УДК 621.396

А. С. Александров, А. А. Тимофеев, В. А. Чвало, И. М. Якимов

ПРИМЕНЕНИЕ ЦЕПЕЙ МАРКОВА ДЛЯ АНАЛИЗА СИСТЕМЫ ТАКТОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ, ФУНКЦИОНИРУЮЩЕЙ В УСЛОВИЯХ КОМБИНИРОВАННЫХ СЛУЧАЙНЫХ ВОЗДЕЙСТВИЙ

На основе аппарата цепей Маркова проведено исследование системы тактовой синхронизации с использованием алгоритма выбора максимума корреляционных моментов. Получен граф состояний и переходов системы. Разработана методика определения матрицы вероятностей переходов, в которой учтено влияние фазового шума. Проведены исследования статистических характеристик системы: среднего времени вхождения системы в синхронизм, средней ошибки синхронизации и др.

Одним из условий нормального функционирования современных цифровых систем передачи является высокое качество сигналов тактовой синхронизации. Как показано в работах [1, 2], отсутствие или недостаточное качество этих сигналов могут привести к недопустимо большому числу ошибок при передаче информации и даже к полной остановке прохождения трафика через канал. По этой причине вопросам разработки и исследования различных вариантов систем восстановления тактовой частоты (систем тактовой синхронизации) уделяется достаточно много внимания. К числу таких систем следует отнести устройства восстановления, функционирующие на основе использования корреляционной обработки [2, 3]. Интерес к последним вызван тем, что подобные алгоритмы, с одной стороны, по своим свойствам близки к оптимальным, с другой стороны, их реализация с помощью современных средств не вызывает сложностей.

В настоящей работе исследуется система восстановления тактовой частоты, в основе которой лежит алгоритм оценки взаимных корреляционных моментов входной и восстановленной последовательностей. Особенностью рассматриваемой системы являются условия, в которых она функционирует. Наряду с традиционной помехой в виде аддитивного белого гауссовского шума рассматривается флуктуационная фазовая помеха. Можно привести большое число примеров, когда подобный тип помехи может стать определяющим: например, цифровые каналы передачи с последовательной синхронизацией генераторов, обслуживающих узлы коммутации [1, 2]. При наличии подобных воздействий требования к параметрам системы восстановления становятся противоречивыми, и, как следствие, возникает дополнительная оптимизационная задача.

Целью настоящей работы является исследование статистических характеристик системы тактовой синхронизации, функционирующей на основе алгоритма выбора максимума корреляции отсчетов в условиях комбинированных аддитивных и фазовых случайных воздействий. Входная последовательность представляет собой двоичный сигнал в манчестерском коде. Аддитивная помеха — белый гауссовский шум с нулевым средним значением и односторонней спектральной плотностью N_o, фазовая нестабильность входной последовательности также описывается белым гауссовским процессом. Выбор данной модели для фазовых флуктуаций связан с предположением достаточно малой длительности символов входной последовательности [2]. Особенностью данной работы является использование аппарата цепей Маркова для анализа поведения исследуемой системы.

Математическая модель. Структурная схема системы восстановления тактовой частоты на основе алгоритма выбора максимума корреляции отсчетов представлена на рис. 1. В этой схеме на вход системы тактовой синхронизации поступает последовательность битовых сигналов, искаженная различными помехами $x(t)$. Принимаемый сигнал фильтруется и дискретизируется. Получается последовательность отсчетов сигнала $x[k]$. Затем для каждого корреляционного канала находится взаимный корреляционный момент последовательности отсчетов опорного генератора $g[k + v]$ и отсчетов сигнала на интервале, рав-

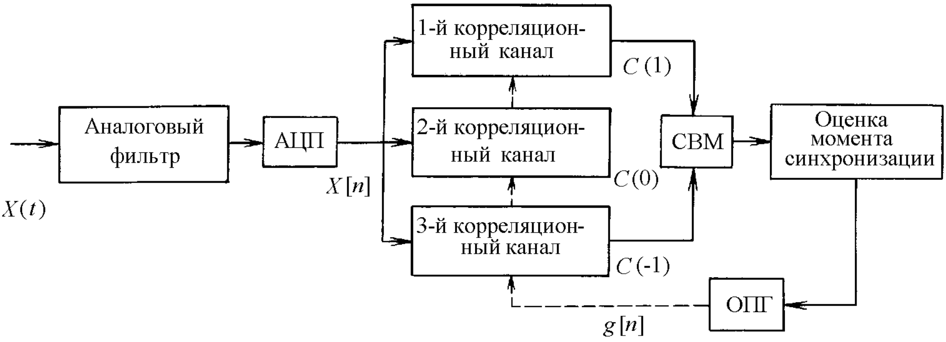

Рис. 1. Структурная схема системы восстановления тактовой частоты:
АЦП — аналого-цифровой преобразователь; СВМ — схема выбора максимума; ОПГ — опорный перестраиваемый генератор

ном длительности T одного периода опорного генератора (одного бита). В одном канале указанный момент находится для несмещенной по времени опорной последовательности $C(0)$, а в двух других — для этой же последовательности, смещенной на один отсчет вперед $C(1)$ и назад $C(-1)$ по времени:

$$
\begin{aligned}
C(0) &= \sum_{k=0}^{N-1} g[k+\nu]x[k], \\
C(1) &= \sum_{k=0}^{N-1} g[k+\nu+1]x[k], \\
C(-1) &= \sum_{k=0}^{N-1} g[k+\nu-1]x[k],
\end{aligned} \tag{1}
$$

где N — количество дискретов на один бит входного сигнала.

Далее в схеме выбора максимума моменты (1) сравниваются и выбирается максимальный по модулю, а в схеме оценки момента синхронизации подстраиваемый фазовый сдвиг ν увеличивается, уменьшается на единицу или остается неизменным, если наибольшее значение имеет $C(1)$, $C(-1)$ или $C(0)$ соответственно.

Рассмотрим алгоритм работы такой системы. Подстраиваемый фазовый сдвиг на $(m+1)$-м бите сообщения ν^{m+1} формируется из сдвига на m-м бите ν^m следующим образом:

$$
\begin{aligned}
&\nu^{m+1} = \nu^m + i, \\
&i = \arg\max \left|C^m(j)\right|, \quad j = -1,\ 0,\ 1,
\end{aligned} \tag{2}
$$

где m — номер принимаемого бита сообщения, i — результат регулирования на m-м бите.

Как видно из алгоритма работы системы, она обладает счетным числом состояний. Если учесть также, что сдвиг сигнала на один период не влияет на работу системы, то число состояний можно свести к конечному числу N — количеству отсчетов сигналов, участвующих в формировании одного корреляционного момента (количеству отсчетов на бит). Известно, что для анализа стохастических систем с конечным числом состояний достаточно эффективным является аппарат марковских цепей [3–5]: матрица W вероятностей перехода системы из одного произвольного состояния в другое и вектор $\bar{W}^{(0)}$ начального распределения, которые позволяют рассчитать все необходимые статистические характеристики системы, в частности вектор распределения вероятностей текущих состояний, вектор финального распределения, среднее время достижения финального распределения и др. Именно этот

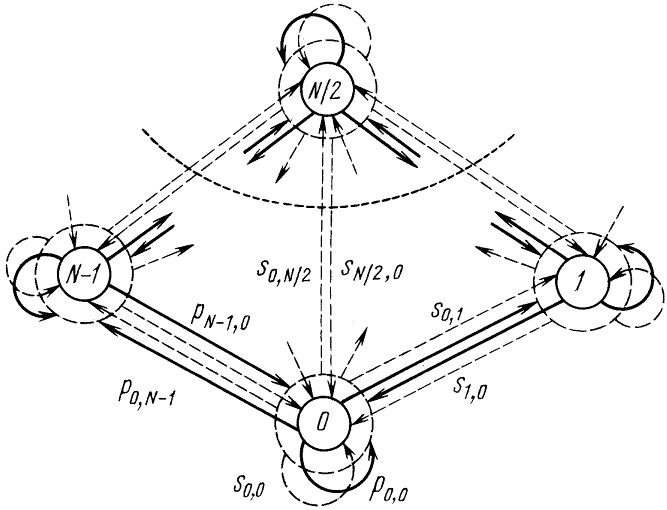

Рис. 2. Математическая модель системы тактовой синхронизации в виде графа цепи Маркова

алгоритм применяется в настоящей работе для исследования системы тактовой синхронизации на основе алгоритма выбора максимума корреляционных отсчетов (ВМКО).

На рис. 2 приведен граф состояний рассматриваемой системы и ее переходов, учитывающий влияние как аддитивного, так и фазового случайных воздействий. Структура графа является двухуровневой. Первый уровень (сплошные линии) отвечает за реализацию алгоритма ВМКО. Второй уровень (пунктирные линии) отвечает за реализацию отклика системы тактовой синхронизации на входные фазовые воздействия. Здесь номер состояния $0, \ldots, N-1$ обозначает текущее значение фазового сдвига ν опорного сигнала относительно входного; $p_{x,y}$ — вероятность перехода цепи Маркова из состояния x в состояние y (вероятность $p_{x,y}$ учитывает аддитивную помеху); $s_{x,y}$ — вероятность перехода, обусловленного фазовыми флуктуациями.

Согласно представленному графу система, находясь в каком-либо состоянии i, после принятия решения может перейти только в одно из соседних состояний $i+1$, $i-1$ или остаться в текущем. Следовательно, матрица вероятностей перехода системы имеет трехдиагональный вид:

$$P = \begin{pmatrix} p_{0,0} & p_{0,1} & 0 & \ldots & p_{0,N-1} \\ p_{1,0} & p_{1,1} & p_{1,2} & \ldots & 0 \\ \ldots & \ldots & \ldots & \ldots & \ldots \\ p_{N-1,0} & 0 & \ldots & p_{N-1,N-2} & p_{N-1,N-1} \end{pmatrix}. \qquad (3)$$

Штриховой линией на рис. 2 показана поправка к графу, которая учитывает фазовую нестабильность. Ее влияние заключается в том, что под воздействием фазового шума система может перейти в любое состояние, а не только в одно из соседних, как допускает алгоритм работы на основе ВМКО, поскольку состояние системы фактически определяется расстоянием между фронтами входной и выходной последовательностей. Фазовый шум в общем случае может привести к сдвигу фронта входной последовательности в любое положение в пределах периода, т.е. с некоторой вероятностью перевести систему в любое состояние. Матрица перехода, соответствующая фазовому воздействию, примет вид

$$S = \begin{pmatrix} s_{0,0} & s_{0,1} & \cdots & s_{0,N-1} \\ s_{1,0} & s_{1,1} & \cdots & s_{1,N-1} \\ \hdotsfor{4} \\ s_{N-1,0} & \cdots & s_{N-1,N-2} & s_{N-1,N-1} \end{pmatrix}. \tag{4}$$

Таким образом, работа системы тактовой синхронизации заключается в следующем. Система, находясь в каком-либо из N состояний, при следующем шаге в результате воздействия фазового шума может попасть в любое другое состояние с вероятностью $s_{x,y}$. Затем она перейдет в соседнее состояние или останется в прежнем состоянии с вероятностью $p_{x,y}$.

В связи с независимостью указанных аддитивной и фазовой помех их воздействие на систему можно рассматривать по отдельности. Это означает, что матрицу переходных вероятностей W можно представить в виде произведения двух матриц. Первая из них S характеризует фазовый шум, а вторая P является непосредственно матрицей вероятностей перехода системы, элементы которой, определяемые на основе предлагаемого алгоритма ВМКО, учитывают аддитивную помеху. В результате получим

$$W = S \times P. \tag{5}$$

Получение статистических характеристик системы. Марковская модель позволяет рассчитать многие статистические характеристики, описывающие качество работы системы: среднее время вхождения в синхронизм, среднее время до срыва слежения, среднюю ошибку синхронизации.

Среднее время вхождения в синхронизм τ_0 представляет собой среднее количество циклов работы системы, за которое система тактовой синхронизации достигает нулевого значения ошибки слежения. В соответствии с работой [4] для расчета τ_0 можно использовать выражение

$$\tau_0 = \sum_{n=1}^{N-1} w_n \tau_0^n, \tag{6}$$

где w_n — вероятность нахождения системы в n-м состоянии; τ_0^n — время перехода системы из состояния n в состояние 0,

$$\tau_0^n = \sum_{m=1}^{\infty} m\, f_{n,0}^{(m)}; \tag{7}$$

$f_{n,0}^{(m)}$ — вероятность перехода из состояния n в состояние 0 (состояние синхронизма) точно после m шагов работы системы. Суммирование проводится начиная с первого состояния, так как $\tau_0^0 = 0$.

Средняя ошибка синхронизации ε характеризует финальное распределение вектора вероятности, ее можно рассчитать по выражению

$$\varepsilon = \sum_{n=1}^{N-1} w_n^{(\infty)} \varepsilon_n; \tag{8}$$

здесь $w_n^{(\infty)}$ — вероятность нахождения системы в n-м состоянии, соответствующая финальному распределению $\bar{W}^{(\infty)}$; ε_n — значение ошибки слежения, соответствующее n-му состоянию цепи Маркова.

Соответственно, уравнение для определения вектора финальных вероятностей имеет вид

$$\bar{W}^{(\infty)} = W \times \bar{W}^{(\infty)}, \tag{9}$$

где W — матрица переходов цепи Маркова (см. формулу (5)).

Среднее время до срыва слежения $\tau_{\text{ср}}$ рассчитывается аналогично среднему времени установления синхронизации и зависит от вероятности первого перехода из состояния 0 в любое другое состояние:

$$\tau_{\text{ср}} = \sum_{m=1}^{\infty} m\, f_{0,x}^{(m)}, \tag{10}$$

где $f_{0,x}^{(m)}$ — вероятность выхода системы из состояния синхронизма точно через m шагов работы системы.

Анализ математической модели. Среднее время вхождения в синхронизм определяет число бит, теряемых в переходном процессе, когда синхронизм не наступает. Среднее время до срыва слежения определяет, какое число бит в среднем передается без ошибки. Средняя ошибка синхронизации позволяет оценить точность работы системы и определить запас ее надежности.

Все эти характеристики могут быть получены, если известна матрица вероятностей переходов W. Зададим модель входных воздействий. Будем считать, что выходная подстраиваемая последовательность представляет собой периодический сигнал прямоугольной формы со скважностью, равной 2, имеющий ту же частоту, что и средняя частота входного сигнала. Условимся обозначать этот сигнал через $g[k+\nu]$, где k — дискретное время, а ν — управляемый фазовый сдвиг. Входной сигнал представляет собой случайную последовательность нулей и единиц, представленных в виде манчестерского кода. Этим битам соответствуют сигналы $f_0[k]$ и $f_1[k]$. Входной сигнал зашумлен аддитивным белым гауссовским случайным процессом. Кроме того, в нем присутствуют флуктуации фазы, которые тоже описываются гауссовским случайным процессом.

Построение матрицы P. Матрица P представляет собой матрицу вероятностей перехода для случая, когда во входном сигнале присутствует только аддитивный шум. Алгоритм определения этой матрицы подробно рассмотрен в работе [4], поэтому в настоящей работе мы приведем только конечные результаты. Элементы матрицы вычисляются по следующим формулам:

$$p_{\nu,\nu-1} = \int\limits_{\Omega_1} A\, d\bar{y},$$
$$p_{\nu,\nu} = \int\limits_{\Omega_2} A\, d\bar{y}, \tag{11}$$
$$p_{\nu,\nu+1} = \int\limits_{\Omega_3} A\, d\bar{y},$$

где

$$A = \frac{1}{4}(2\pi)^{-\frac{3}{2}} \left| \bar{Q} \right|^{-\frac{1}{2}} \sum_{j=1}^{4} \exp\left(-\frac{1}{2}\bar{y}_j^{\nu} \bar{Q}^{-1} y_j^{\nu\text{т}}\right),$$

$$\bar{y}_j^{\nu} = \left\{C_m(\nu-1) - \mu_j^{\nu},\quad C_m(\nu) - \mu_j^{\nu},\quad C_m(\nu+1) - \mu_j^{\nu+1}\right\}$$

— вектор центрированных корреляционных моментов;

$$\bar{Q} = NBN_0 \begin{pmatrix} 1 & \dfrac{N-3}{N} & \dfrac{N-6}{N} \\ \dfrac{N-3}{N} & 1 & \dfrac{N-3}{N} \\ \dfrac{N-6}{N} & \dfrac{N-3}{N} & 1 \end{pmatrix}$$

— матрица корреляции компонентов этого вектора; B — шумовая полоса фильтра на входе системы; N_0 — спектральная плотность аддитивного белого шума; Ω_1, Ω_2, Ω_3 — области в пространстве вектора центрированных корреляционных моментов, в которых одна из его компонент больше остальных.

Построение матрицы S. Элементы $s_{i,j}$ матрицы S представляют собой вероятности перехода из состояния i в состояние j, обусловленного фазовыми флуктуациями входной последовательности. Будем считать, что фазовые флуктуации незначительны (среднее квадратическое отклонение фазового шума достаточно мало). С учетом сделанных допущений элементы матрицы примут следующий вид:

$$s_{i,j} = \begin{cases} \dfrac{1}{\sqrt{2\pi}\hat{\sigma}} \displaystyle\int\limits_{j-i-0,5}^{j-i+0,5} \exp\left(-\dfrac{(x)^2}{2\hat{\sigma}^2}\right) dx \\ \qquad \text{при } 0 \leqslant j \leqslant \dfrac{N}{2} + i - 1,\ 0 \leqslant i \leqslant \dfrac{N}{2}, \\ \dfrac{1}{\sqrt{2\pi}\hat{\sigma}} \displaystyle\int\limits_{j-i-0,5}^{j-i+0,5} \exp\left(-\dfrac{(x-N)^2}{2\hat{\sigma}^2}\right) dx \\ \qquad \text{при } \dfrac{N}{2} + i \leqslant j \leqslant N - 1\,,\ \ 0 \leqslant i \leqslant \dfrac{N}{2}, \\ \dfrac{1}{\sqrt{2\pi}\hat{\sigma}} \displaystyle\int\limits_{j-i-0,5}^{j-i+0,5} \exp\left(-\dfrac{(x+N)^2}{2\hat{\sigma}^2}\right) dx \\ \qquad \text{при } 0 \leqslant j \leqslant i - \dfrac{N}{2},\ \dfrac{N}{2} + 1 \leqslant i \leqslant N - 1, \\ \dfrac{1}{\sqrt{2\pi}\hat{\sigma}} \displaystyle\int\limits_{j-i-0,5}^{j-i+0,5} \exp\left(-\dfrac{(x)^2}{2\hat{\sigma}^2}\right) dx \\ \qquad \text{при } i - \dfrac{N}{2} + 1 \leqslant j \leqslant N - 1,\ \dfrac{N}{2} + 1 \leqslant i \leqslant N - 1, \end{cases} \tag{12}$$

где $\hat{\sigma} = \dfrac{\sigma(N-1)}{2\pi}$, σ — среднее квадратическое отклонение фазового шума, $j = 0, \ldots, N-1$, $i = 0, \ldots, N-1$.

Для выполнения условия нормировки необходимо произвести коррекцию элементов данной матрицы:

$$s_{i,j} = \frac{s_{i,j}}{\sum\limits_{j} s_{i,j}}. \tag{13}$$

В результате действия матрицы S на вектор вероятностей состояний системы на m-м шаге осуществляется смещение координат вектора в соответствии с гауссовским распределением фазового шума. Затем на получившийся вектор действует матрица P. В результате формируется вектор вероятностей состояний системы на $(m+1)$-м шаге. Данная процедура описывается выражением

$$S \times P \times \bar{W}^{(m)} = \bar{W}^{(m+1)}. \tag{14}$$

Анализ результатов. На основе построенной модели и полученных выражений для матрицы вероятности перехода проведен анализ статистических характеристик рассмотренной системы тактовой синхронизации. Ряд результатов для случая комбинированного воздействия аддитивной и фазовой помех представлен на рис. 3–5. На рис. 3 представлены зависимости средней ошибки синхронизма от среднего квадратического отклонения фазового шума при постоянном отношении q мощности сигнала к мощности аддитивного шума. При малых мощностях фазового шума средняя ошибка синхронизации слабо зависит от σ и определяется только мощностью аддитивного случайного процесса. При этом бóльшее число отсчетов на бит позволяет получить меньшую ошибку синхронизма за счет усреднения аддитивного шума при вычислении корреляционных моментов.

С увеличением интенсивности фазового шума лучшие результаты показывает система с меньшим числом отсчетов на бит. Это связано с тем, что такая система позволяет быстрее отслеживать изменения фазы на входе системы, что подтверждает известное противоречие между фильтрующими и динамическими свойствами системы. Увеличение числа N приводит к более качественной фильтрации аддитивного шума на входе, но уменьшает скорость работы системы, что, в свою очередь, приводит к бóльшей ее уязвимости для фазовых флуктуаций. В то же время, это противоречие открывает возможности для проведения

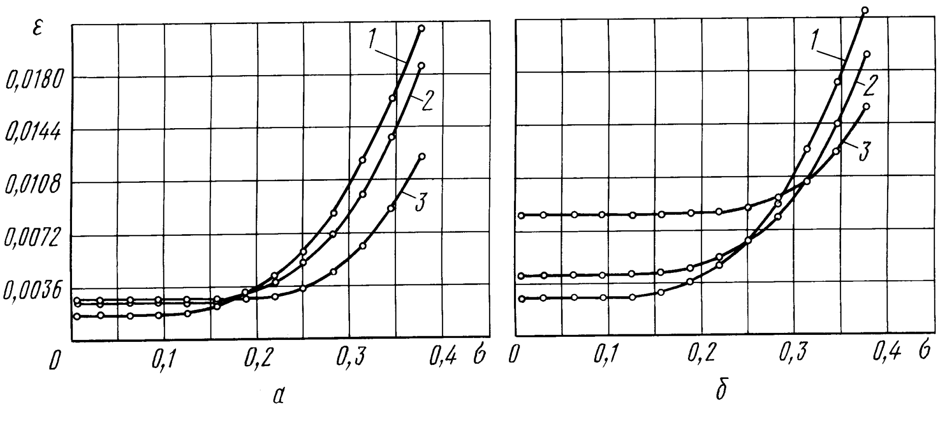

Рис. 3. Средняя ошибка синхронизации для $N = 32$ (*1*), 24 (*2*), 16 (*3*); $q = 20$ (*а*), 10 (*б*) дБ

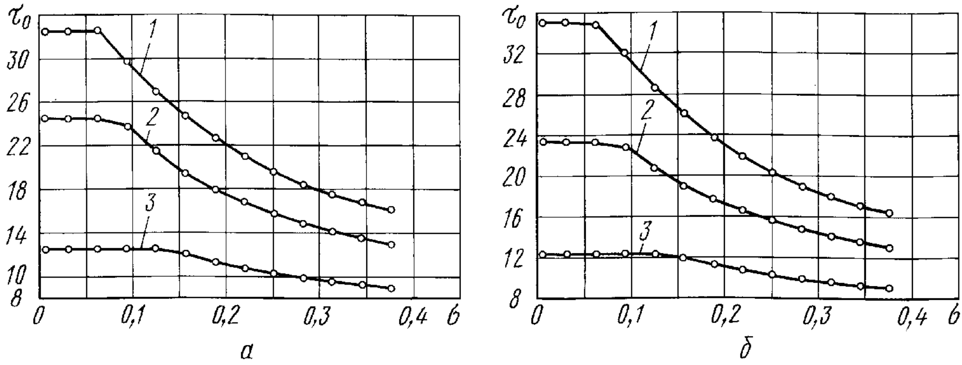

Рис. 4. Среднее время вхождения в синхронизм для $N = 32$ (*1*), 24 (*2*), 16 (*3*); $q = 20$ (*а*), 10 (*б*) дБ

оптимизации параметров системы тактовой синхронизации, позволяющей достичь компромисса при выборе параметров системы. Увеличение мощности аддитивного шума приводит к ожидаемому увеличению средней ошибки (см. рис. 3, *б*).

На рис. 4 приведены зависимости среднего времени вхождения в синхронизм от мощности фазового шума. Интересным результатом является уменьшение времени вхождения с возрастанием мощности σ. Данный результат можно объяснить тем, что увеличение фазового шума приводит к возрастанию вероятности перехода из текущего состояния системы в любое другое состояние, в том числе и в состояние синхронизма. Именно этот процесс приводит к уменьшению исследуемого параметра. В то же время, возрастание числа N приводит к увеличению времени вхождения в синхронизм, что объясняется простым увеличением числа возможных состояний. В силу того, что алгоритм работы системы позволяет непосредственно переходить только в соседнее состояние, общее время переходного процесса увеличивается.

На рис. 5 представлены зависимости среднего времени слежения до срыва от мощности фазового шума. Как и ожидалось, с возрастанием σ это время уменьшается за счет увеличения вероятности перехода в другое состояние. Это уменьшение тем больше, чем больше число состояний N.

Как следует из анализа результатов, наличие фазового шума приводит к ряду последствий, на первый взгляд, противоречиво влияющих на качество работы системы. С одной стороны, время вхождения в синхронизм становится меньше, а с другой стороны, уменьшается время нахождения в синхронизме (время до срыва слежения).

Следовательно, необходимо введение в рассмотрение характеристик, интегрально учитывающих влияние фазового шума.

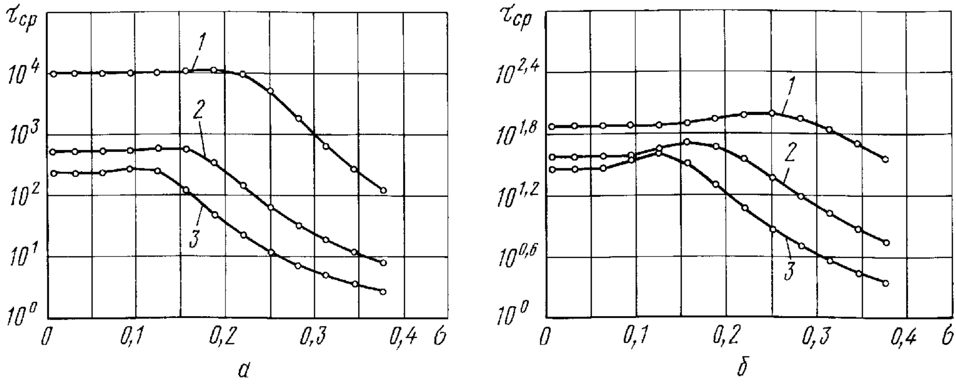

Рис. 5. Среднее время слежения до срыва для $N = 32$ (*1*), 24 (*2*), 16 (*3*); $q = 20$ (*а*), 10 (*б*) дБ

Для преодоления указанных противоречий предлагается ввести в анализ термин "синхронизм длительности M", означающий нахождение системы в состоянии 0 в течение M циклов работы. Рассмотренный выше синхронизм согласно такому определению можно назвать синхронизмом длительности 1. Чем больше параметр M, тем дольше система будет идти к синхронизму и тем меньше времени будет находиться в нем. Под длительностью нахождения в состоянии синхронизма следует понимать число циклов нахождения в состоянии 0 сверх указанного числа M.

В рамках выполненной работы была создана компьютерная программа, позволяющая проводить имитационное моделирование системы тактовой синхронизации, построенной на основе алгоритма ВМКО. Результаты анализа системы, полученные с помощью этой программы, описаны авторами в работе [6]. Выполненные с ее помощью исследования, полученные зависимости, установленные закономерности подтвердили результаты анализа предложенной выше математической модели.

Заключение. Исследовано поведение системы тактовой синхронизации, построенной на основе алгоритма выбора максимума корреляционных отсчетов в условиях комбинированного случайного воздействия в виде аддитивного белого гауссовского шума и фазового шума. В качестве модели фазового воздействия был рассмотрен также гауссовский процесс. Получена математическая модель системы в виде цепи Маркова, для которой построен граф состояний и переходов. Предложена методика построения матрицы вероятностей переходов для комбинированных воздействий в виде произведения двух матриц, отвечающих соответственно за аддитивное и фазовое воздействия. Исследованы такие статистические характеристики системы, как средняя ошибка синхронизации, среднее время вхождения в синхронизм и среднее время нахождения в синхронизме. Выявлено, что наличие фазового шума уменьшает время достижения нулевой фазовой расстройки сигналов, но при этом уменьшает время нахождения в этом состоянии. Основные исследуемые характеристики обладают свойством порогового эффекта, связанного с отношением среднего квадратического отклонения фазового шума к величине дискрета подстройки фазы. При большой величине дискрета малые фазовые флуктуации практически отсутствуют.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. С л е п о в Н. Н. Современные технологии цифровых оптоволоконных сетей связи. – М.: Радио и связь, 2000. – 468 с.
2. Б р е н и С. Синхронизация цифровых сетей связи. – М.: Мир, 2003. – 456 с.
3. С и с т е м ы фазовой синхронизации с элементами дискретизации / В.В. Шахгильдян, А.А. Ляховкин, В.Л. Карякин и др. Под ред. В.В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 1989. – 320 с.
4. Ш а х т а р и н Б. И., С о б о л е в Ю. В., Ж у к о в А. В. Об одном алгоритме работы синхронизации в широкополосных системах связи // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. “Машиностроение”. – 2002. – № 2. – С. 55–75.
5. Т и х о н о в В. И., М и р о н о в М. А. Марковские процессы. – М.: Сов. радио, 1977. – 488 с.
6. Ч в а л о В. А., К а з а к о в Л. Н. Применение марковских цепей в задаче тактовой синхронизации цифровых систем передачи / Труды Всерос. науч. конф., посвященной 200-летию Ярославского ун-та им. П.Г. Демидова. – Ярославль, 2003. – С. 99–103.

Статья поступила в редакцию 24.05.2004

Алексей Семенович Александров родился в 1971 г. Аспирант кафедры динамики электронных систем Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова. Специализируется в области систем телекоммуникаций, цифровой обработки сигналов.

A.S. Aleksandrov (b. 1971). Post-graduate of “Dynamics of Electronic Systems” department of the Yaroslavl State University n.a. P.G. Demidov. Specializes in the field of telecommunication systems, digital signal processing.

Владимир Александрович Чвало родился в 1982 г. Студент Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова. Специализируется в области фазовых систем синхронизации, телекоммуникаций.

V.A. Chvalo (b. 1982). Student of the Yaroslavl State University n.a. P.G. Demidov. Specializes in the field of phase systems of synchronization, telecommunications.

Иван Михайлович Якимов родился в 1979 г. Аспирант кафедры динамики электронных систем Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова. Специализируется в области фазовых систем синхронизации, систем телекоммуникаций, нелинейной динамики.

I.M. Yakimov (b. 1979). Post-graduate of "Dynamics of Electronic Systems" department of the Yaroslavl State University n.a. P.G. Demidov. Specializes in the field of phase systems of synchronization, telecommunication systems, nonlinear dynamics.