

ЦИФРОВЫЕ СИСТЕМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ С ПЕРЕСТРАИВАЕМЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Приведена схема адаптивной цифровой системы синхронизации, которая перестраивает свои конструктивные параметры в зависимости от условий приема, т.е. при различных отношениях сигнал/шум на входе, и тем самым обеспечивает наиболее качественный прием. Критерием качества служит целевая функция, минимум которой свидетельствует об оптимальности выбранной конструкции.

В последние годы наблюдается стремительное развитие коммуникаций. Одними из первых появились непрерывные системы синхронизации (СС), на смену им пришли цифровые СС (ЦСС) с аналоговым фильтром, а в настоящее время при исследовании новых алгоритмов уже широко применяются полностью цифровые СС. Обработку сигналов проще и надежнее осуществлять в цифровом виде, чем в аналоговом, особенно на высоком современном уровне интеграции изделий электронной техники.

При передаче информации наилучшую помехоустойчивость обеспечивает когерентный прием радиосигналов на фоне помех, поэтому обязательным элементом квазикогерентных приемных устройств является система фазовой автоподстройки (ФАП) и ее цифровой аналог — ЦСС, область применения которых охватывает синтез частот и разнообразные системы автоматического управления [1, 2].

Одним из перспективных направлений в исследовании ФАП является имитационное моделирование, которое позволяет не только избежать трудоемких аналитических расчетов, но также выполнить параметрическую оптимизацию структуры. Для построения системы необходимо разработать алгоритм моделирования и выделить основные структурные блоки.

Для решения задач нелинейной оптимальной и квазиоптимальной фильтрации широко применяются ЦСС, функционирование которых сводится к дискретизации входного сигнала синхронно с моментами формирования импульсов опорного сигнала, накоплению и усреднению выборок, анализу знака усредненной выборки, коррекции фазы опорного сигнала на плюс-минус один дискрет на каждом периоде в зависимости от знака усредненной выборки.

В ЦСС используется пошаговая коррекция фазы опорного сигнала. Общая структурная схема приведена в работе [3] (рис. 1). В настоящей работе рассматривается полностью цифровая система, которая осуществляет обработку сигналов на частоте приходящего колебания.

Структура математической модели ЦСС [4]. Цифровые системы синхронизации отличаются друг от друга фильтром — устройством усреднения (УУ). Далее будем рассматривать ЦСС, при работе которых важен только знак фазовой ошибки, в этом случае характеристика фазового детектора является прямоугольной, ЦСС представляет собой замкнутую систему, следящую за фазой входного сигнала.

Фильтр случайных блужданий. Одним из возможных вариантов УУ является фильтр случайных блужданий, основой которого служит реверсивный счетчик. Подобная схема предпочтительна для рассмотрения, так как ее можно применять в качестве восстановителя синхросигнала и легко реализовать на компонентах. Описание УУ приведено в работе [4].

ЦСС с перестроением параметров. Целевая функция. Чтобы знать, какие значения должны принимать параметры УУ, необходимо составить функцию, которая зависит от этих параметров и значение которой характеризует оптимальность их выбора.

Целевая функция должна содержать в себе все показатели, характеризующие качество системы. В данном случае такими показателями являются дисперсия ошибки слежения σ_e^2 и среднее время до первого регулирования $T_{\text{пер}}$.

Все дальнейшие расчеты производятся при $N = 4$. Хотя увеличение N и ведет к уменьшению дисперсии ошибки слежения, как следует из формулы

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

где $\Delta = \frac{1}{2N}$, но для реализации таких систем требуется большая частота генератора синхроимпульсов и более того — уменьшается полоса захвата ЦСС [3]. В настоящей работе рассматривается принципиальный метод построения системы с изменением $N_{\text{пер}}$ вне зависимости от N . Если же система такова, что N имеет иное значение, то необходимо просто заново настроить систему.

Пусть на вход схемы приходит прямоугольный периодический сигнал на фоне белого шума (БШ) с нормальным распределением и нулевым математическим ожиданием.

На рис. 1 построена зависимость среднего времени до первого регулирования $T_{\text{пер}}$ от ОСШ q на входе при различных $N_{\text{пер}}$ [5].

На рис. 2 приведена зависимость дисперсии ошибки слежения $D_e = \sigma_e^2$ от ОСШ q на входе [5].

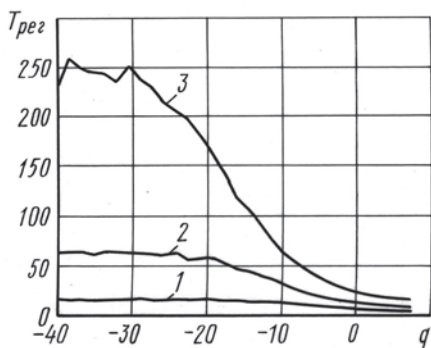


Рис. 1. Зависимость $T_{\text{пер}}$ от ОСШ q при $N_{\text{пер}} = 4, 8$ и 16 (кривые 1, 2 и 3 соответственно)

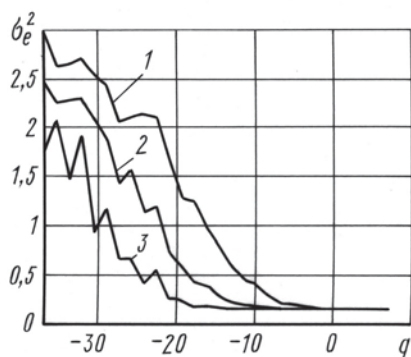


Рис. 2. Зависимость σ_e^2 от ОСШ q при $N_{\text{пер}} = 4, 8$ и 16 (кривые 1, 2 и 3 соответственно)

Для того чтобы составить целевую функцию, следует сначала нормировать параметры, так как они имеют разные диапазоны измерения. В итоге $\overline{\sigma_e^2}$ и $\overline{T_{\text{пер}}}$ лежат в диапазоне $0 \dots 1$. Далее выберем весовые коэффициенты. Например, примем $\overline{\sigma_e^2}$ в 4 раза более значимым, чем $\overline{T_{\text{пер}}}$. Тогда целевая функция примет вид $F = 4\overline{\sigma_e^2} + \overline{T_{\text{пер}}}$.

На рис. 3 изображена зависимость целевой функции F от ОСШ q на входе системы при различных значениях размерности накопителя $N_{\text{пер}}$. Графики пересекаются между собой, это указывает на то, что при разных значениях ОСШ для обеспечения оптимального приема ($\min(F)$) необходимо использовать разные значения $N_{\text{пер}}$. Так, при $q \geq -4$ дБ $\Rightarrow N_{\text{пер}} = 4$, при $q \in (-18 \dots -4)$ дБ $\Rightarrow N_{\text{пер}} = 8$, а при $q \leq -18$ дБ $\Rightarrow N_{\text{пер}} = 16$. Здесь рассматривается диапазон значений $N_{\text{пер}} = [4 \dots 16]$, хотя $N_{\text{пер}}$ может меняться в пределах $N_{\text{пер}} = [2 \dots \infty]$, тогда появятся новые области оптимальности.

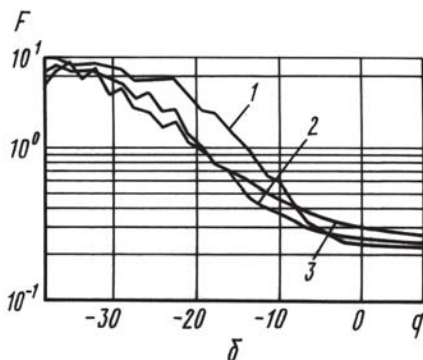
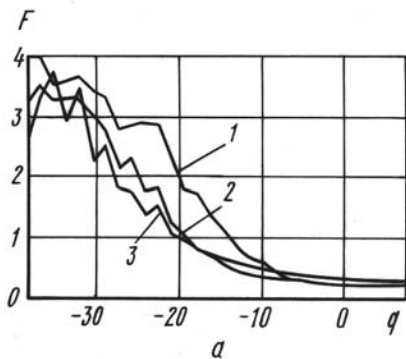


Рис. 3. Графики зависимости F от ОСШ q при $N_{\text{пер}} = 4, 8$ и 16 (кривые 1, 2 и 3 соответственно):

$a, б$ — обычный и логарифмический масштабы

Принцип построения системы. Для перестройки системы в соответствии с целевой функцией необходимо использовать статистические характеристики какого-нибудь ее параметра с постоянным $N_{\text{пер}}$, которые давали бы информацию о текущем ОСШ на входе. При фиксированных $N_{\text{пер}}$ и F и известном ОСШ можно определить, как должна работать система: уменьшать или увеличивать $N_{\text{пер}}$.

Рассмотрим поведение УУ схемы.

При большом ОСШ на входе помехи практически не влияют на входной сигнал и накопитель будет принимать отсчеты одного знака, соответствующие текущему фазовому рассогласованию, поэтому сумма накопленных отсчетов не меняет своего знака.

Если же на сигнал воздействует шум, то возможен неправильный отсчет, т.е. противоположный по знаку тому, который соответствует текущему фазовому рассогласованию. Тогда сумма накопленных отсчетов уже не будет монотонно стремиться к пределу $N_{\text{пер}}$ или $(-N_{\text{пер}})$, а будут возникать флуктуации в обратном направлении, вызванные шумом, которые при малом $N_{\text{пер}}$ даже могут с достаточно большой вероятностью привести к неправильному регулированию. В пределе, когда ОСШ $\rightarrow 0$, вероятности взятия как положительного, так и отрицательного отсчетов равны и до регулирования полярность отсчетов много раз меняется.

В итоге получается, что число перемен полярности во взятых отсчетах зависит от q и $N_{\text{пер}}$.

На рис. 4 показана зависимость среднего числа перемен полярности во взятых отсчетах $N_{\text{пп}}$ за время $T_{\text{пер}}$ (пока не произойдет регулирование) от ОСШ при $N_{\text{пер}} = 4, 8$ и 16 .

На рис. 5 приведена зависимость средней дисперсии $D_{\text{пп}}$ числа перемен полярности $N_{\text{пп}}$ от ОСШ при $N_{\text{пер}} = 4, 8$ и 16 .

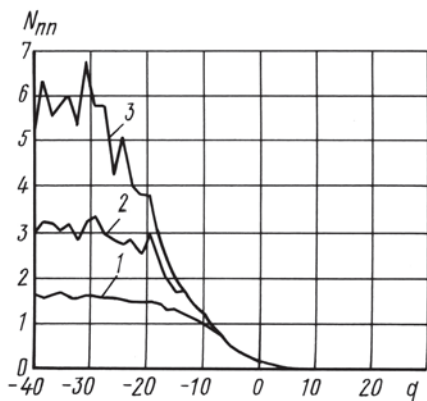


Рис. 4. Зависимость $N_{\text{пп}}$ за время $T_{\text{пер}}$ от q при $N_{\text{пер}} = 4, 8$ и 16 (кривые 1, 2 и 3 соответственно)

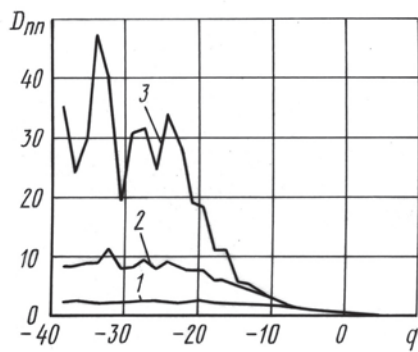


Рис. 5. Зависимость $D_{\text{пп}}$ от q при $N_{\text{пер}} = 4, 8$ и 16 (кривые 1, 2 и 3 соответственно)

Из рис. 4 и 5 видно, что характеристики совпадают при больших значениях ОСШ и расходятся при малых значениях, причем каждая кривая имеет достаточно длинный линейный участок. Далее рассмотрим принцип изменения $N_{\text{пер}}$.

В системе есть два конкурирующих параметра: один из них уменьшает размерность накопителя $N_{\text{пер}}$, другой — увеличивает.

Первым параметром является регулирование. Если регулирование происходит относительно часто, т.е. $T_{\text{пер}}$ относительно мало, то можно уменьшить $N_{\text{пер}}$, так как ОСШ на входе велико.

Второй параметр — среднее число перемен полярности $N_{\text{пп}}$ во взятых отсчетах за время $T_{\text{пер}}$, т.е. до момента регулирования. Его можно сравнивать с суммой импульсов $N_{\text{пер}}$.

Например, рассмотрим на графиках участок $(-15 \dots 0)$ дБ — разным значениям $N_{\text{пер}}$ соответствуют одинаковые $N_{\text{пп}}$ и $D_{\text{пп}}$. ПРВ $W(N_{\text{пп}})$ для $N_{\text{пер}} = 4$ условно изображено на рис. 6 кривой 1. Если $N_{\text{пп}}$ часто пересекает порог $N_{\text{пер}}$, то следует увеличить $N_{\text{пер}}$, так как ОСШ на входе мало. Из рис. 6 видно, что $W(N_{\text{пп}})$ не изменилось, а порог увеличился, тогда вероятность его превышения падает, и скорость роста $N_{\text{пер}}$ уменьшается.

Отрицательным является тот факт, что при малых ОСШ растет не только $N_{\text{пп}}$, но и $D_{\text{пп}}$, причем появляется зона насыщения, поэтому линейный участок уменьшается и точная настройка $N_{\text{пер}}$ затруднена. На рис. 6 кривыми 2 и 3 условно показаны $W(N_{\text{пп}})$ при малом ОСШ на входе.

Построение системы. Система по сравнению с первоначальным вариантом системы Кессны–Леви [3] претерпела изменения, однако принцип ее действия не изменился и работа происходит на частоте опорного сигнала без каких-либо дополнительных задержек (рис. 7).

Система работает следующим образом. Как и раньше, счетчик СТ1 суммирует положительные и отрицательные импульсы, поступающие с детектора, однако, если раньше он регулировал и сбрасывал показания после определенного достаточного числа накопленных импульсов, то теперь это число зависит от конструкции накопителя и ОСШ на входе. Текущее

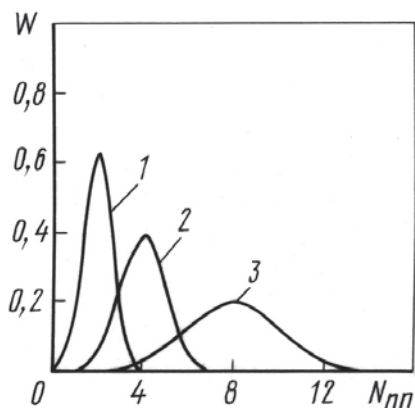


Рис. 6. ПРВ $W(N_{\text{пп}})$ при разных значениях q : кривые 1, 2 и 3 для $N_{\text{пер}} = 4, 8$ и 6 соответственно

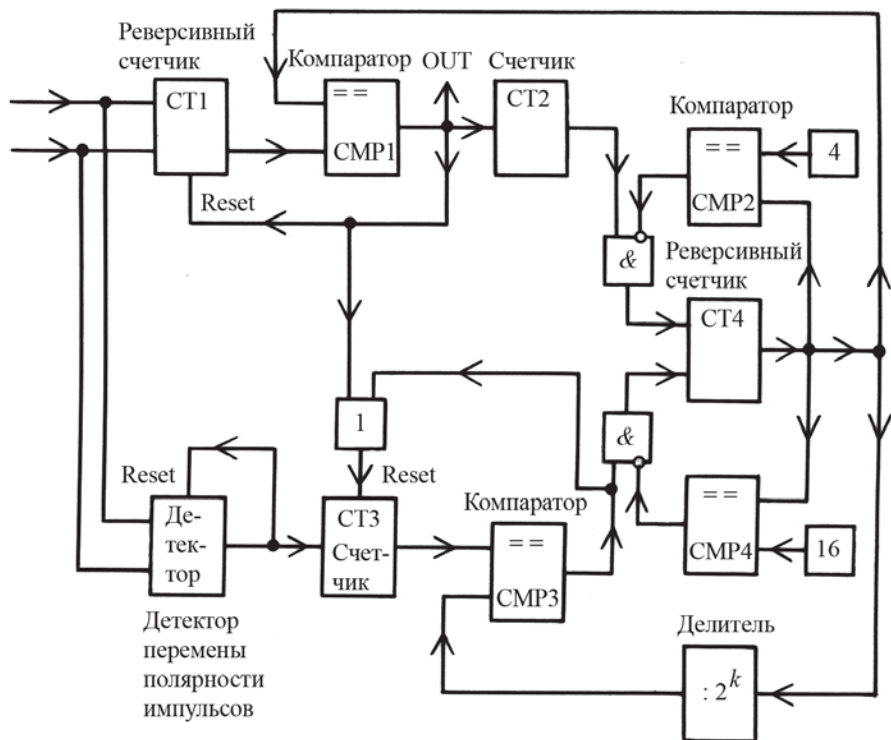


Рис. 7. Схема с перестраиваемыми параметрами

значение размера накопителя снимается с выхода СТ4. Если СТ1 накопил число импульсов одной полярности большее, чем текущая размерность УУ (СТ4), то происходит регулирование, соответствующее знаку суммы накопленных отсчетов (выход компаратора CMP1) и последующий сброс показаний (Reset).

Сигнал OUT соответствует выходу счетчика исходной схемы. Счетчик СТ2 суммирует регулирования и при переполнении выдает короткий положительный импульс на вход СТ4, который уменьшает его содержание на единицу. Компаратор CMP2 на выходе СТ4 не позволяет сделать размерность УУ меньше 4, блокируя это действие через логический элемент.

Далее рассмотрим часть схемы, выполняющей обратные функции. Детектор на схеме — это устройство, отслеживающее изменение полярности входных импульсов, т.е. если сначала поступающие импульсы были одной полярности, а затем на вход пришел импульс противоположной полярности, то детектор выдает на выход управляющий импульс; показания сбрасываются и детектор начинает работать снова. Стоит отметить, что детектор может быть реализован с помощью триггеров с поглощающим состоянием и логических элементов. Счетчик СТ3 накапливает управляющие импульсы. Если содержимое СТ3

достигло числа, с точностью до постоянного множителя (см. делитель) совпадающего с содержимым СТ4, то на выходе компаратора СМР3 формируется короткий положительный импульс, поступающий на вход СТ4, который увеличивает содержание импульсов на единицу, при этом показания счетчика СТ3 также сбрасываются. Компаратор СМР4 на выходе СТ4 не позволяет сделать размерность УУ больше 16 посредством блокировки через логический элемент. В схеме введено еще одно ограничение: если СТ3 не успеет накопить достаточное для регулирования СТ4 число импульсов до формирования сигнала на выходе ОУТ, то показания счетчика СТ3 сбрасываются и отсчет начинается заново.

В заключение необходимо добавить, что именно накопитель СТ2, делитель и обратные связи (Reset на СТ3) обеспечивают точную настройку и формируют заданную целевую функцию.

На рис. 8 показана модифицированная схема Кессны–Леви. По сравнению с первоначальным вариантом схемы, приведенной в работе [3], появился новый блок — устройство перестроения параметров (УПП), который и осуществляет перестроение УУ в соответствии с целевой функцией.

Математическая модель схемы и расчет характеристик выполнены с помощью универсальной интегрированной СКМ МАТЛАБ 6.5, в частности системой визуального проектирования Simulink 5.0.

На рис. 9 приведена зависимость среднего значения $N_{\text{пер}}$ от ОСШ на входе системы. При этом размерность счетчика СТ2 равна 2 (считает до 4), а $k = 1$ (см. делитель, который соответствует сдвигу на один разряд вправо).

Параметры выбираются исходя из заданной целевой функции, т.е. при таких значениях параметров настройки размерность накопителя $N_{\text{пер}}$ изменяется оптимальным образом или наиболее близко к

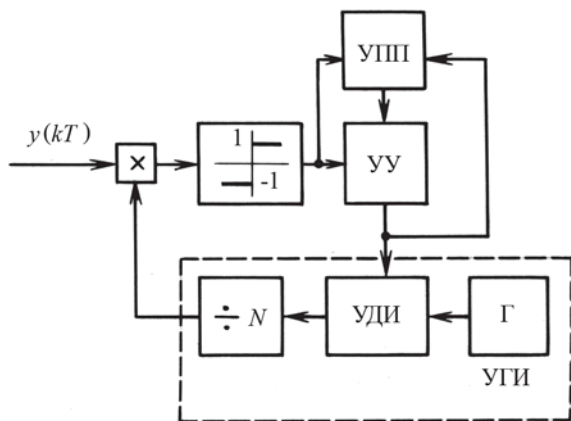


Рис. 8. Модифицированная схема Кессны–Леви с перестраивающимися параметрами

оптимальному. В данном случае можно применить разные методы для отыскания кривой, которая наиболее “похожа” на оптимальную.

Например, можно выбрать на оси q несколько точек q_i , определить требуемые значения F_i (см. рис. 3, б), затем в q_i по тем же $N_{\text{рег}}$, которые получились в схеме (см. рис. 9), найти соответствующие F_{c_i} (см. рис. 3, б), определить для каждой точки $\Delta F_i = F_{c_i} - F_i$, составить общее отклонение (неоптимальность) в виде СКО $\Delta F = \sqrt{\sum (\Delta F_i)^2}$. Затем найти ΔF для всех возможных значений размерностей счетчика СТ2 и делителя. Наименьшее значение ΔF соответствует оптимальной настройке.

В данном случае можно обойтись визуальным наблюдением.

Для наглядности на рис. 10 показана зависимость $N_{\text{рег}}$ от времени T , исчисляемого в периодах опорного сигнала, когда система находится в установившемся режиме. При этом ОСШ на входе $q = -10$ дБ.

Полоса захвата системы с постоянными параметрами. Пусть ЦСС делает подряд L шагов регулирования. Каждый шаг соответствует изменению фазы на $\Delta\theta = \frac{\pi}{N}$. Предположим, опорный сигнал отстает по фазе от входного сигнала, тогда за L шагов система произведет pL шагов вправо и qL шагов влево, где p – вероятность правильного регулирования, q – вероятность неправильного регулирования. Таким образом, $\overline{\Delta\theta_L} = \Delta\theta (pL - qL) = \frac{\pi L}{N} (p - q)$ – это среднее значение

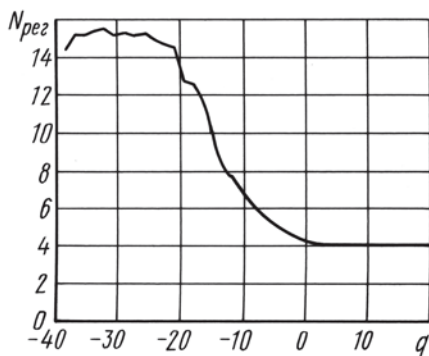


Рис. 9. Зависимость $N_{\text{рег}}$ от ОСШ q на входе системы

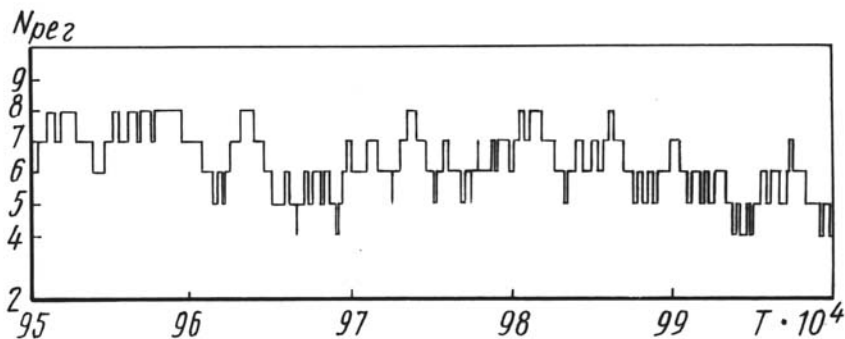


Рис. 10. Зависимость $N_{\text{рег}}$ от T при $q = -10$ дБ

коррекции фазы опорного сигнала за L шагов. Тогда за один шаг фазы в среднем изменится на $\overline{\Delta\theta_1} = \frac{\pi}{N} (p - q)$, причем это изменение произойдет за время $T_{\text{пер}}$. Поэтому $\overline{\Delta\omega} = \frac{\overline{\Delta\theta_1}}{T_{\text{пер}}} = \frac{\pi}{N} \frac{(p - q)}{T_{\text{пер}}}$ — это половина полосы захвата, т.е. если $\Delta\omega > \overline{\Delta\omega}$ (где $\Delta\omega = \omega_1 - \omega_0$), тогда захвата частоты (слежения за частотой) не произойдет. Отметим, что $\overline{\Delta\omega}$ зависит от ОСШ на входе и конструктивных параметров УУ. При $\text{ОСШ} \rightarrow \infty$ получается, что $p = 1, q = 1 - p = 0$, а $T_{\text{пер}} = T_0 N_{\text{пер}}$, и полоса захвата максимальна: $\overline{\Delta\omega} = \frac{\pi}{NT_0 N_{\text{пер}}}$. Действительно, чем меньше помех, тем лучше слежение и тем больше возможное изменение частоты входного сигнала, которое еще будет отслеживать ЦСС. Если же $\text{ОСШ} \rightarrow 0$, то $p \approx q$ (отсчеты БШ на входе), $T_{\text{пер}} = T_{\text{пер.max}} = \text{const}$, а $\overline{\Delta\omega} = \frac{\pi (p - q)}{NT_{\text{пер}}} \rightarrow 0$. Чем мощнее помеха, тем уже полоса захвата и меньше возможное изменение частоты входного сигнала, которое еще будет отслежено ЦСС.

Применение ЦСС с перестроением параметров. Как уже отмечалось ранее, в системе с перестроением в отличие от системы с постоянными параметрами изменяется размерность накопителя $N_{\text{пер}}$. Рассмотрим различные ситуации применения ЦСС.

Если ОСШ на входе заранее известно и не будет меняться, то системы поведут себя одинаково и, исходя только из конструктивных соображений, выгоднее применять систему с постоянным $N_{\text{пер}}$.

Если ОСШ на входе заранее не известно или может изменяться с течением времени, то возможны следующие нежелательные состояния в системе с постоянным $N_{\text{пер}}$.

Во-первых, если на входе $\text{ОСШ} \rightarrow \infty$, а $N_{\text{пер}}$ велико, то полоса захвата будет сильно занижена: $\overline{\Delta\omega} = \frac{\pi}{NT_0 N_{\text{пер}}}$, хотя даже если во-

обще исключить УУ из схемы, то $\overline{\sigma_e^2}$ не изменится, а полоса заметно расширится. В системе с переменным $N_{\text{пер}}$ такого не происходит, так как при $\text{ОСШ} \rightarrow \infty$ $N_{\text{пер}}$ уменьшается до разрешимой величины.

Во-вторых, если на входе $\text{ОСШ} \rightarrow 0$, а $N_{\text{пер}}$ мало, то полоса пропускания B будет сильно завышена $B \approx \pi\omega_k$ [6], где $\omega_k = \pi \frac{K_c K_d f_0}{N N_{\text{пер}}}$

(K_c — конструктивный коэффициент; K_d — коэффициент аппроксимации; f_0 — частота несущей). Как известно, для оценки σ_e^2 можно применить формулу $\sigma_e^2 = S(0)B$, где $S(0)$ — значение спектральной плотности мощности (СПМ) входного шума на нулевой частоте [7]. Получается, что при большом значении B система с постоянным $N_{\text{пер}}$ недостаточно фильтрует шум при большом значении $S(0)$. В системе

с переменным $N_{\text{рег}}$ подобного не происходит, потому что $N_{\text{рег}}$ увеличивается до разрешимой величины при увеличении $S(0)$.

Выводы. Из анализа статистических характеристик математической модели схемы Кессны–Леви с перестраиваемыми параметрами можно сделать вывод, что в условиях неопределенности ОСШ на входе она имеет преимущество по сравнению с системой с постоянными параметрами, заключающееся не только в формальном соответствии минимуму целевой функции, но и качественном изменении условий приема (полосы захвата и пропускания), обеспечивающем его оптимальность.

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.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2003.
4. Иванов А. А., Шахтарин Б. И. Сравнительный анализ цифровых систем синхронизации // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. “Приборостроение”. – 2007. – № 1. – С. 24–38.
5. Методические указания к выполнению лабораторных работ по курсу “Статистическая радиотехника” / Б.И. Шахтарин, В.Б. Стешенко, В.В. Сизых и др. – М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2003.
6. Накао М., Ямашита К. Comparative study of DPLL’s based on power density spectrum of phase error sequences // Electronics and communications in Japan, part 1, vol. 73, No. 6, 1990.
7. West R. E. Phase-locked loops. Design, simulation and application. – Oberwil, Best Engineering, 1998.

Статья поступила в редакцию 20.10.2006

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 statistical simulation of nonlinear control systems.