

УДК 681.511.4

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ СИСТЕМ ФАЗОВОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ

М.П. БАТУРА, А.П. КУЗНЕЦОВ, Л.Ю. ШИЛИН, Д.П. КУКИН

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь*

Поступила в редакцию 24 января 2014

Приведены результаты исследования различных вариантов реализации аппаратных и программных систем фазовой синхронизации, предложены возможные варианты построения обобщенных математических моделей многокольцевых систем, а также устройств с циклическим прерыванием режима автоподстройки. Предложен один из возможных алгоритмов функционирования программной системы фазовой синхронизации.

Ключевые слова: система фазовой синхронизации, многокольцевые системы, циклическое прерывание режима автоподстройки, программные системы.

Введение

Развитие современной радиотехники, устройств связи и управления, радиолокации и навигации, радио и информационно-измерительных комплексов невозможно представить без всестороннего применения систем фазовой синхронизации (СФС). СФС является основным техническим решением для радиочастотных и микроволновых систем. Устройства, основанные на применении принципа фазовой автоподстройки, применяются для восстановления несущей при спутниковой передаче сигнала, когерентной демодуляции аналоговых и цифровых сигналов с частотной и фазовой модуляцией, измерения частоты и фазы сигналов, слежения за несущими и поднесущими частотами принимаемых сигналов, синхронизации и демодуляции двоичных символов цифровой информации, синтеза сетки высокостабильных частот, стабилизации частот генераторов и пр.

В современной технике все большее применение находят СФС с элементами дискретизации [1–4]), что связано с общими тенденциями развития радиоэлектроники, совершенствованием элементной базы микроэлектроники, что позволяет использовать дискретные устройства в высокочастотных системах. Вопросы анализа и параметрического синтеза аналоговых и цифровых СФС подробно рассмотрены в значительном количестве работ авторского коллектива статьи [5–34]. Применение современных технологий и микропроцессорной техники в частности, позволяет значительно расширять область применения СФС, варьировать точность, быстродействие и надежность их работы, использовать сложные виды модуляции, создавать системы со сложными алгоритмами работы петли фазовой синхронизации и многокольцевой структурой. Многокольцевые импульсные системы фазовой синхронизации и многокольцевые импульсно-цифровые системы частотно-фазовой автоподстройки получили большую популярность в технике частотного синтеза. Добавление дополнительных связей между кольцами в многокольцевых СФС позволяет повышать быстродействие, расширять области устойчивости и синхронизма.

На современном этапе развития науки и техники все большее внимание привлекает идея разработки СФС с циклическим прерыванием режима автоподстройки [1, 2]. Подобные системы чрезвычайно эффективны при создании синтезаторов частоты, устройств многочастотного синтеза, систем обработки информации с временным разделением каналов, а

также систем, решающих задачу приема и обработки информации в условиях длительного пропадания входного сигнала. Такие устройства образуют класс цилиндрических дискретных систем с разрывным временем.

Принципы построения систем фазовой синхронизации

Широкая область применения СФС обуславливает разнообразие вариантов технической реализации рассматриваемого класса устройств [1–4]. В то же время универсальным остается принцип фазовой автоподстройки частоты: устройство эффективно отслеживает разность фаз входного и опорного сигналов, если разность фаз между входным и подстраиваемым сигналами системы постоянна, то СФС синхронизирована; если происходит изменение фазы (частоты) входного или подстраиваемого сигналов, то фазовый детектор формирует сигнал ошибки, пропорциональный величине и полярности изменения фазы, который вызовет изменение фазы (частоты) опорного сигнала, так что состояние синхронизации вновь восстанавливается. На вход системы синхронизации поступает аддитивная смесь $U_{вх}(t)$ сигнала $U_c [t, \varphi_c(t)]$ и помехи $U_n(t)$. Задачей СФС является, наилучшее по некоторому критерию, отслеживание параметра $\varphi_c(t)$, т. е. фазы входного сигнала, представляющего собой некоторую случайную функцию времени. Если все параметры сигнала $U_{вх}(t)$, кроме $\varphi_c(t)$, известны, а шум стационарен, то в наиболее общем случае структурная схема СФС будет иметь вид [1], приведенный на рис. 1.

Входной сигнал $U_{вх}(t)$, фаза которого подлежит отслеживанию, поступает на фазовый детектор (ФД), осуществляющий сравнение его фазы и фазы колебания формируемого объектом управления (ОУ), также поступающего на ФД по средствам обратной связи. В зависимости от результата сравнения, в соответствии с заданной детекторной характеристикой осуществляется формирование выходного сигнала ФД $U_{фд}(t)$. Сигнал, сформированный на выходе ФД и содержащий информацию о выявленном фазовом рассогласовании задающего и подстраиваемого колебаний, подается на вход устройства управления (УУ), осуществляющего формирование управляющего сигнала $U_{уу}(t)$ непосредственно воздействующего на ОУ с целью изменения характеристик формируемого им колебания. Выходным сигналом ОУ является периодическое колебание, представляющее собой результат отслеживания фазы входного сигнала, которое преобразуется к виду, позволяющему производить сравнение его фазы с фазой управляющего сигнала с целью выявления рассогласования [5–8].

В общем случае СФС является существенно нелинейной системой с множеством устойчивых состояний [7]. Внутренние процессы в устройстве зачастую характеризуются сложным, мало предсказуемым поведением при значительных расстройках по частоте. Основными динамическими характеристиками СФС являются параметры и области существования состояний равновесия и других установившихся режимов, области устойчивости и параметры переходных процессов. Построение областей устойчивости в разнообразных системах параметров устройства решает проблему надежности его функционирования, в то время как расчет параметров переходных процессов позволяет решить проблему быстродействия СФС.



Рис. 1. Структурная схема СФС

Многокольцевые системы фазовой синхронизации

Развитие современной цифровой техники привело к возникновению новых классов СФС к которым можно отнести комбинированные и связанные устройства, в состав которых

могут входить несколько колец фазовой автоподстройки частоты с перекрестными связями между ними, а также кольца слежения за различными параметрами входного сигнала. Многокольцевые СФС (МКСФС) находят все большее применение в современных синтезаторах частоты [9]. Введение дополнительных колец и перекрестных связей между ними позволяет улучшить качественные параметры устройства, прежде всего точность оценки отслеживаемого параметра по сравнению с однокольцевыми, а также повысить быстродействие, расширить область устойчивости и диапазон синтезируемых частот. МКСФС образуют класс устройств тороидального типа [10], особенностью которых является наличие нескольких периодов дискретизации.

Обобщенная структурная схема МКСФС с двумя внешними опорными колебаниями приведена на рис. 2. На рис обозначены $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ опорные сигналы первого и второго колец МКСФС, $U_{вых1}$ и $U_{вых2}$ выходные сигналы управляемых напряжением перестраиваемых генераторов.

Приведенная схема может быть использована при построении как импульсных, так и полностью цифровых СФС [1, 6, 11]. Авторами предлагается следующая структурная схема математической модели, соответствующей двухкольцевой СФС которая приведена на рис. 3.

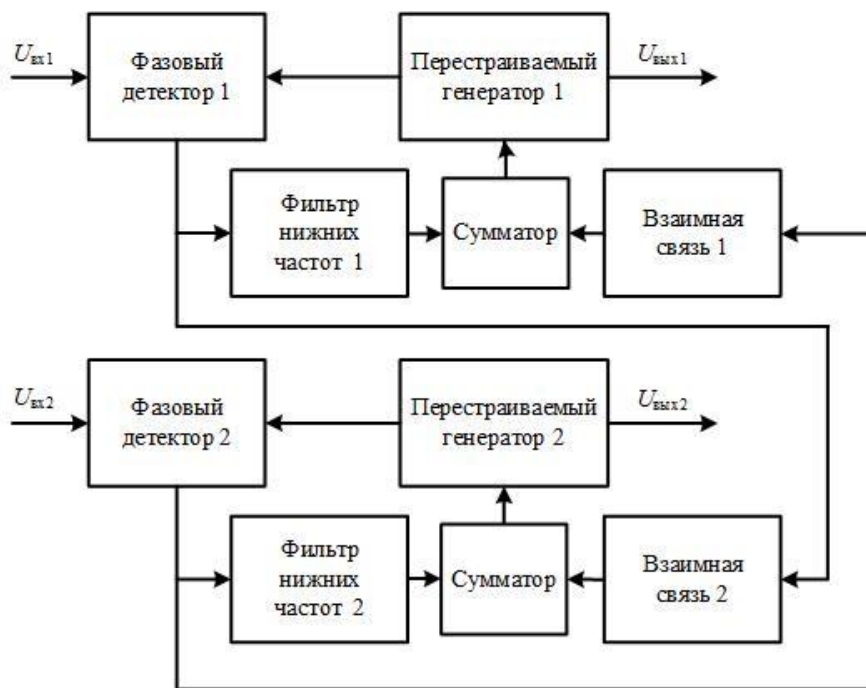


Рис. 2. Структурная схема МКСФС с двумя внешними опорными колебаниями

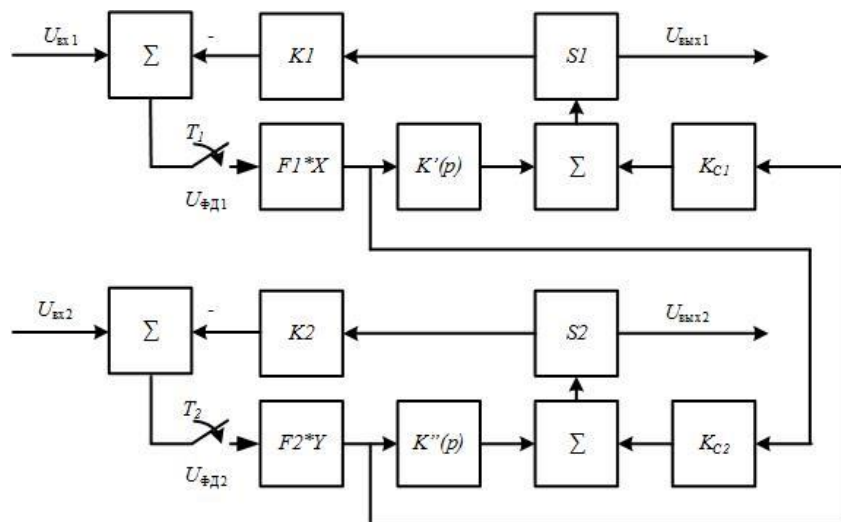


Рис. 3. Структурная схема математической модели МКСФС

В предложенной модели приняты постоянные периоды дискретизации колец СФС T_1 , T_2 , в качестве дополнительных связей взяты линейные элементы с коэффициентами передачи K_{C1} и K_{C2} . $U_{ФД1}$ и $U_{ФД2}$ разности фаз импульсных последовательностей на входах первого и второго фазовых детекторов. Перестраиваемые генераторы представлены их нелинейными характеристиками $S1$ и $S2$. Фильтры нижних частот моделируются передаточными характеристиками $K'(p)$ и $K''(p)$. $K1$ и $K2$ интеграторы с характеристикой $\frac{1}{p}$ в обеих петлях СФС. $F1$ и $F2$ являются нормированными характеристиками фазовых детекторов первого и второго колец, кроме того средствами указанных блоков в функциональную схему добавлены экстраполяторы с коэффициентами передачи $X = \frac{\delta_1 - 1}{\delta_1 \cdot p}$ и $Y = \frac{\delta_2 - 1}{\delta_2 \cdot p}$ (где $\delta_1 = e^{T_1 \cdot p}$ и $\delta_2 = e^{T_2 \cdot p}$) для первой и второй петли соответственно. Для описанной схемы получена следующая математическая модель:

$$\begin{cases} U_{ФД1\ m+1} = U_{ФД1\ m} + \alpha \cdot \{\vartheta_1 - F1(U_{ФД1\ m}) - K_{C1} \cdot \beta \cdot F2(U_{ФД2\ m})\} \\ U_{ФД2\ m+1} = U_{ФД2\ m} + \beta \cdot \{\vartheta_2 - F2(U_{ФД2\ m}) - K_{C2} \cdot \alpha \cdot F1(U_{ФД1\ m})\}' \end{cases}$$

где $\alpha = S1 \cdot \frac{k_{1m}}{k_p}$, $\beta = S2 \cdot \frac{k_{2m}}{k_p}$, k_{1m} и k_{2m} – максимальные кодовые последовательности на выходах первого и второго детекторов, k_p – код соответствующий разности фаз равной π , ϑ_1 и ϑ_2 – нормированные частотные расстройки первого и второго колец.

Системы фазовой синхронизации с циклическим прерыванием режима автоподстройки

Дискретные системы СФС с циклическим прерыванием режима автоподстройки (ДСФСЦП) находят все более широкое применение в радиотехнике из-за особенностей, связанных с применением режима прерывания, позволяющих одновременно генерировать несколько высокостабильных частот, а также строить устройства с пониженным энергопотреблением [10, 12]. Наиболее часто подобные системы используются в устройствах, допускающих паузы в передаваемом сообщении.

На рис. 4 приведена структурная схема ДСФСЦП. Делитель частоты 1 имеет фиксированный коэффициент, в тоже время делитель частоты 2 имеет переменный коэффициент деления. Предложенная на рисунке схема имеет два режима работы: режим подстройки частоты перестраиваемого под частоту опорного генератора и режим модуляции. Устройство управления осуществляет переключение между указанными режимами путем воздействия на электронный ключ. Моменты переключения определяются выявлением пауз во входной информационной последовательности, поступающей из источника модулирующего сигнала. Во время поступления информации осуществляется модуляция частоты перестраиваемого генератора сигналом модулирующего источника. Запоминающее устройство в этом режиме сохраняет напряжение подстройки. При возникновении паузы в информационной последовательности происходит смена режима работы путем замыкания ключа устройством управления. В режиме подстройки частоты устройство управления замыкает кольцо СФС и так как фаза сигнала имела случайное значение в результате модуляции частоты перестраиваемого генератора возникает переходный процесс характеризующий данный режим. С целью уменьшения отрицательного влияния этого явления в канале управления используется астатический фильтр [11, 13, 14], а также «привязка» по фазе к опорному напряжению путем предустановки обоих делителей сигналом с управляющего устройства. Эффективность предложенного метода ограничивается максимальной точностью привязки частоты, составляющей примерно 2π деленное на максимальный коэффициент делителей частоты. Другим вариантом привязки по фазе является применение дополнительного кольца фазовой синхронизации, включенного в цепь опорного генератора.

Структурная схема математической модели ДСФСЦП соответствующей приведенному на рисунке устройству показана на рис. 5. При построении математической модели принята линейная характеристика управления перестраиваемого генератора.

В данном случае, для построения модели взят пропорционально интегрирующий фильтр с характеристикой $\frac{1+m \cdot T \cdot p}{1+T \cdot p}$. Применение такого фильтра обусловлено тем, что он обеспечивает достаточные фильтрующие свойства при незначительном ухудшении устойчивости системы [11, 15, 16].

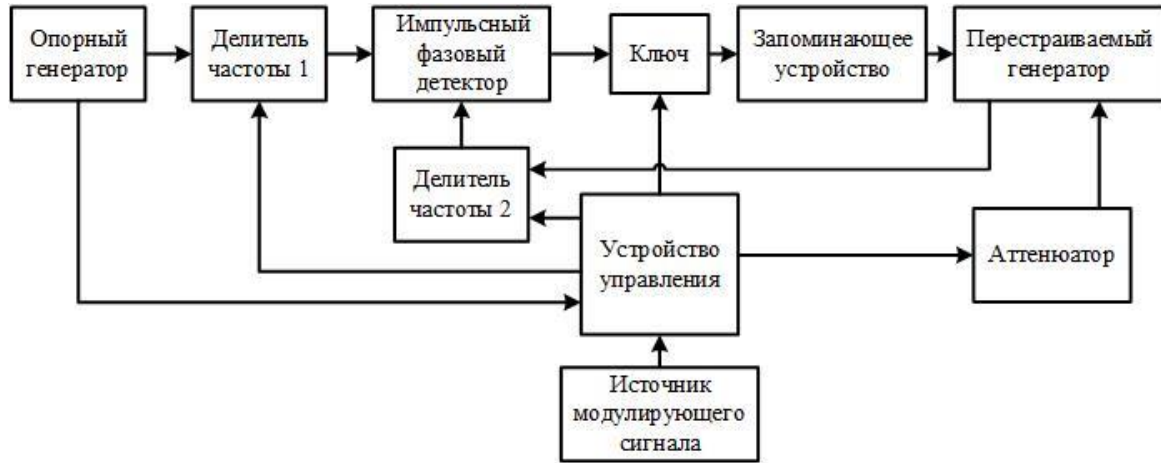


Рис. 4. Структурная схема ДСФСЦП

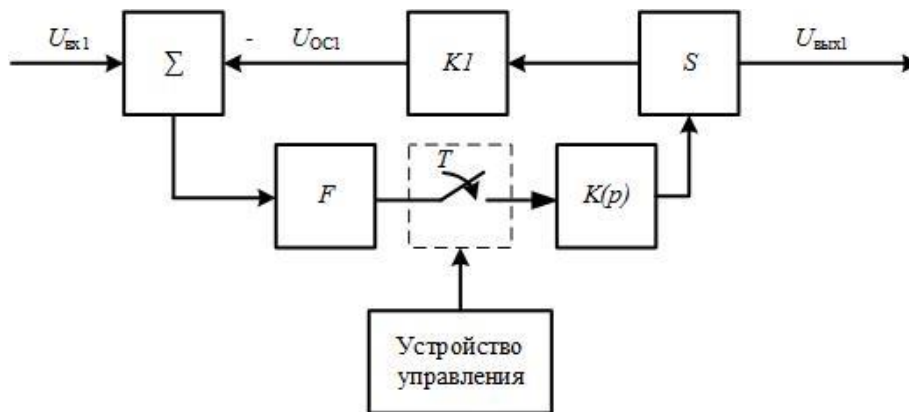


Рис. 5. Структурная схема математической модели ДСФСЦП

Для режима подстройки получена следующая система уравнений, описывающих поведение системы:

$$\begin{cases} U_{OC,i+1} = U_{OC,i} - \alpha \cdot F(U_{OC,i}) + U_{m,i}[z] \\ U_{m,i+1}[z] = d \cdot U_{n,i}[z] - \beta \cdot F(U_{OC,i}) + g' \end{cases}$$

$$0 \leq i < k.$$

В то же время в режиме модуляции уравнения будут иметь следующий вид:

$$\begin{cases} U_{OC,i+1} = U_{OC,i} - \alpha \cdot F(U_{OC,k-1}) + U_{m,i}[z], \\ U_{m,i+1}[z] = d \cdot U_{n,i}[z] - \beta \cdot F(U_{OC,k-1}) + g, \end{cases}$$

$$k \leq i < k + l.$$

Здесь k – длительность режима подстройки частоты, l – длительность режима модуляции, m – номер итерации, которые в данном случае обозначают циклы функционирования устройства, $U_{n,i}[z]$ – частотная расстойка, возникающая из-за дискретности системы, g – обобщенный параметр.

Программные системы фазовой синхронизации

В последние годы все большей популярностью пользуется идея реализации СФС средствами программного обеспечения. Очевидно, что данный вариант реализации является актуальным для случая, когда необходимые алгоритмы функционирования выполняются достаточно быстро на аппаратной платформе, используемой для запуска программы. Программные СФС (ПСФС) обеспечивают значительно больший спектр возможностей, чем аппаратные варианты реализации, благодаря тому, что программными методами можно имитировать как аналоговые, так и цифровые системы, а также реализовывать функции и алгоритмы недоступные для аппаратных устройств [25]. Любую аналоговую, цифровую, или аналогово-цифровую СФС можно реализовать программными методами, поэтому количество разнообразных вариантов реализации и алгоритмов функционирования ПСФС чрезвычайно велико. В настоящей статье мы рассмотрим некоторые из них. Авторами предлагается структурная схема ПСФС, имитирующей аналоговое устройство, приведенная на рис. 6.



Рис. 6. Структурная схема ПСФС

Входным сигналом устройства является произвольный аналоговый сигнал U_1 , который оцифровывается с частотой f_d , в результате чего формируется кодовая последовательность, где T – период дискретизации, n – натуральное число. Все функциональные блоки работают синхронно, с частотой f_d . В предложенной схеме цифровой умножитель используется в качестве фазового детектора, на его выходе формируется сигнал $U_3(n)$. На выходе цифрового фильтра формируется сигнал управления $U_4(n)$. В качестве объекта управления в данном случае выступает генератор с цифровым управлением, формирующий прямоугольные импульсы $U_2(n)$. Выходной сигнал умножителя можно определить следующей формулой:

$$U_3(n) = K_d \cdot U_1(n) \cdot U_2(n),$$

где K_d – коэффициент усиления фазового детектора. Определив $U_3(n)$, появляется возможность экстраполировать значение $U_2(n + 1)$.

Авторами предложен алгоритм функционирования ПСФС, который приведен на рис. 7. При запуске инициализируются исходные данные, после чего программа закичивается пока не произойдет отключение системы. Предложенный алгоритм предполагает, что синхронизирующий сигнал периодически генерирует прерывание с частотой f_d . Когда происходит прерывание запускается расчет внутренних переменных системы: он начинается с приема входного сигнала U_1 ; далее вычисляются выходные сигналы блоков, соответствующие рис. 1; после этого происходит расчет выходного сигнала устройства U_2 ; затем происходит процесс обновления внутренних переменных U_3 , U_4 и U_2 .

Алгоритм работы цифрового фильтра можно представить следующим выражением:

$$U_4(n) = -a_1 \cdot U_4(n - 1) + b_0 \cdot U_3(n) + b_1 \cdot U_3(n - 1),$$

где a_1, b_0, b_1 – коэффициенты фильтра.

В данном случае взята рекурсия цифрового фильтра первого порядка. Цифровой фильтр описывается следующей функцией:

$$F(z) = \frac{U_4(z)}{U_3(z)}.$$

Частота дискретизации f_d для предложенного алгоритма программы ПСФС должна по крайней мере в 4 раза превышать опорную частоту, для того чтобы избежать наложения спектров сигналов.

В том случае, когда U_1 является двоичным сигналом, эффективнее использовать полностью цифровую ПСФС. В результате принцип работы системы модернизируется путем внедрения фазового детектора и фильтра пассивной задержки. Структурная схема ПСФС будет иметь вид, приведенный на рис. 8.

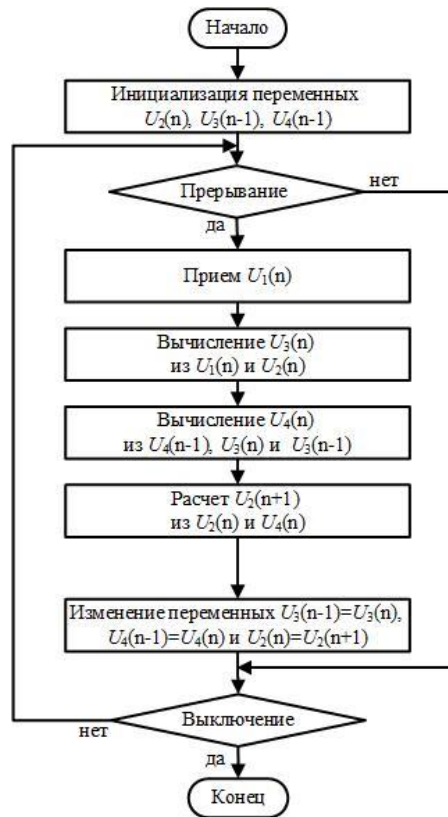


Рис. 7. Алгоритм функционирования ПСФС

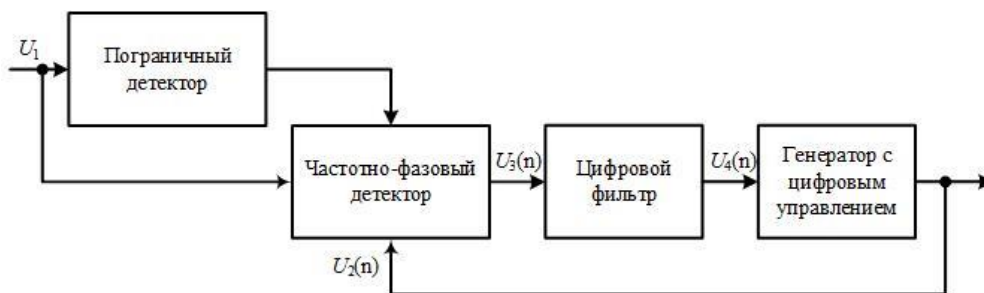


Рис. 8. Структурная схема цифровой ПСФС

В данном случае цифровой фильтр должен работать как фильтр пассивной задержки. Единственным физически существующим сигналом в данном случае является входной сигнал U_1 представляющий собой прямоугольный сигнал. На выходе схемы также прямоугольные импульсы U_2 .

Очевидно, что все аппаратные цифровые СФС могут быть полностью заменены ПСФС. Каждая ЦСФС функционирует с применением одного или нескольких тактовых импульсов, на каждом такте выполняется определенное количество арифметико-логических операций. В предложенной схеме ПСФС эти тактовые сигналы заменяются запросами на прерывание, а процедуры обработки прерывания выполняют операции, инициируемые тактовым генератором. Исходя из теоремы Котельникова, алгоритм программы СФС должен выполняться как минимум два раза за каждый период входного сигнала. Например, если входной сигнал представляет собой колебания в пределах 100 кГц, то алгоритм должен выполняться 200000 раз

за секунду в наиболее благоприятном случае, позволяющем потратить не более 5 мкс на одну итерацию алгоритма. В настоящее время работа на столь высоких частотах достижима только для наиболее мощных микроконтроллеров. Большинство аппаратных ЦСФС используют тактовые сигналы, частота которых является средним значением рабочей частоты, следовательно, их реализация программным путем ограничивается низкочастотной областью. Верхний предел области частот применения ПСФС может быть расширен при использовании более мощной аппаратной платформы.

Заключение

Рассмотрены общие принципы построения систем фазовой синхронизации. Кроме того, особое внимание уделено построению многокольцевых систем, устройств с циклическим прерыванием режима автоподстройки, а также освещена возможность программной реализации систем с фазовой автоподстройкой частоты. Приведены наиболее обобщенные методы моделирования описанных классов устройств. Предложенные методы математического описания могут быть использованы для построения моделей высокой сложности с разнообразными нелинейными характеристиками. Проанализирована возможность применения программных систем фазовой синхронизации, а также преимущества различных вариантов аппаратной реализации.

PRINCIPLES OF PHASE-LOCKED LOOPS MATHEMATICAL MODELS CONSTRUCTION

M.P. BATURA, A.P. KUZNETSOV, L.Yu. SHILIN, D.P. KUKIN

Abstract

The results of various embodiments study of the hardware and software phase-locked loops, suggesting possible variants of generalized mathematical models of the multi-systems as well as devices with a cyclic interrupt mode-locked are presented. One of the possible algorithms of phase-locked loops software functioning is offered.

Список литературы

1. Батура М.П. Дискретные системы с фазовым управлением / Под ред. А.П. Кузнецова. Минск, 2002.
2. Кузнецов А.П., Батура М.П., Шилин Л.Ю. Анализ и параметрический синтез импульсных систем с фазовым управлением. Минск, 1993.
3. Шилин Д.Л., Шилин Л.Ю. // Докл. БГУИР. 2008. № 1 (6). С. 22–29.
4. Кукин Д.П., Дерюшев А.А. // Изв. Белор. инж. акад. 2005. № 2 (20)/1. С. 108–111.
5. Шилин Л.Ю., Шилин Д.Л. // 54th Internationales Wissenschaftliches Kolloquium Ilmenau University of Technology. 7–11 September 2009. P. 13–16.
6. Кузнецов А.П., Шилин Л.Ю., Горошко В.И. // Автоматика и вычислительная техника. 1981. Вып. 11. С. 14–18.
7. Кузнецов А.П., Бусько В.Л., Ганьшин Д.А. // Изв. Белор. инж. акад. 2001. № 1 (11)/1. С. 71–72.
8. Кукин Д.П., Дерюшев А.А. // Изв. Белор. инж. акад. 2004. № 1 (17)/2. С. 96–99.
9. Кузнецов А.П., Бусько В.Л., Капанов Н.А. // Изв. Белор. инж. акад. 2001. № 1 (11)/1. С. 73–74.
10. Шилин Л.Ю., Олиферович Д.С., Шилин Д.Л. // Докл. БГУИР. 2007. Т. 5, № 4. С. 79–85.
11. Дерюшев А.А., Батюков С.В., Кукин Д.П. // Изв. Белор. инж. акад. 2004. № 1 (17)/2. С. 64–72.
12. Шилин Д.Л., Петровский И.И., Шилин Л.Ю. // 54th Internationales Wissenschaftliches Kolloquium Ilmenau University of Technology. 07 – 11 September 2009. P. 28–31.
13. Алькатауна Х.А., Капанов Н.А., Кузнецов А.П. // Докл. БГУИР. 2007. № 1(17). С. 23–29.
14. Дерюшев А.А., Шилин Л.Ю. // Изв. высш. учебн. заведений и энерг. объединений СНГ. 2002. №4. С. 34–39.
15. Шилин Д.Л., Шилин Л.Ю. // Докл. БГУИР. 2008. № 1. С. 22–28.
16. Батура М.П., Кузнецов А.П., Капанов Н.А. // Докл. БГУИР. 2003. № 1 (1). С. 28–32.
17. Батура М.П., Птичкин В.А. // Докл. НАН Беларуси. 2003. Т. 47, № 2. С. 54–57.
18. Ганьшин Д.А., Капанов Н.А., Кузнецов А.П. // Изв. Белор. инж. акад. 2002. № 1 (13). С. 37–41.
19. Перепечко В.К., Свито И.Л., Кузнецов А.П. // Автоматика и вычислительная техника. 1985. Вып. 14. С. 32–34.

20. Марков А.В., Алькатауна Х.А., Кузнецов А.П. // Вест. ГГУ им. П.О. Сухого. 2007. №3. С. 91–99.
21. Шилин Л.Ю., Дерюшев А.А. // Изв. Белор. инж. акад. 2002. № 1 (13)/2. С. 241–243.
22. Шилин Л.Ю., Еремеев Г.В., Кузнецов А.П. // Автоматика и вычислительная техника. 1990. Вып. 19. С. 23–28.
23. Шилин Л.Ю., Кукин Д.П. // Докл. БГУИР. 2005. № 4 (12). С. 41–47.
24. Олиферович Д.С., Шилин Д.Л., Шилин Л.Ю. // Докл. БГУИР. 2007. № 4. С. 79–84.
25. Шилин Л.Ю., Еремеев Г.В., Кузнецов А.П. // Автоматика и вычислительная техника. 1991. Вып. 20. С. 47–52.
26. Батура М.П. // Изв. Белор. инж. акад. 2002. № 1 (13). С. 33–37.
27. Шилин Д.Л., Шилин Л.Ю. // Докл. БГУИР. 2009. № 8 (46). С. 40–44.
28. Свито И.Л., Шилин Л.Ю., Кузнецов А.П. // Радиотехника. 1984. № 6.
29. Батура М.П. Анализ статистических характеристик дискретных систем с фазовым управлением. Минск, 1999.
30. Яковлева Н., Кукин Д.П. // Инж. вестник. 2006. № 1 (21)/3. С. 24–27.
31. Олиферович Д.С., Кукин Д.П., Мигутский П.А. // Инж. вестник. 2006. № 1 (21)/2. С. 75–77.
32. Кукин Д.П. // Официальный бюллетень: изобретения, полезные модели, промышленные образцы. 2010. № 5 (76). С. 139.
33. Кукин Д.П. Пригара В.Н. // Докл. БГУИР. 2012. № 5 (67). С. 122–128
34. Шилин Д.Л. Пучинец В.В. // Докл. БГУИР. 2013. № 4 (74). С. 29–32.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



Батура Михаил Павлович (1950 г.р.), д.т.н., профессор. В 1975 г. окончил МРТИ. В 1984 г. защитил кандидатскую, в 2003 г. – докторскую диссертацию. С 2000 г. занимает должность ректора БГУИР. С 2003 г. – главный редактор научно-технического журнала «Доклады БГУИР». Является автором более 100 научных работ, в том числе 3 монографий, учебника, 4 учебных пособий, имеет авторские свидетельства на изобретения. Награжден нагрудным знаком «Выдатнік адукацыі Рэспублікі Беларусь» (2000), медалью «За трудовые заслуги» (2005). В 2011 г. присвоено почетное звание «Заслуженный работник образования Республики Беларусь».



Кузнецов Александр Петрович (1951 г.р.), д.т.н., профессор. В 1973 г. окончил МРТИ. В 1977 г. защитил кандидатскую, в 1992 г. – докторскую диссертацию. С 2004 г. занимает должность проректора по учебной работе БГУИР. Автор и соавтор более 150 научных работ, среди которых 1 монография, 1 учебник и 2 учебных пособия с грифом Министерства образования Республики Беларусь. Заместитель главного редактора научно-технического журнала «Доклады БГУИР». Под его руководством защищены 2 докторские и 5 кандидатских диссертаций.



Шилин Леонид Юрьевич (1952 г.р.), д.т.н., профессор. В 1977 году окончил МРТИ. В 1983 г. защитил кандидатскую, в 1996 г. – докторскую диссертацию. С 2010 г. является деканом факультета информационных технологий и управления БГУИР. Под его руководством на кафедре ТОЭ создан комплекс обучающих программ, позволяющих генерировать индивидуальные задания по всем курсам кафедры, а также выполняются дипломные проекты, которые находят применение в учебном процессе и научно-руководительских работах кафедры.



Кукин Дмитрий Петрович (1980 г.р.). В 2003 г. окончил БГУИР. В 2010 г. защитил кандидатскую диссертацию на тему «Анализ и параметрический синтез цифровых устройств фазовой синхронизации» в результате чего была присуждена ученая степень кандидата технических наук. С 2013 г. является заведующим кафедрой Вычислительных методов и программирования. Автор и соавтор 28 работ, в том числе 18 тезисов конференций, 8 статей, 1 патента, 1 депонированной работы.