

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЦИФРОВЫХ СИСТЕМ СИНХРОНИЗАЦИИ

Определена схема, имеющая наибольшую точность слежения. На основе сравнительного анализа статистических характеристик различных математических моделей цифровых систем синхронизации сделано заключение, в котором изложены основные достоинства и недостатки каждой из схем. Предложена схема, которая обеспечивает наиболее качественный прием.

Наилучшую помехоустойчивость при передаче информации обеспечивает когерентный прием радиосигналов на фоне помех. Поэтому обязательным элементом квазикогерентных приемных устройств является система фазовой автоподстройки (ФАП) и ее цифровой аналог — цифровая система синхронизации (ЦСС). Область применения ЦСС охватывает синтез частот и разнообразные системы автоматического управления [1, 2].

Функционирование ЦСС сводится к дискретизации входного сигнала синхронно с моментами формирования импульсов опорного сигнала; накоплению и усреднению некоторого (возможно, случайного) числа выборок; анализу знака усредненной выборки; коррекции фазы опорного сигнала на плюс-минус один дискрет на каждом периоде в зависимости от знака усредненной выборки [3, 4].

В цифровых системах синхронизации используются пошаговая коррекция фазы опорного сигнала [2]. В настоящей статье рассматриваются полностью цифровые системы, которые осуществляют обработку на частоте приходящего колебания [5].

Структура математической модели ЦСС. Цифровые системы синхронизации отличаются друг от друга фильтром (устройством усреднения (УУ)). В дальнейшем будем рассматривать ЦСС, при работе которых важен только знак фазовой ошибки, в этом случае характеристика фазового детектора является прямоугольной.

Рассмотрим общую структурную схему (рис. 1), в которой ВФ — входной фильтр, ЦФД — цифровой фазовый детектор; УУ + УП — устройство усреднения и преобразования; УЭ + СД — управляемый элемент со счетчиком-делителем; ГС — генератор синхросигнала. Функционирование ЦСС осуществляется следующим образом [2]. На вход системы поступает аддитивная смесь $x(t) = s(t) + n(t)$, где $s(t)$ — сигнал, $n(t)$ — шум. Эта смесь проходит предварительную фильтрацию в ВФ. На вход ЦФД поступают три сигнала: входной сигнал $s(t)$,

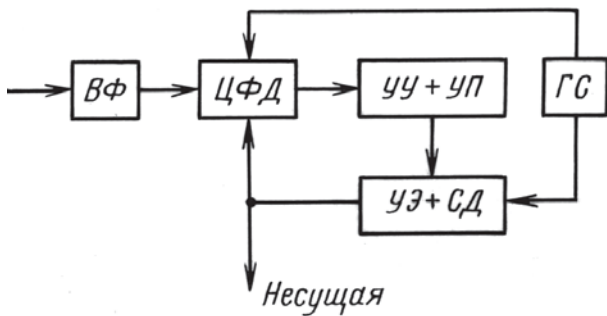


Рис. 1. Общая структурная схема

опорный сигнал $s'(t)$, формируемый блоком УЭ+СД, и синхронный сигнал с блока ГС. Назначение блока — сформировать на выходе цифровые коды, несущие информацию о текущем фазовом рассогласовании в системе. Далее коды поступают на УУ + УП, которое определенным образом накапливает их, оценивает результат и затем вырабатывает положительный или отрицательный импульс. Этот импульс является управляющим для УЭ + СД, т.е. он корректирует фазу опорного сигнала на один дискрет в зависимости от полярности импульса.

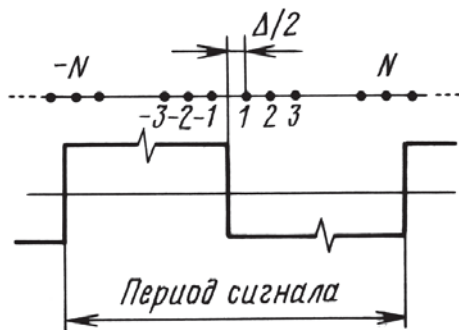


Рис. 2. Входной сигнал и возможные состояния опорного сигнала

На рис. 2 изображены входной сигнал и возможные состояния фазы опорного сигнала. Всего таких состояний может быть $2N$. При увеличении рассогласования система из состояния N переходит в состояние $-N$ и, наоборот, из $-N$ в N . Таким образом, ЦСС представляет собой замкнутую систему, следящую за фазой входного сигнала [6].

Схема Холмса. Рассмотрим систему [7], приведенную на рис. 3.

Пусть на вход схемы приходит прямоугольный периодический сигнал на фоне белого шума (БШ) с нормальным распределением и нулевым математическим ожиданием. Один раз за время, равное перио-

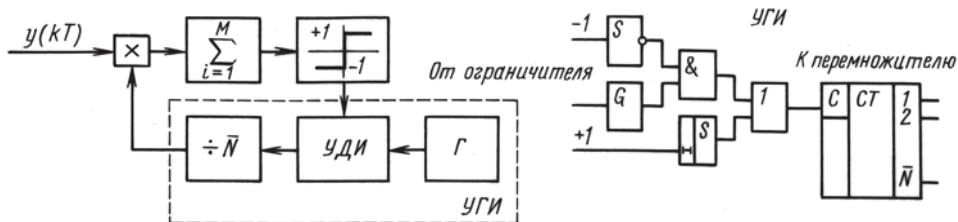


Рис. 3. Схема Холмса

ду опорного сигнала, множитель (или фазовый детектор) осуществляет выборку входного сигнала $y(t)$. Накопитель M отсчетов периодически суммирует M выборок, выдает сигнал, пропорциональный сумме, на ограничитель и сбрасывается в нуль. После суммирования по M периодам входного сигнала полезная составляющая всех выборок (математическое ожидание усредненной выборки) возрастет в M раз. В то же время все отсчеты шумовой составляющей будут некоррелированными, так как суммируются дисперсии отсчетов БШ (т.е. среднее квадратическое отклонение (СКО) усредненной выборки будет в \sqrt{M} раз больше, чем среднее квадратическое отклонение отдельного отсчета) [3]. Таким образом, отношение сигнал/шум на выходе сумматора будет в \sqrt{M} раз больше, чем на выходе фазового детектора. Если сумма накопленных отсчетов положительна, то вырабатывается сигнал $[+1]$ — усредненная выборка положительна, фазовое рассогласование положительно и фаза опорного сигнала уменьшается на один дискрет; если отрицательна, то $[-1]$ — фаза опорного сигнала увеличивается на один дискрет. Опорный сигнал представляет собой прямоугольное симметричное колебание с периодом $T = 2NT_0$, где T_0 — период колебания генератора синхросигнала, $2N$ — разрядность счетчика. Введем обозначения: $M = 4$ — количество накапливаемых выборок, $N = 4$. Здесь и далее: p — вероятности перехода системы в состояние с меньшей ошибкой, σ — СКО ошибки, T_{SKIP} — среднее время до срыва слежения, $2N$ — количество различных состояний ошибки, ОСШ — отношение сигнал/шум на выходе УУ, $\Delta = \frac{1}{2N}$.

Рассмотрим зависимость СКО ошибки на выходе схемы от ОСШ. При ОСШ $\rightarrow \infty$, т.е. когда помехи практически не влияют на сигнал, $\text{СКО} = \frac{\Delta}{2}$, т.е. сигнал колеблется между двумя значениями ошибки: $\frac{\Delta}{2}$ и $-\frac{\Delta}{2}$. При уменьшении ОСШ, т.е. увеличении влияния помехи, происходит увеличение СКО, так как увеличивается вероятность рассогласования. Большее количество возможных состояний ошибки соответствует меньшему СКО, так как $\sigma \sim \frac{1}{2N}$.

Приведем аналитическое выражение для СКО ошибки [3]:

$$\sigma^2 = \Delta^2 \frac{1 - \frac{q}{p}}{1 - \left(\frac{q}{p}\right)^m} \sum_{k=1}^m \left(k - \frac{1}{2}\right)^2 \left(\frac{q}{p}\right)^{|k|-1}.$$

Рассмотрим зависимость среднего времени до срыва слежения (T_{SKIP}) от ОСШ на входе системы. Время до срыва слежения T_{SKIP} велико при ОСШ $\rightarrow \infty$, т.е. когда помехи практически не влияют на

сигнал $T_{SKIP} \rightarrow \infty$, срыв маловероятен. В пределе, когда ОСШ $\rightarrow 0$, $p = q$, поэтому слежение отсутствует. Большое количество возможных состояний ошибки $2N$ соответствует большому T_{SKIP} ; так как $T_{SKIP} \sim \left(\frac{p}{q}\right)^N$, аналитическое выражение имеет вид [2]

$$T_{SKIP} = T_{REG} \left(\frac{k - N - 1}{p - q} + \frac{\frac{1}{q} + \frac{1}{p} - q}{\frac{p}{q} - 1} \left\{ \left(\frac{p}{q}\right)^N - \left(\frac{p}{q}\right)^{k-1} \right\} \right),$$

где T_{REG} — среднее время до первого регулирования.

Для получения оценки спектральной плотности мощности ошибки слежения (энергетического спектра — ЭС) построим коррелограмму. Для построения ЭС будем использовать окно Барлетта (периодограмма пропорциональна квадрату модуля ДПФ последовательности ошибки слежения, деленному на длину реализации). Необходимо произвести усреднение периодограммы по количеству реализаций для повышения точности оценки [4].

График (рис. 4, а) выражает зависимость ЭС (в дБ) от $\bar{\omega}$, где $\bar{\omega}$ — частота, нормированная по отношению к частоте входного сигнала. Из графика видно, ошибка меняется периодически.

Схема Холмса — это самая простая модель ЦСС, но по сравнению с любой другой схемой, которая будет рассматриваться далее, она имеет плохие показатели. Во-первых, регулирование фазы происходит строго периодически, поэтому схема работает неточно (получаются большие СКО ошибки на выходе). Во-вторых, в схеме есть накопитель отсчетов входного сигнала, поэтому при реализации на компонентах необходимо применение АЦП и сумматоров, что ведет к ограничению быстродействия, появлению ошибки вследствие конечного числа разрядов накопителя, а также увеличению аппаратных затрат. В-третьих, схема Холмса в части настройки не точна, т.е. при изменении ее параметров статистические характеристики меняются скачком. Все эти факторы ограничивают применение схемы.

Схема Осатаке–Огавы. Рассмотрим ЦСС [6], структурная схема которой приведена на рис. 5.

Ее главные отличия заключаются, с одной стороны, в трехуровневом, а не в бинарном квантовании сигнала, несущего информацию о текущем фазовом рассогласовании; с другой стороны, в параллельном, а не в последовательном принципе формирования опорного сигнала.

Система состоит из нескольких блоков, реализующих отдельные операции: перемножителя, осуществляющего дискретизацию входного сигнала, ограничителя и устройства усреднения, которые совместно

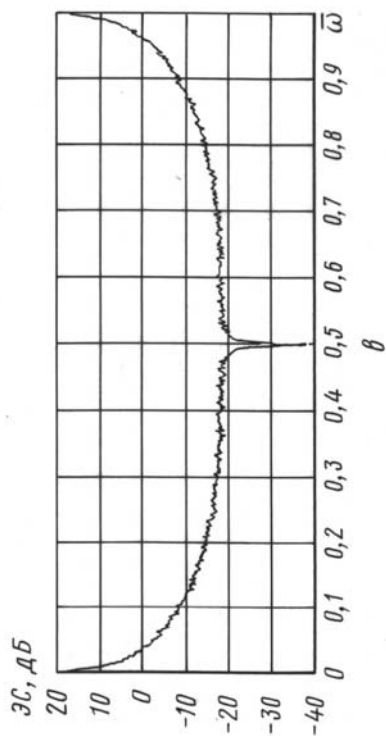
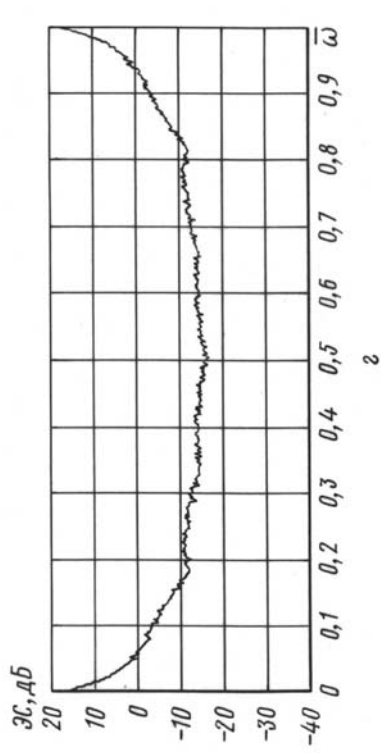
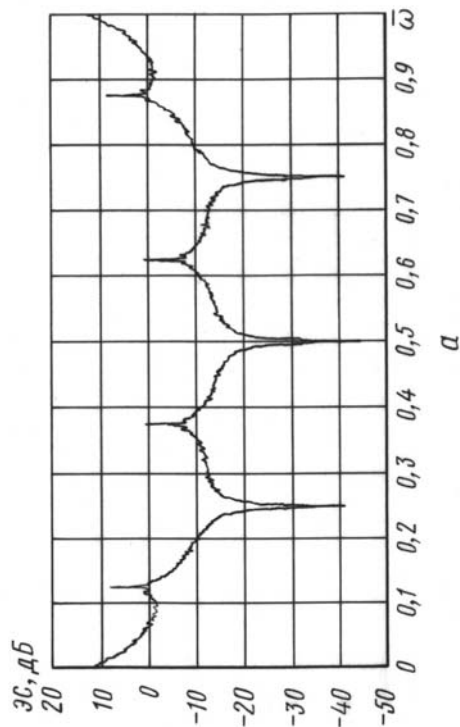
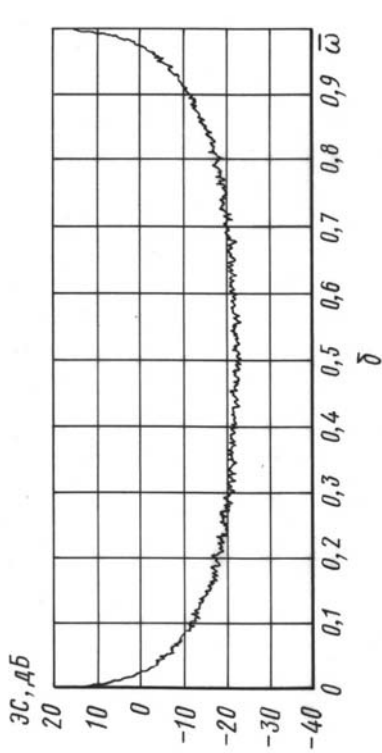


Рис. 4. Зависимость ЭС от нормированной частоты $\bar{\omega}$ для схем Холмса (а), Осасаке-Огавы (б), Кесенны-Леви (фильтр случайных блужданий) (в); Кесенны-Леви (N -перед- M -фильтр) (г)

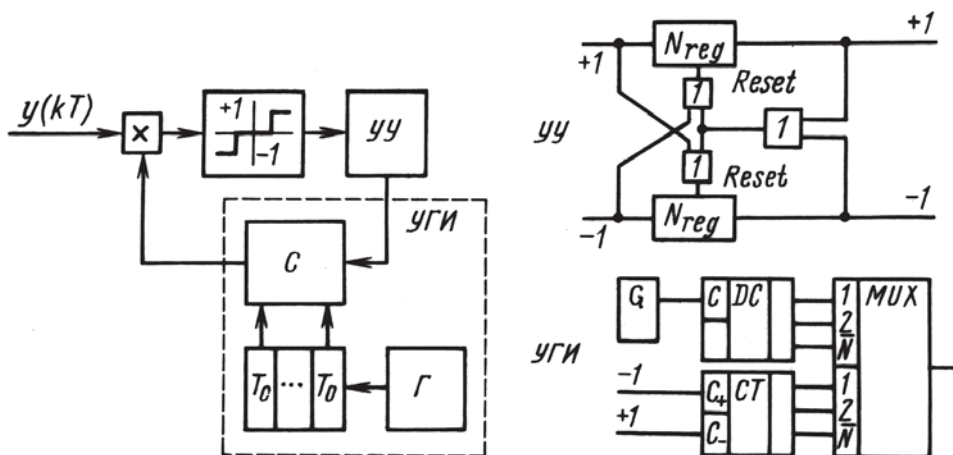


Рис. 5. Схема Осатаке-Огавы

извлекают и обрабатывают информацию о текущем фазовом рассогласовании; селектора сдвига (С); генератора синхросигнала и линии задержки (с шагом, равным периоду синхросигнала).

Опорный сигнал ЦСС формируется путем деления частоты генератора синхросигнала на $2N$, период опорного сигнала $T = 2NT_0$, где T_0 является одновременно периодом синхросигнала и шагом линии задержки. Счетчик — дешифратор, формирует $2N$ сдвинутых относительно друг друга по фазе импульсных последовательностей. Одна из них постоянно выбирается селектором сдвига, управляемым от УУ, и проходит на выход ЦСС в качестве опорного сигнала. Если возникает необходимость уменьшить фазу опорного сигнала, селектор сдвига смещается по линии задержки на один шаг влево. Если возникает необходимость увеличить фазу опорного сигнала, происходит смещение на один шаг вправо.

Описание УУ: на вход ограничителя УУ поступает последовательность отсчетов, дополненная БШ. Счетчик суммирует сигналы с выхода ограничителя УУ. Если поступает подряд N_{REG} положительных импульсов, то происходит положительное регулирование, если же поступает подряд N_{REG} отрицательных импульсов, то происходит отрицательное регулирование. Если до регулирования на вход поступает импульс противоположной полярности по отношению к уже накопленным, то счетчик сбрасывается в нулевое положение. Нулевые сигналы как на входе УУ, так и на его выходе не меняют состояния системы. Сброс рассматривается как начальная точка следующего этапа накопления, вне зависимости от того, в результате чего он произошел: регулирования или изменения знака отсчета. Этап накопления заканчивается следующим сбросом.

Пусть вероятность правильного отсчета p , вероятность простоя без изменений p_0 и вероятность ошибки q .

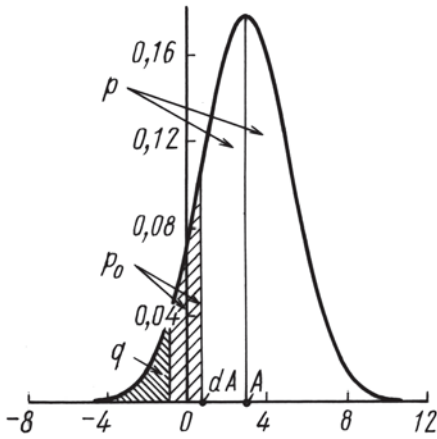


Рис. 6. ПРВ сигнала на входе ограничителя УУ

($N_{REG} - 1$) правильных отсчетов на ($n - 1$)-м шаге накопления, причем $n \geq N_{REG}$ (N_{REG} — размер накапливающего счетчика); $P'(n - 1, N_{REG} - 1)$ определяется по формуле вероятности для биномиального распределения с некоторой добавкой:

$$P'(n - 1, N_{REG} - 1) = (1 - q)^{n-1} C_{n-1}^{N_{REG}-1} (p')^{N_{REG}-1} (p_0')^{n-N_{REG}},$$

где $p' = \frac{p}{1 - q}$ и $p_0' = \frac{p_0}{1 - q}$, тогда $p' + p_0' = 1$; $(1 - q)^{N_{REG}-1}$ — вероятность продолжения правильного слежения. Тогда

$$P'(n - 1, N_{REG} - 1) = C_{n-1}^{N_{REG}-1} p^{N_{REG}-1} p_0^{n-N_{REG}},$$

$$P(n) = C_{n-1}^{N_{REG}-1} p^{N_{REG}} p_0^{n-N_{REG}}.$$

Вероятность того, что следующий сброс произойдет в результате правильного регулирования равна $P = \sum_{n=N_{REG}}^{\infty} P(n)$.

Аналогично рассчитывается вероятность неправильного регулирования Q .

В рассматриваемой схеме время регулирования непостоянно (полумарковская цепь), и присутствует зона нечувствительности, что делает аналитические расчеты трудоемкими.

Рассмотрим зависимость времени до первого регулирования от ОСШ. При ОСШ $\rightarrow \infty$, т.е. когда помехи практически не влияют на сигнал, время становится постоянным и равным размерности счетчика $T^* N_{REG}$, накапливающего входные отсчеты. При уменьшении ОСШ, т.е. увеличении влияния помехи, происходит значительное увеличение времени до первого регулирования T_{REG} , причем для больших значений N_{REG} время до первого регулирования растет намного быстрее,

На рис.6 изображена ПРВ сигнала на входе ограничителя УУ. Вероятность правильного отсчета определяется как $p = \int_{\Delta A}^{+\infty} W(x)dx$; вероятность простоя $p_0 = \int_{\Delta A}^{-\Delta A} W(x)dx$; вероятность ошибки $q = \int_{-\infty}^{-\Delta A} W(x)dx$.

Вероятность того, что произойдет правильное регулирование на n -м шаге $P(n) = P'(n - 1, N_{REG} - 1)p$, где $P'(n - 1, N_{REG} - 1)$ — это вероятность накопления

чем для малых. Таким образом, если для увеличения ОСШ на выходе УУ необходимо увеличить разрядность N_{REG} , то это может привести к недопустимо большому времени T_{REG} , тогда как ошибка уменьшится незначительно.

СКО меняется незначительно по сравнению с изменением T_{REG} , т.е. необходим компромисс между качеством и скоростью регулирования. При такой особенности конструкции УУ применение схемы Осатаке–Огавы достаточно специфично.

Рассмотрим зависимость среднего времени до срыва слежения от ОСШ. В схеме Осатаке–Огавы есть одна особенность. В пределе, когда $ОСШ \rightarrow 0, p = q$, поэтому слежение отсутствует. Однако несмотря на отсутствие слежения при $ОСШ \rightarrow 0$, время до срыва остается большим, так как время до первого регулирования растет очень быстро, и T_{SKIP} определяется не качеством слежения, а T_{REG} (особенность УУ схемы Осатаке–Огавы).

Зависимость ЭС (в дБ) от $\bar{\omega}$ при малом ОСШ на входе изображена на рис. 4, б. Из графика видно, что СПМ не имеет пиков по частоте, кроме 0, значит ошибка меняется неперiodически. Реализации представляют собой низкочастотные сигналы, а время до первого регулирования велико.

На рис. 7 изображена гистограмма состояния ошибки $E(i)$, где i – номер фазового рассогласования. Она напоминает нормальный закон распределения.

Если вычислить СКО и математическое ожидание по гистограмме, а потом использовать найденные параметры для построения нормального закона распределения, то получится аппроксимация данной гистограммы.

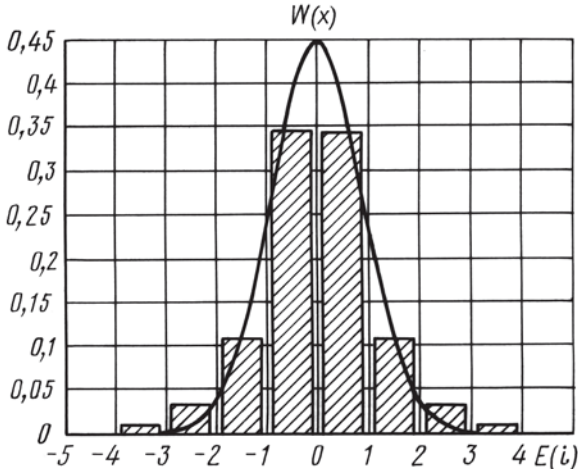


Рис. 7. Гистограмма состояния ошибки $E(i)$

Если применить к гистограмме $ztest$ с полученными СКО и математическим ожиданием, то результат будет следующим: “данное распределение с данным СКО может быть нормальным с данным математическим ожиданием”. Причем, достоверность этого утверждения составляет 70,83 %.

Особый интерес данного распределения заключается в том, что при расчетах предполагалось воздействие нормально распределенного БШ на входе по амплитуде, а в итоге получилось нормальное распределение шума на выходе по фазе. Таким образом, при анализе схемы на ее вход можно подавать как амплитудный, так и фазовый БШ.

В отличие от схемы Холмса, вероятность p правильного взятия отсчета рассчитывается не только исходя из ОСШ на входе, но и с учетом участка нечувствительности ограничителя УУ ΔA :

$$p = \int_{\Delta A}^{+\infty} W(x)dx; \quad p = \int_{\Delta A}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_w} \exp\left(-\frac{(x-A)^2}{2\sigma_w^2}\right)dx;$$

$$p = \int_{\frac{\Delta A-A}{\sigma_w}}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right)dz; \quad p = \int_{-\rho}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{z^2}{2}\right)dz,$$

где $\rho = \frac{A - \Delta A}{\sigma_w}$.

На этом этапе видно основное отличие схемы Осатаке-Огавы от схемы Холмса. Время до первого регулирования изменяется в широких пределах, что позволяет избежать лишних шагов регулирования, а в схеме Холмса регулирование происходит периодически, что приводит к неправильной или бесполезной регулировке.

Нелинейный элемент на входе УУ, содержащий зону нечувствительности, действует как фильтр. Он игнорирует слабые сигналы, которые не несут информации о состоянии сигнала на входе, тем самым, подавляя эффект “дрожания фазы”, защищает фильтр от сброса, однако главное его достоинство заключается в увеличении ОСШ на входе УУ. Схема Осатаке-Огавы имеет хорошую помехозащищенность, позволяющую при качественном приеме (высоком ОСШ) работать по схеме Холмса, а при низком ОСШ (слабом сигнале, или его отсутствии) переключаться в ждущий режим.

Однако есть и недостатки. При относительно больших значениях N_{REG} система становится очень чувствительной – даже слабая помеха способна сделать время до первого регулирования недопустимо большим. Поэтому очень важны такие параметры, как N_{REG} и ΔA .

Что касается конструкции, то данная схема имеет относительно простое УУ, но достаточно сложные в исполнении УГИ и нелинейный

элемент, что в целом приемлемо. Благодаря нелинейному элементу схема имеет широкие возможности настройки параметров.

Область нечувствительности действует как формирующий фильтр. Она заставляет схему осуществлять регулирование с некоторой частотой ω_I (по ней можно вычислить время до первого регулирования $T = \frac{2\pi}{\omega_I}$), значение которой зависит от ΔA . При этом быстрые регулирования подавляются, однако схема продолжает качественное слежение.

На рис. 8 построена зависимость $\frac{p}{q}$ от ΔA при различных значениях A , где p и q — вероятности правильного и неправильного отсчетов соответственно, ΔA — ширина зоны нечувствительности, A — амплитуда входного сигнала.

Из рис. 8 видно, что с расширением зоны нечувствительности растет ОСШ на входе УУ, так как растет вероятность правильного отсчета по отношению к ошибочному. Однако при увеличении ΔA растет время регулирования, что снижает быстродействие системы.

Схему Осатаке–Огавы можно использовать для точного измерения параметров входного сигнала, например для демодуляции. Если на вход подавать несущую, модулированную бинарным сигналом (ФМ или ЧМ), то на выходе схемы или на выходе УУ, в зависимости от типа модуляции, будет сам бинарный сигнал, причем достоверность решения будет велика, так как ошибочные сигналы (при малом ОСШ на входе) заменяются отсутствием сигнала на выходе (сброс УУ без регулирования). Такое применение схемы обеспечивает достаточную точность при малых затратах (малый размер счетчика N_{REG}).

Схема Кессны–Леви. Рассмотрим ЦСС, структурная схема [6, 8] которой представлена на рис. 9, слева [2]. Система состоит из шести блоков: первый из них — перемножитель. Далее по порядку обработки следует комбинация из двух блоков: ограничителя и устройства усреднения. Цифровая форма входных и выходных сигналов позволяет реализовать УУ на элементах малой и средней степени интеграции.

Отметим, что смысл применения УУ здесь тот же самый, что и накопителя в других системах.

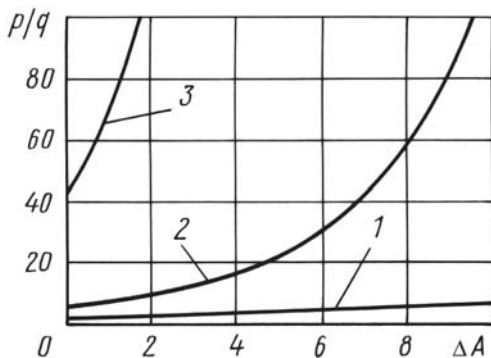


Рис. 8. График зависимости $\frac{p}{q}$ от ΔA при $A = 2; 5$ и 10 (кривые 1, 2 и 3 соответственно)

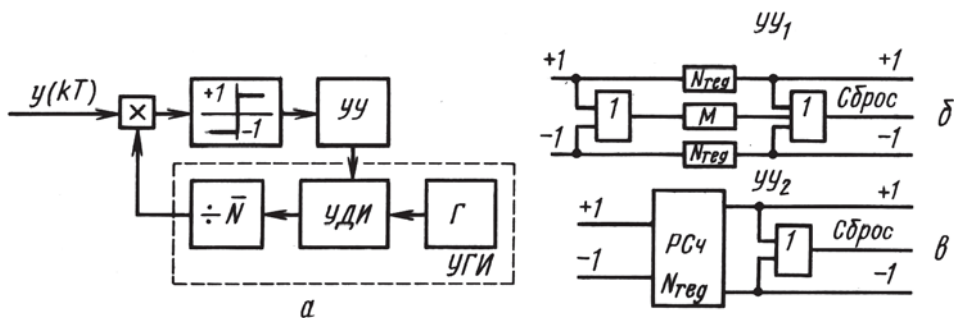


Рис. 9. Схема Кессны-Левы

Функцию коррекции фазы опорного сигнала выполняет четвертый по порядку обработки блок системы — устройство добавления-исключения импульсов (УДИ). Фазу импульсной последовательности на выходе делителя частоты можно изменять за счет добавления или исключения синхроимпульса из очередного периода опорного сигнала.

Фильтр случайных блужданий. Построение УУ (см. рис. 9, в) предусматривает использование для усреднения выборок обычного реверсивного счетчика. Процесс функционирования счетчика подобен случайному блужданию частицы между двумя поглощающими экранами (отсюда и другое название счетчика на N_{REG} отсчетов без сброса — счетчик случайных блужданий).

Описание УУ: на вход ограничителя УУ поступает последовательность отсчетов, дополненная БШ. Счетчик суммирует сигналы с выхода ограничителя УУ. Изначально сумма равна нулю, при поступлении положительного импульса сумма увеличивается на единицу, при поступлении отрицательного — уменьшается на единицу. Если сумма импульсов достигает размерности N_{REG} , то происходит положительное регулирование, если $[-N_{REG}]$, то происходит отрицательное регулирование. После регулирования счетчик сбрасывается в ноль, после чего начинается новый цикл регулирования.

Пусть вероятность правильного отсчета p_0 и вероятность ошибки q_0 .

Обозначим $p_{n,z}$ вероятность того, что за n шагов будет достигнуто состояние N_{REG} при условии, что в начальный момент времени система находилась в состоянии z . Тогда $p_{n+1,z} = p_{n,z+1}p_0 + p_{n,z-1}q_0$, где $z = \overline{1 - N_{REG}, N_{REG} - 1}$, с граничными условиями $p_{0,-N} = 0$; $p_{0,N} = 1$; $p_{n,-N} = p_{n,N} = 0$ при $n \geq 1$.

Решая уравнение, находим вероятность [2]

$$p = \sum_{n=0}^{\infty} p_{n,0} = (\mu_1 + \mu_2)^{-1}, \quad \text{где } \mu_{1,2} = \frac{1}{2p_0} \pm \frac{1}{2p_0} \sqrt{1 - 4p_0q_0}, \quad q = 1 - p.$$

Рассматривая зависимость времени до первого регулирования от ОСШ, можно сделать вывод, что для больших N_{REG} ОСШ растет быстрее, чем для малых, так как для регулирования необходима большая разность сумм положительных и отрицательных отсчетов.

В некоторых случаях целесообразно увеличивать размерность накопителя, так как проигрыш в быстродействии компенсируется увеличением точности.

Зависимость ЭС (в дБ) от $\bar{\omega}$ при малом ОСШ на входе изображена на рис. 4, в, из которого видно, что $S = 0$ на частоте Найквиста, потому что размерность накопителя была выбрана четной.

По сравнению со схемой Холмса, фильтр случайных блужданий в схеме Кессны–Леви несколько подавляет регулирование при отсутствии сигнала, что говорит о ее помехозащищенности. Однако по сравнению со схемой Осатаке–Огавы, схема Кессны–Леви с фильтром случайных блужданий не имеет сброса, поэтому некоторый выигрыш в быстродействии компенсируется накоплением ошибочных отсчетов, что ведет к увеличению дисперсии ошибки на выходе схемы. Данная схема проста в конструктивном исполнении, однако не обладает столь гибкими возможностями настройки, как схема Осатаке–Огавы, к тому же, практически все статистические характеристики схемы имеют большой разброс параметров. Такая особенность схемы не позволяет с достаточной точностью определить ее качество. Схема может применяться в качестве восстановителя синхросигнала, потому что ее УУ при малом ОСШ на входе схемы может работать длительное время без сброса, накапливая информацию о рассогласовании, при этом явно видна аналогия между УУ цифровой системы синхронизации и ФНЧ непрерывной ФАПЧ.

N-перед-M фильтр является другой разновидностью УУ в схеме Кессны–Леви. Его конструкция приведена на рис. 9, б.

Описание УУ: Устройство усреднения построено на основе трех регистров: двух регистров N_{REG} и одного M ($N_{REG} < M < 2N_{REG}$). На вход ограничителя УУ поступает последовательность отсчетов, дополненная БШ. Первый счетчик размерностью N_{REG} суммирует положительные сигналы с выхода ограничителя УУ. Второй счетчик размерностью N_{REG} суммирует отрицательные сигналы с выхода ограничителя УУ. Третий счетчик размерностью M суммирует как положительные, так и отрицательные сигналы с выхода ограничителя УУ. Изначально сумма равна нулю. Если переполняется первый счетчик, то происходит положительное регулирование и общий сброс счетчиков. Если переполняется второй счетчик, то происходит отрицательное регулирование и общий сброс счетчиков. Если переполняется третий счетчик, то происходит общий сброс счетчиков без регулирования.

Пусть $P(n, k) = C_n^k p_0^k q_0^{n-k}$ — вероятность того, что в выборке из n отсчетов на выходе релейного элемента появилось k положительных отсчетов, где $C_n^k = \frac{n!}{k!(n-k)!}$ — биномиальный коэффициент.

Вероятность того, что на шаге n ($n \leq M$) произойдет положительное регулирование $P_+ = P(n-1, N_{REG}-1) p_0$ при $N_{REG} \leq n \leq M$.

Вероятность того, что на шаге n ($n < M$) произойдет положительное регулирование

$$P_- = P(n-1, n - N_{REG}) q_0 \quad \text{при} \quad N_{REG} \leq n \leq M.$$

Далее будем рассматривать промежуток времени между двумя сбросами.

Вероятность того, что сброс произойдет в результате правильного регулирования

$$p = \sum_{n=N_{REG}}^M P(n-1, N_{REG}-1) p_0.$$

Вероятность того, что сброс произойдет в результате неправильного регулирования

$$q = \sum_{n=N_{REG}}^M P(n-1, n - N_{REG}) q_0.$$

При некотором соотношении M и N_{REG} целесообразно увеличивать размерность накопителя, так как проигрыш в быстродействии несколько компенсируется увеличением точности. Причем очевидно, что не стоит строить схему, в которой $N_{REG} = M$, так как в этом случае схема Кессны–Леви работает по схеме Осатаке–Огавы с ухудшением времени до первого регулирования. При правильном выборе M и N_{REG} система будет иметь оптимальные характеристики, т.е. будет компромисс между точностью и быстродействием.

Существует некоторое оптимальное соотношение между M и N_{REG} , причем изменение N_{REG} ведет к большему разбросу параметров, нежели M , поэтому при проектировании следует сначала выбрать N_{REG} (предполагая оптимальное соотношение между M и N_{REG}), а затем, меняя M , добиться необходимых показателей.

Зависимость ЭС (в дБ) от $\bar{\omega}$ при малом ОСШ на входе изображена на рис. 4, 2, из которого видно, спектр — гладкий и сосредоточен в области НЧ. Это происходит потому, что регулирование происходит редко и носит случайный характер.

По сравнению со схемой Холмса, N -перед- M фильтр в схеме Кессны–Леви имеет сброс, что говорит о его помехозащищенности. По сравнению с фильтром случайных блужданий N -перед- M фильтр

имеет более гибкие возможности настройки параметров, однако это же является его минусом, так как еще при моделировании пришлось составлять громоздкую схему УУ, т.е. его реализация требует больше ресурсов. Более того, из графиков видно, что N -перед- M фильтр уступает как фильтру случайных блужданий, так и фильтру в схеме Осатаке–Огавы по статистическим характеристикам, т.е. по соотношению точности и быстродействия. Однако конструкция УУ N -перед- M фильтра такова, что при соответствующем выборе параметра M схема может применяться и как восстановитель синхросигнала, и как демодулятор.

Заключение. Из сравнительного анализа статистических характеристик различных математических моделей можно сделать вывод, что схема Осатаке–Огавы показывает наилучшую точность слежения, а схема Холмса — наихудшую. Схемы Кессны–Леви показывают промежуточный результат по точности, но достаточно универсальны в применении и относительно легко реализуются.

Характеристики рассчитаны с помощью универсальной интегрированной СКМ MATLAB 6.5, в частности, системой визуального проектирования Simulink 5.0.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Шахтарин Б. И. Статистическая динамика систем синхронизации. – М.: Радио и связь, 1998.
2. Шахтарин Б. И. Анализ систем синхронизации при наличии помех. – М.: Радио и связь, ИПРЖР, 1996.
3. Дискретные системы фазовой синхронизации и методы их анализа / Б.И. Шахтарин, Л.Н. Казаков, А.В. Свинцов и др. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2003.
4. Методические указания к выполнению лабораторных работ по курсу “Статистическая радиотехника” / Б.И. Шахтарин, В.Б. Стешенко, В.В. Сизых и др. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2003.
5. Vest R. E. Phase-locked loops. Design, simulation and application. – Oberwil, Best Engineering, 1998.
6. Nakao M., Yamashita K. Comparative study on DPLL's based on power density spectrum of phase error sequences // Electronics and communications in Japan, part 1, Vol. 73, № 6, 1990.
7. Holmes J. K. Performance of a first-order transition sampling digital phase-locked loop using random-walk models // IEEE Trans., COM-20, № 2, 1972.
8. Cessna J. R., Levy D. M. Noise and transient times for a binary quantized digital phase-locked loops in white Gaussian noise // IEEE Trans., COM-20, № 2, 1972.

Статья поступила в редакцию 3.07.2006



Борис Ильич Шахтарин родился в 1933 г., окончил в 1958 г. Ленинградскую Военно-воздушную инженерную академию им. А.Ф. Можайского и в 1968 г. ЛГУ. Д-р техн. наук, профессор МГТУ им. Н.Э. Баумана. Лауреат Государственной премии СССР, заслуженный деятель науки и техники РФ. Автор более 200 научных работ, в том числе 4 книг, в области анализа и синтеза систем обработки сигналов.

B.I. Shakhতারин (b. 1933) graduated from the Leningrad Air Force Engineering Academy n.a. A. F. Mozhaysky in 1958, and from Leningrad State University in 1968. D. Sc. (Eng.), professor of the Bauman Moscow State Technical University. USSR State Prize winner, RF Honoured Worker of science and technology. Author of more than 200 publications, among them 4 books, in the field of analysis and synthesis of signal processing systems.



Андрей Андреевич Иванов студент МГТУ им. Н.Э. Баумана. Специализируется в области статистического моделирования нелинейных систем управления.

A.A. Ivanov – student of the Bauman Moscow State Technical University. Specializes in the field of statistic simulation of non-linear systems of control

ЖУРНАЛ “ВЕСТНИК МОСКОВСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО ТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА имени Н.Э. БАУМАНА”

В журнале публикуются наиболее значимые результаты фундаментальных и прикладных исследований и совместных разработок, выполненных в МГТУ им. Н.Э. Баумана и других научных и промышленных организациях.

Журнал “Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана” в соответствии с постановлением Высшей аттестационной комиссии Министерства образования Российской Федерации включен в перечень периодических и научно-технических изданий, в которых рекомендуется публикация основных результатов диссертаций на соискание ученой степени доктора наук.

Журнал издается в трех сериях: “Приборостроение”, “Машиностроение”, “Естественные науки”, – с периодичностью 12 номеров в год.

Подписка по каталогу “Газеты, журналы” агентства “Роспечать”

Индекс	Наименование серии	Объем выпуска	Подписная цена (руб.)	
		Полугодие	3 мес.	6 мес.
72781	“Машиностроение”	2	250	500
72783	“Приборостроение”	2	250	500
79982	“Естественные науки”	2	250	500

Подписывайтесь и публикуйтесь!

Адрес редакции журнала “Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана”: 105005 Москва, ул. 2-я Бауманская, д. 5.

Тел.: (495) 263-62-60; 263-60-45.

Факс: (495) 261-45-97.

E-mail: press@bmmstu.ru