и начальная фаза i -го помехового сигнала; $p^{(i)}(t)$ — функция, расширяющая спектр i -го сигнала и определяемая как и $p^{(0)}(t)$ и отличающаяся только коэффициентами ПСП $\{p_v^{(i)}\}$; $\{d_m^{(i)}\}$ — последовательность двоичных информационных символов i -го сигнала; τ_i — время задержки i -го сигнала относительно $S_0(t)$ ($\tau_i < T$); $n(t)$ — аддитивный гауссовский шум с нулевым средним значением и функцией корреляции $\langle n(t_1), n(t_2) \rangle = \frac{N_0}{2} \delta(t_1 - t_2)$.

В дальнейшем предполагается длительность информационных символов $T = L\tau_n$ и, следовательно, ширина спектра широкополосных сигналов в L раз больше ширины спектра информационных сигналов.

Прием сигналов (1) в информационном канале СРС с ФМШПС осуществляется когерентным корреляционным приемником, выходной эффект которого

$$M(T) = \int_0^T x(t) S_{он}(t) dt, \quad (4)$$

с опорным сигналом $S_{он}(t) = p^{(0)}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi)$, формируемым при помощи системы фазовой подстройки частоты (ФАПЧ). В (4) $\Delta\varphi$ — флуктуационная составляющая фазы, обусловленная работой ФАПЧ, описываемая плотностью вероятностей [3–5]

$$w(\Delta\varphi) = \frac{1}{2\pi I_0(D)} e^{D \cos \Delta\varphi}, \quad -\pi \leq \Delta\varphi \leq \pi. \quad (5)$$

$I_0(D)$ — функция Бесселя нулевого порядка от мнимого аргумента, D — константа, зависящая от отношения сигнал—шум. Тогда выходной эффект коррелятора при приеме одного бита информации (передаваемого информационным символом $d^{(0)}$) при фазовой автоподстройке частоты и временной синхронизации можно представить как [2, 3]:

$$M(T) = \frac{aT}{2} d^{(0)} \cos \Delta\varphi + N + J, \quad (6)$$

где

$$N \equiv \int_0^T n(t) p^{(0)}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \Delta\varphi) dt$$

— шумовая составляющая выходного эффекта, представляющая собой гауссовскую случайную величину с нулевым средним значением и дисперсией $\sigma_n^2 = \frac{N_0 T}{4}$.

$$J = \sum_{i=2}^K \frac{a_i R_i}{2} \cos(\varphi_i - \varphi - \Delta\varphi_i)$$

— выходная помеховая составляющая, характеризующая воздействие взаимных помех, обусловленных многостанционным доступом, R_i — взаимокорреляционная функция (ВКФ) ПСП принимаемого и i -го помехового сигналов, расширяющих спектры сигналов последовательностей $p^{(0)}(t)$ и $p^{(i)}(t)$.

СХЕМА МОДЕЛИРОВАНИЯ

Применительно к рассматриваемому случаю обобщенная блок-схема алгоритма моделирования работы корреляционного приемника представлена на рис. 1.

Рассмотрим подробнее выражение для выходного эффекта корреляционного приемника (6). Проводя нормировку выходного эффекта на корень из дисперсии шумовой составляющей $\sqrt{\frac{N_0 T}{4}}$, нетрудно получить выражение, определяющее алгоритм моделирования в виде

$$\hat{M}(T) = \frac{M(T)}{\sqrt{\frac{N_0 T}{4}}} = \left\{ x d \sqrt{Q_\Phi} \cos \Delta\varphi + \hat{N} + \sum_{i=1}^K \frac{x_i d_i \sqrt{Q_{\Phi_i}}}{\sqrt{L}} \cos(\varphi_i - \varphi - \Delta\varphi) \right\}. \quad (7)$$

В (7) \hat{N} — нормированная шумовая составляющая выходного эффекта приемника, представляющая нормальный случайный процесс с нулевым средним значением и единичной дисперсией.

В соответствии с (7) сигнальная составляющая $x d \sqrt{Q_\Phi} \cos \Delta\varphi$ формируется при помощи генератора, задающего величину информационного символа d , принимающего значения $\{-1, 1\}$ и генератора случайных чисел, задающего значения флуктуационной составляющей фазы опорного сигнала $\Delta\varphi$, обусловленной шумами канала синхронизации и описываемой плотностью вероятностей (5).

Величина $Q_\Phi = \sigma_a^2 T / N_0$ является отношением сигнал—шум для флуктуационной состав-

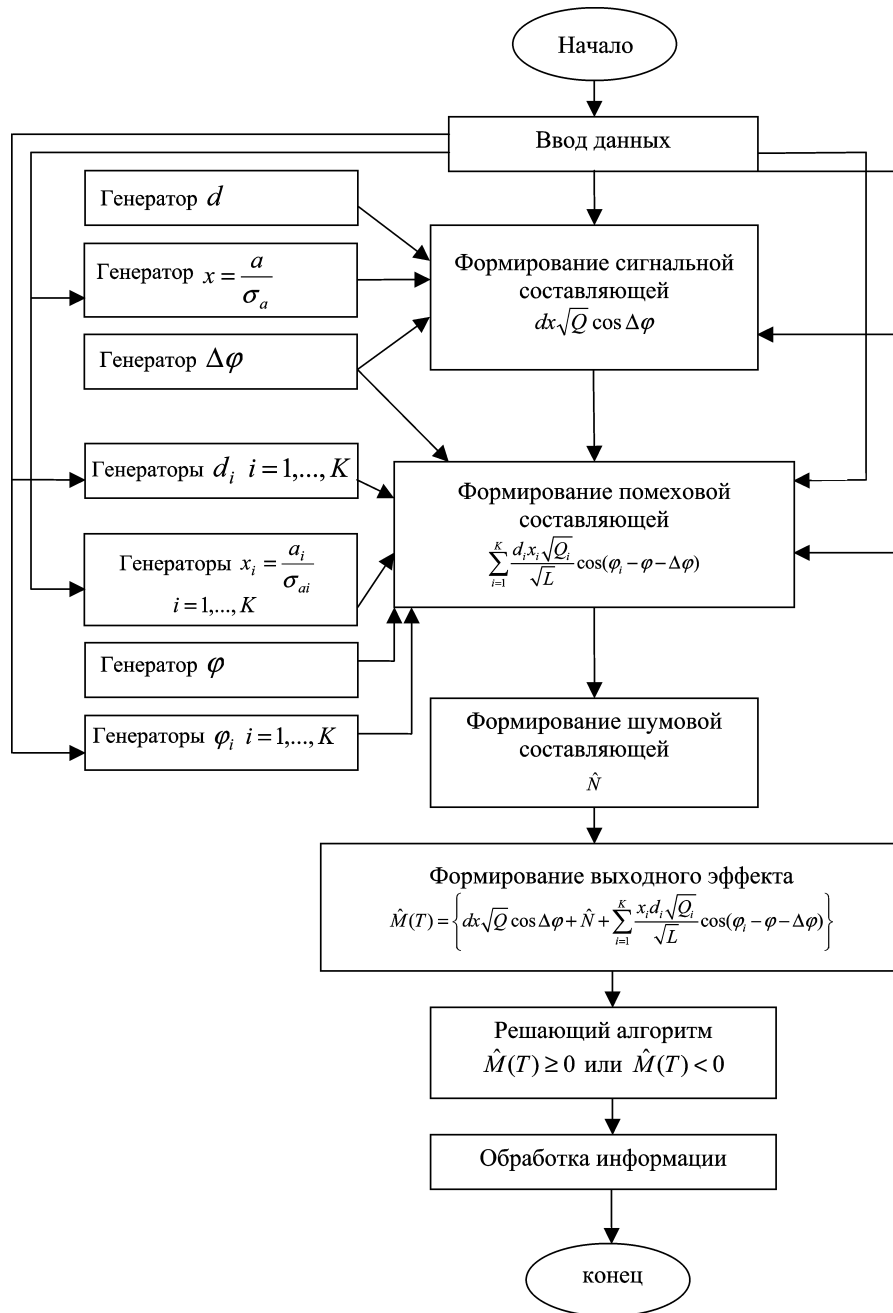


Рис. 1. Блок-схема алгоритма моделирования работы приемника

ляющей полезного сигнала и задается при вводе начальных условий.

Третье слагаемое в (7)

$$\sum_{i=1}^K \frac{d_i \sqrt{Q_{\phi i}}}{\sqrt{L}} \cos(\varphi_i - \varphi - \Delta\varphi)$$

определяет помеховую составляющую на выходе корреляционного приемника, обусловленную воздействием взаимных помех. При формировании помеховой составляющей число мешающих сигналов K , база сигналов L являются

исходными данными. Значения $\{-1, 1\}$ информационных символов d_i , принимаемых случайным образом с вероятностью 0,5, задаются специальными генераторами.

$$Q_{\phi i} = \frac{\sigma_{ai}^2 T}{N_0} \text{ — отношение сигнал—шум для}$$

флуктуационной составляющей i -го помехового сигнала, $x = \frac{a}{\sigma_a}$ и $x_i = \frac{a_i}{\sigma_{ai}}$ — нормированные значения амплитуд полезного и i -го помехово-

го сигналов, нормированных соответственно на среднеквадратические отклонения их флуктуационных составляющих, удовлетворяющих распределениям [5, 6]

$$w(x) = x e^{-\frac{x^2+\gamma^2}{2}} I_0(\gamma x), \quad x > 0,$$

$$w(x_i) = x_i e^{-\frac{x_i^2+\gamma_i^2}{2}} I_0(\gamma x_i), \quad x_i > 0, \quad i = 1, \dots, K,$$

соответственно, где $\gamma = \frac{a_0}{\sigma_a}$, $\gamma_i = \frac{a_{0i}}{\sigma_{ai}}$, a_0 и

a_{0i} — регулярные составляющие амплитуд принимаемых полезного и i -го помеховых сигналов. Случайные начальные фазы принимают значения из интервала $[-\pi, \pi]$ и удовлетворяют распределениям [5]

$$w(\varphi) = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{\gamma^2}{2}} \left[1 + \sqrt{2\pi} \gamma \cos \varphi \Phi(\gamma \cos \varphi) e^{-\frac{\gamma^2 \cos^2 \varphi}{2}} \right],$$

$$w(\varphi_i) = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{\gamma_i^2}{2}} \left[1 + \sqrt{2\pi} \gamma_i \cos \varphi_i \Phi(\gamma_i \cos \varphi_i) e^{-\frac{\gamma_i^2 \cos^2 \varphi_i}{2}} \right],$$

$$i = 1, \dots, K. \quad (8)$$

В (8) $\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^z e^{-\frac{x^2}{2}} dx$ — интеграл вероятности.

Для проведения моделирования интеграл вероятности целесообразно представить как

$$\Phi(\gamma \cos \varphi) = \frac{1}{2} \left(1 + \operatorname{erf} \frac{\gamma \cos \varphi}{\sqrt{2}} \right).$$

Тогда распределения для случайных начальных фаз (12) принимают вид

$$w(\varphi) = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{\gamma^2}{2}} \left[1 + \sqrt{2\pi} \gamma \cos \varphi \frac{1}{2} \left(1 + \operatorname{erf} \frac{\gamma \cos \varphi}{\sqrt{2}} \right) e^{-\frac{\gamma^2 \cos^2 \varphi}{2}} \right],$$

$$w(\varphi_i) = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{\gamma_i^2}{2}} \left[1 + \sqrt{2\pi} \gamma_i \cos \varphi_i \frac{1}{2} \left(1 + \operatorname{erf} \frac{\gamma_i \cos \varphi_i}{\sqrt{2}} \right) e^{-\frac{\gamma_i^2 \cos^2 \varphi_i}{2}} \right],$$

$$i = 1, \dots, K. \quad (9)$$

В случае, когда $\gamma \ll 1$ распределения (9) переходят в

$$w(\varphi) = \frac{1}{2\pi} \left[1 + \sqrt{\frac{\pi}{2}} \gamma \cos \varphi \right],$$

$$w(\varphi_i) = \frac{1}{2\pi} \left[1 + \sqrt{\frac{\pi}{2}} \gamma_i \cos \varphi_i \right], \quad i = 1, \dots, K. \quad (10)$$

Когда $\gamma \gg 1$, при некоторых упрощениях распределения (9) принимают вид [6]:

$$w(\varphi) = \frac{\gamma}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\gamma^2 \varphi^2}{2}},$$

$$w(\varphi_i) = \frac{\gamma_i}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\gamma_i^2 \varphi_i^2}{2}}, \quad i = 1, \dots, K. \quad (11)$$

При моделировании полагалось, что $a_0 = a_{0i}$, $\gamma = \gamma_i$ ($i = 1, \dots, K$).

ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ МОДЕЛИРОВАНИЯ

В каждой параметрической точке проводилось $n = 100$ серий по 100 000 измерений, на основании которых оценивались вероятности ошибочных решений при определении значений информационных символов, несущих бит информации, и находились их статистические характеристики.

На основании полученных данных в каждой параметрической точке были вычислены средние значения

$$\langle P_{\text{ош}} \rangle = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n P_{\text{ош}i} \quad (12)$$

и дисперсии

$$\sigma_P^2 = \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n P_{\text{ош}i}^2 \right) - \langle P_{\text{ош}} \rangle^2. \quad (13)$$

Результаты эксперимента приведены на рис. 2. Средние значения обозначены кружочками.

Отношения $\frac{\sigma_P}{\langle P_{\text{ош}} \rangle}$ для рассмотренных в этом пункте случаев приема приведены в таблице.

Таблица
Относительная погрешность оценки вероятности ошибки на бит информации

	$\gamma = 0$	$\gamma = 0.1$	$\gamma = 5$	$\gamma = \infty$
$\frac{\sigma_P}{\langle P_{\text{ош}} \rangle}$	0,06	0,63	0,7	0,5

Сравнение результатов эксперимента с теоретическими расчетами, представленными в [1–3], показывает их полное совпадение.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработаны алгоритмы и получены результаты статистического моделирования функционирования корреляционного приемника в информационном канале СРС с ФМШПС при приеме дискретной информации в условиях

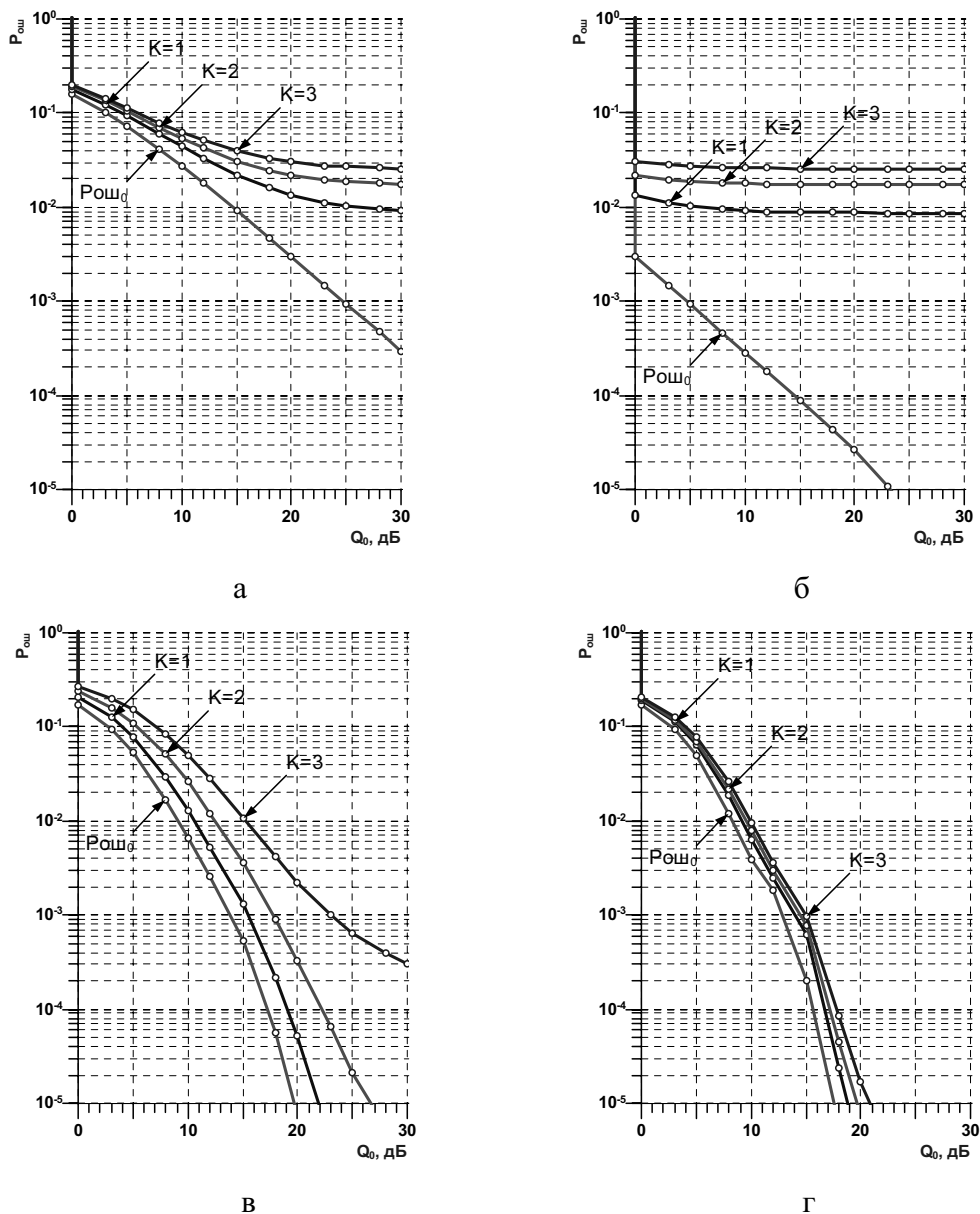


Рис. 2. Зависимость средней вероятности ошибки от отношения сигнал—шум при приеме сигналов с параметром синхронизации $D = 10$ и различными соотношениями регулярной и флуктуирующей составляющих амплитуд: а — $\gamma = 0$, б — $\gamma = 0,1$, в — $\gamma = 5$, г — $\gamma \rightarrow \infty$

взаимных помех, отличающиеся учетом различных априорных распределений амплитуд и фаз входных сигналов и фазовых флуктуаций опорного сигнала, обусловленных шумами канала синхронизации.

Результаты статистического моделирования полностью совпадают с теоретическими расчетами.

Разработанная программа позволяет моделировать на ЭВМ расчет вероятности ошибки в

СРС с ФМШПС при различных вариантах приема. Использование собственного генератора случайных чисел и оптимизированного алгоритма генерации случайных величин с заданными законами распределения обеспечивает высокую точность и быстродействие разработанного программного средства.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Борисов В. И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов моду-

ляцией несущей псевдослучайной последовательностью / В. И. Борисов, В. М. Зинчук, А. Е. Лимарев, Н. П. Мухин, Г. С. Нахмансон ; под ред. В. И. Борисова. — М. : Радио и связь. — 2003. — 640 с.

2. *Нахмансон Г. С.* Средняя вероятность ошибки оценивания значений информационного символа в системах радиосвязи с фазоманипулированными широкополосными сигналами в условиях взаимных помех / Г. С. Нахмансон, Е. А. Стародубцева // Теория и техника радиосвязи. — 2006. — Вып. 1. — С. 89—96.

3. *Нахмансон Г. С.* Вероятность ошибки оценивания значений информационных символов в системах радиосвязи с фазоманипулированными ши-

рокополосными сигналами в условиях взаимных помех / Г. С. Нахмансон, Е. А. Стародубцева // Материалы X международной НТК «Радиолокация, навигация, связь». — Воронеж, 2006. — Т. 2. — С. 854—860.

4. *Стародубцева Е. А.* Моделирование приема фазоманипулированных широкополосных сигналов в информационном канале в условиях взаимных помех. Свидетельство № 2007614771 от 19 ноября 2007 года об официальной регистрации программы для ЭВМ.

5. *Тихонов В. И.* Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов. — М. : Сов. радио. 1966. — 560 с.

6. *Витерби Э. Д.* Принципы когерентной связи / Э. Д. Витерби. — М. : Сов. радио, 1970. — 392 с.