

Системы синхронизации псевдослучайных последовательностей в измерительной аппаратуре логического функционального контроля цифровых каналов связи

В.В. Акулов

ОАО «ФНПЦ «НИИПИ «Кварц» им. А.П. Горшкова»
603950, Российская Федерация, г. Нижний Новгород
пр. Гагарина, 176

Проведен анализ работы системы синхронизации псевдослучайных последовательностей в системе контроля ошибок в цифровых каналах связи при отсутствии шума. Даны принципы анализа систем синхронизации суммы псевдослучайных последовательностей и рекомендации по сокращению времени входа в синхронизм.

Ключевые слова: система синхронизации, псевдослучайная последовательность, коэффициент ошибок, цифровой канал связи.

Введение

Основными требованиями, предъявляемыми к современным системам радиосвязи и радионавигации, являются высокая надежность и качество передачи информации. Обеспечение этих требований возможно при постоянном и объективном контроле параметров и характеристик качества цифровых каналов связи (ЦКС) на различных этапах разработки, производства и эксплуатации. ЦКС являются неотъемлемой частью всех систем связи, где применяется модуляция несущих электромагнитных колебаний цифровым (двоичным) дискретным сигналом (цифровые спутниковые, волоконно-оптические и другие системы связи). Создание эффективных систем контроля качества ЦКС включает в себя решение ряда измерительных задач: генерирования цифровых тестовых сигналов, имитирующих информационные сигналы; формирования радиосигналов с различными видами модуляции и манипуляции; формирования помех; преобразования сигнала с промежуточной частотой в рабочий диапазон частот и обратно; анализа радиосигналов, демодуляции сигналов; анализа тестовых сигналов (выделения ошибок; подсчета количества, коэффициента ($K_{ош}$) и одномерной функции распределения ошибок; многомерных функций распределения вероятностей и условных вероятностей ошибок; блоковых ошибок, измерения джиттера); диагностирования и са-

модиагностирования как систем связи, так и систем их контроля.

При решении измерительных задач логического функционального контроля (ЛФК) для обнаружения в ЦКС ошибок используются два основных подхода: передача через ЦКС тестовой последовательности и выделение ошибок путем сравнения ее на приемном конце с такой же по кодовому рисунку менее зашумленной, или не зашумленной совсем последовательности эталонного генератора или выделение ошибок, возникших в ЦКС за счет использования избыточного кодирования в передаваемых рабочих сигналах.

Необходимым условием реализации обоих подходов для решения измерительных задач является фазовая, тактовая и цикловая синхронизация ведущего и эталонного генераторов теста на передающем и приемном концах системы цифровой связи для обеспечения возможности сравнения одинаковых участков принятой из ЦКС и эталонной последовательностей в первом подходе и входной и исправляющей, корректирующей принятой из ЦКС, последовательностей – во втором. Все основные характеристики измерительной аппаратуры контроля ЦКС: тактовая рабочая частота, диапазон измерения $K_{ош}$, время готовности режима измерения $K_{ош}$ (время цикловой синхронизации), точность и помехоустойчивость – во многом определяются применяемой системой синхронизации (СС)

(тактовой и цикловой) тестовой или кодовой последовательностей.

Существенный прогресс в развитии измерительной аппаратуры (ИА) контроля ЦКС связан с результатами теоретического исследования и практического применения в качестве тестовых псевдослучайных последовательностей (ПСП). Полезные свойства ПСП – сложность сигналов, близость их к случайной реально передаваемой информации, но с эталонными, точно повторяемыми характеристиками в сочетании с простотой реализации и другие, описанные в работах А.И. Алексеева, Л.Е. Варакина, А. Гилла, Г.И. Тузова и др. [1–3], – сделали их наиболее предпочтительными для применения в качестве измерительных сигналов в аппаратуре контроля ЦКС, в том числе международных, например, по рекомендациям МККТТ 0.151-0.153. Однако, несмотря на большое число публикаций по теории и практике ПСП, недостаточно изучены возможности их применения при ЛФК ЦКС.

Методы и устройства фазовой автоподстройки частоты и тактовой синхронизации, пригодные для применения и в ЛФК, всесторонне исследованы в работах отечественных и зарубежных ученых В.Н. Белых, Л.Н. Белюстиной, В.Е. Бухвинера, М.В. Капранова, А.А. Каяцкас, В.А. Левина, В. Линдсей, А.А. Ляховкина, В.В. Шахгильдяна и др. [4–9; 30–32]. Поэтому в дальнейшем предполагается, что фазовая и тактовая синхронизация выполняются каким-либо известным методом.

Проведенные исследования позволили получить новые математические модели СС, на основе которых возможно построение методов синхронизации сложных аналоговых сигналов, но указанные модели трудно адаптировать для решения практических задач контроля ЦКС. Для решения задач ЛФК оказалась более пригодной математическая модель процесса синхронизации в сети связанных генераторов ПСП [10], которая основана на моделях одиночного и связанных (клеточных) генераторов ПСП (Н. Цирлер, Л.Е. Варакин, А. Гилл, Р.Г. Фараджев и др.) [2; 3] и при большом периоде ПСП и сравнительно малом времени входа в синхронизм в определенном смысле похожа на модель стохастической синхронизации, но ввиду конечности периода ПСП по сути является моделью цикловой синхронизации.

В системах слежения за задержкой сигнала цикловая синхронизация заключается в оценке

задержки принимаемого сигнала относительно эталонного, вырабатываемого на приемной стороне, с точностью до некоторого заданного периода, а в системах цифровой связи – в определении границ блоков корректирующего кода (М.И. Колтунов, В.И. Коржик, П.А. Котов, Л.С. Левин, В.В. Лосев, Е.М. Мартынов, М.А. Плоткин, В.М. Саух, Дж.Дж. Стиффлер, А.А. Харкевич и др.) [6–14].

Первая группа методов цикловой синхронизации сложных тестовых сигналов заключается в вычислении взаимной корреляционной функции принимаемого по каналу связи и эталонного сигналов и определении точки максимума, соответствующей временному положению принятого сигнала (труды Л.Е. Варакина, В.А. Котельникова, Л.М. Финка и других) [2; 15; 16]. При этом в существующих способах обработки шумоподобных сигналов, использующих многоканальные анализаторы на корреляторах, время поиска сигнала является наименьшим, однако их реализация связана с существенными техническими затратами. Появившиеся недавно методы, основанные на представлении псевдослучайной последовательности цепями Маркова с несколькими равновероятными состояниями [17] и несколько уменьшающие требования к объему аппаратурных затрат, не обеспечивают требуемой оперативности анализа и его точности, так как не учитывают в полной мере существующие внутрикомбинационные зависимости символов принимаемых ПСП.

Вторая группа методов цикловой синхронизации (по информационной совокупности, полихотомическая, использующая ускоренное векторно-матричное умножение) учитывает определенные закономерности в структуре сигнала. Наиболее предпочтительным из указанных методов для применения в ИА в силу простоты реализации и малом времени входа в синхронизм при малом уровне шума является метод синхронизации сигналов со структурой ПСП максимальной длины. При этом достаточно эффективным является субоптимальный рекуррентный алгоритм многомерной нелинейной дискретной калмановской фильтрации произвольных ПСП на основе их представления и оценивания в виде временных многомерных нелинейных конечноразностных структур [18].

Однако рассмотренные в литературе и указанные выше математические модели ввиду их сложности и вероятностного подхода к оценке

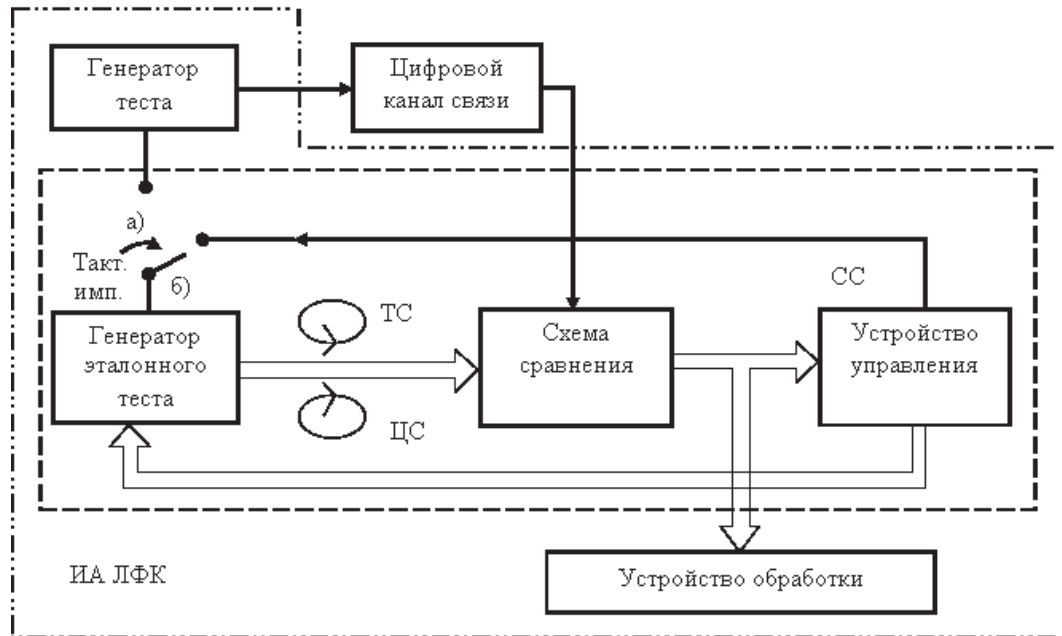


Рис. 1. Типовая структурная схема ИА ЛФК ЦКС при анализе: а) ошибок с опорным тактовым сигналом (измерение по шлейфу); б) без опорного тактового сигнала (измерение по направлению)

параметров СС не позволяли определить условия синхронизации связанных генераторов ПСП, установить требуемые соотношения между их параметрами, структурой взаимных связей и начальными состояниями, время входа системы в синхронизм, оценить время готовности системы контроля на основе СС для измерения коэффициента ошибок произвольного уровня. Отсутствие анализа указанных условий и оценок препятствовало получению более высоких, чем достигнутый уровень (ГК5-83, анализатор каналов связи 835 (Россия); РР-4, РР-5 (Германия); НР-3763А (США) и др., ПИКО-У, ИКО-1 [19], приборы контроля параметров цифровых сетей связи [20], тестеры цифровых потоков Е1 в ЦКС [21], ВЕРТ-анализаторы [22]), требуемых технических характеристик промышленной ИА контроля ЦКС по времени входа в синхронизм (менее 10^2 тактовых периодов), диапазону измеряемых значений коэффициента ошибок (более 0,1), точности и функциональным возможностям. В связи с этим задача анализа динамики СС ПСП с учетом влияния шума в измерительной аппаратуре ЛФК ЦКС является актуальной.

1. Постановка задачи

На основании анализа рассмотренных в литературе существующих методов и средств контроля ЦКС введем типовую (рис. 1) и упрощенную структурные схемы измерительной аппаратуры ЛФК каналов связи. Приведем типовые

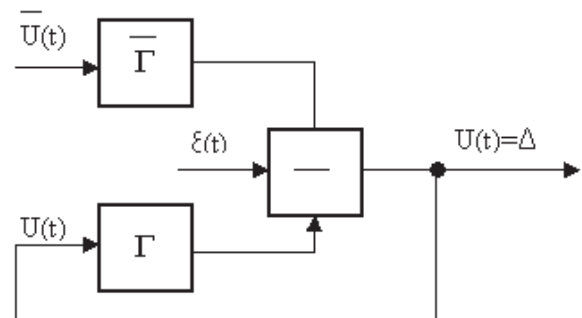
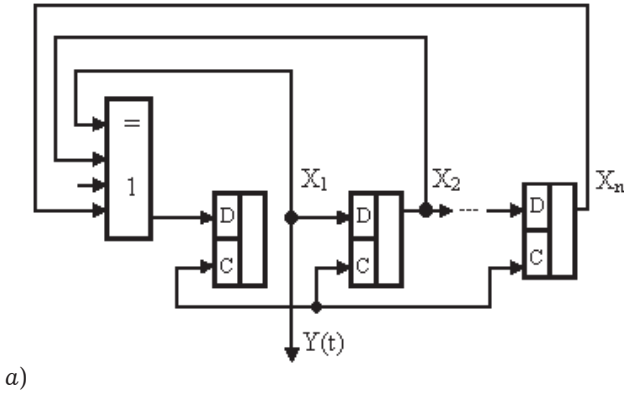
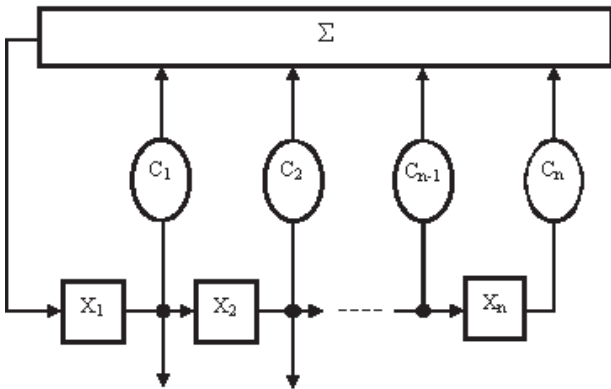


Рис. 2. Система синхронизации генераторов ПСП $\bar{\Gamma}$ и Γ

характеристики и параметры СС. Время входа в синхронизм детекторов ошибок в аппаратуре контроля ЦКС наиболее часто использующих метод синхронизации ПСП по информационной совокупности составляет $2n-3n$ тактовых периодов, где n – число разрядов регистров сдвига генераторов ПСП [23–27]. Указанные недостатки препятствовали разработке промышленной ИА с уменьшенным на порядок временем готовности режима измерения $K_{ош}$, измеряемым $K_{ош}$ произвольного уровня, расширенными функциональными возможностями и вызывали необходимость создания достаточно простой и удобной для анализа с учетом ошибок, порождаемых шумом, но адекватной реальным дискретным системам математической модели, позволяющей найти новые подходы к проектированию измерительных приборов контроля ЦКС, что определило цели и задачи проведенных исследований. Актуальна постановка задачи исследования СС на базе ПСП МД-теста, исходя



а)



б)

Рис. 3. Принципиальная (а) и упрощенная (б) схемы генераторов ПСП

из обеспечения полноты контроля ЦКС [28–34]. При этом СС можно представить в виде схемы (рис. 2), а принципиальную и упрощенную схему генераторов ПСП, выполненных на задержках из D-триггеров, и структурную схему СС на основе связанных генераторов ПСП в виде схем, приведенных на рис. 3 и 4 соответственно. При этом будет обоснована адекватность и наглядность векторно-матричного описания СС как динамической системы на основе разностных уравнений в GF(2).

Введя векторные обозначения \bar{X} , и $X(t)$ для состояний упомянутых генераторов в момент времени t , мы получим удобное для последующего анализа уравнение общей динамической системы, состоящей из 2 генераторов [28]:

$$\begin{pmatrix} \bar{X}(t+1) \\ X(t+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{A} & 0 \\ K & \tilde{A} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \bar{X}(t) \\ X(t) \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где

$$\bar{A} = \begin{pmatrix} \bar{C}_1 \bar{C}_2 \dots \bar{C}_{n-1} \bar{C}_n \\ 10 \dots 00 \\ 01 \dots 00 \\ \dots \\ 00 \dots 10 \end{pmatrix};$$

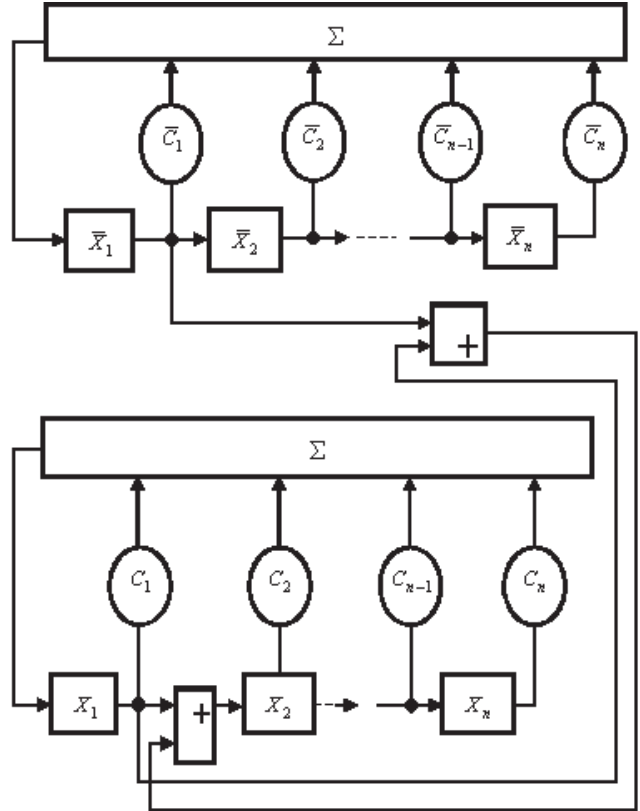


Рис. 4. Упрощенная структурная схема СС на базе ПСП МД-теста: $\bar{X}_i, \bar{C}_j \in \{0, 1\}$; $i, j = 1, n$; $X_v, C_\mu \in \{0, 1\}$; $v, \mu = 1, n$

$$K = \begin{pmatrix} 00 \dots 00 \\ 10 \dots 00 \\ 00 \dots 00 \\ \dots \\ 00 \dots 00 \end{pmatrix}; \quad (2)$$

$$\tilde{A} = \begin{pmatrix} C_1 C_2 \dots C_{n-1} C_n \\ 00 \dots 00 \\ 01 \dots 00 \\ \dots \\ 00 \dots 10 \end{pmatrix};$$

$K + \tilde{A} = A$. При этом уравнение (1) далее охватывает самый общий случай, описывает и генераторы (матрицы \bar{A} и \tilde{A}), и связи между ними (матрица K), а не только рассмотренную систему.

2. Анализ работы системы синхронизации

В [28] выполнен анализ предложенной математической модели СС двух связанных генераторов ПСП в форме разностных уравнений в GF(2) методами теории динамических систем. Однако его надо дополнить анализом СС суммы ПСП, времени входа в синхронизм и при-

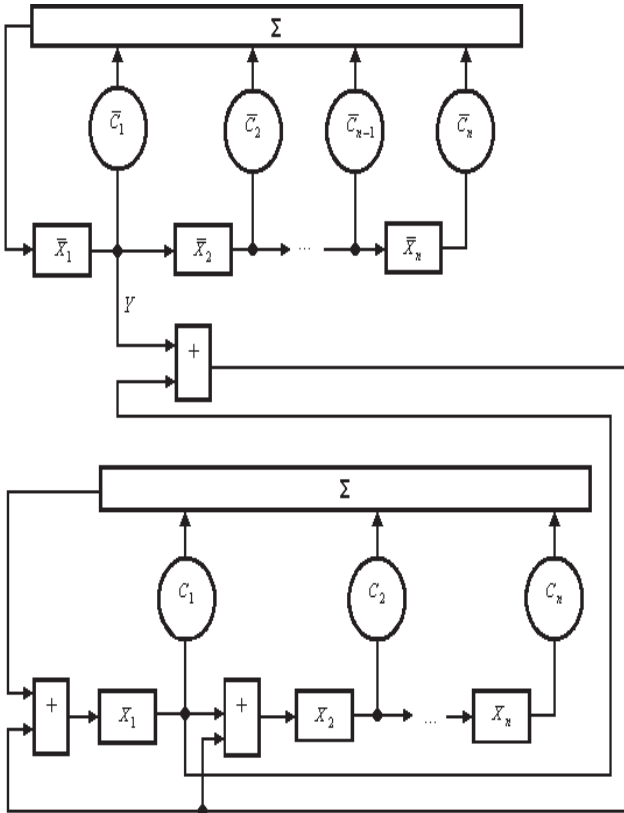


Рис. 5. Система синхронизации генераторов ПСП при векторе обратных связей $C = (1, C_2, \dots, C_n)$

мерами СС-генераторов ПСП (рис. 4) с состояниями $\bar{X}(t) = (\bar{X}_1, \bar{X}_2, \dots, \bar{X}_n)^T$, $X(t) = (X_1, X_2, \dots, X_n)^T$ и векторами обратных связей $\bar{C} = (\bar{C}_1, \bar{C}_2, \dots, \bar{C}_n)$, $C = (C_1, C_2, \dots, C_n)$ соответственно без учета воздействия шума описывается уравнениями динамики в матричной форме:

$$\begin{pmatrix} \bar{X}(t+1) \\ X(t+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{A}L \\ K\tilde{A} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \bar{X}(t) \\ X(t) \end{pmatrix}, \tag{3}$$

где, например, для схемы СС, приведенной на рис. 4, \bar{A} , K , \tilde{A} , L определяются выражениями (2):

$$K + \tilde{A} = A, \quad L = 0,$$

$$\bar{X}_i, X_v, \bar{C}_j, C_s \in GF(2);$$

$$i, j, v, s = \overline{1, n}, \quad t \in Z = \{0, 1, 2, \dots\}.$$

Синхронизация генераторов ПСП в системе определяется как процесс установления и поддержания одинаковых состояний генераторов (равенства $\bar{X}(t) = X(t)$ в каждом такте работы СС, начиная с некоторого $t = t_c$. Из уравнений динамики (3) и определения процесса синхронизации СС получены условия синхронизации:

$$(\bar{A}^t - K_t) \cdot \bar{X}(0) = \tilde{A}^t X(0),$$

где

$$K_t = K\bar{A}^{\overline{t-1}} + \tilde{A}K_{t-1}. \tag{4}$$

3. Примеры работы систем синхронизации

СС, синхронизирующиеся при векторах обратных связей генераторов с $C_1 = 0$, представлены на рис. 4. СС, синхронизирующаяся при векторе обратных связей $C = (1, C_2, \dots, C_n)$, представлена на рис. 5. По сравнению с системой, представленной на рис. 4, эта система отличается наличием перед триггером X_1 дополнительного сумматора, на второй вход которого подается сигнал ошибки. Он необходим, так как при ошибочном состоянии триггера X_1 ошибка через связь $C_1 = 1$ попадает на общий сумматор и значение X_1 в следующий момент времени тоже будет ошибочным.

Эта система описывается системой уравнений (1), где

$$\tilde{A} = \begin{pmatrix} 0C_2C_3\dots C_{n-1}C_n \\ 000\dots 00 \\ 010\dots 00 \\ \dots\dots\dots \\ 000\dots 10 \end{pmatrix}; \tag{5}$$

$$K = \begin{pmatrix} 100\dots 00 \\ 100\dots 00 \\ 000\dots 00 \\ \dots\dots\dots \\ 000\dots 00 \end{pmatrix}.$$

Из анализа работы СС, представленных на рис. 4 и 5, можно сделать следующие выводы:

1. При $t \in [0; n - 1]$ синхронизация возможна при $\bar{X}(0) = X(0)$, так как оба генератора стартуют из одного и того же состояния.

2. При $t \geq n$ поведение СС зависит от наличия или отсутствия связи C_1 . При $C_1 = 0$ система, приведенная на рис. 4, входит в синхронизм, а при $C_1 = 1$ она не работает, но синхронизируется система, приведенная на рис. 5.

3. Системы, приведенные на рис. 4 и 5, являются «неуниверсальными»: при $C_1 = 0$ первая синхронизируется, а вторая нет, при $C_1 = 1$ – наоборот.

4. Система при $\bar{A} = A$ синхронизируется независимо от длины последовательности, будь то ПСП максимальной длины или просто ПСП.

Универсальные СС

С учетом выводов предыдущего раздела можно попытаться получить универсальную систему, синхронизирующую оба рассмотренных класса генераторов ПСП (с $C_1 = 0$ и $C_1 = 1$), независимо от вида вектора обратной связи. Систе-

Таблица

K_t	\bar{A}^t	\tilde{A}^t	K_t	\bar{A}^t	\tilde{A}^t
Пример 1			Пример 2		
0011	0011	0000	0000	0011	0011
0000 + 1000 = 1000			0000 + 1000 = 1000		
0000	0100	0100	0000	0100	0100
0000	1010	1010	0001	0101	0100
1110	1110		0001	0001	
0011 + 0011 = $\tilde{A}^2 \neq 0$			0000 + 0011 = $\tilde{A}^2 \neq 0$		
0000	1000		0000	1000	
0011	0111		0101	1101	
1111	1111		0101	0101	
1110 + 1110 = $\tilde{A}^3 \neq 0$			0001 + 0001 = $\tilde{A}^3 \neq 0$		
0011	0011		0000	0011	
1110	0110		1101	1110	

K_t	\bar{A}^t	\tilde{A}^t	K_t	\bar{A}^t	\tilde{A}^t
Пример 1			Пример 2		
0101	0101		1101	1101	
1111 + 1111 = $\tilde{A}^4 = 0$			0101 + 0101 = $\tilde{A}^4 = 0$		
1110	1110		0001	0001	
1100	1100		1111	1111	
0010	0010		1110	1110	
0101 + 0101 = $\tilde{A}^5 = 0$			1101 + 1101 = $\tilde{A}^5 = 0$		
1111	1111		0101	0101	
1011	1011		1010	1010	
0100	0100		1111	1111	
0010 + 0010 = $\tilde{A}^6 = 0$			1110 + 1110 = $\tilde{A}^6 = 0$		
0101	0101		1101	1101	
1101	1101		0111	0111	

ма, которая будет удовлетворять этим условиям, может иметь следующие матрицы:

$$\tilde{A} = \begin{pmatrix} 000\dots 00 \\ 100\dots 00 \\ 010\dots 00 \\ \dots\dots\dots \\ 000\dots 10 \end{pmatrix},$$

$$K = \begin{pmatrix} \bar{C}_1 \bar{C}_2 \bar{C}_3 \dots \bar{C}_n \\ 000\dots 0 \\ 000\dots 0 \\ \dots\dots\dots \\ 000\dots 0 \end{pmatrix},$$

$$\bar{A} = \begin{pmatrix} \bar{C}_1 \bar{C}_2 \dots \bar{C}_n \\ 10\dots 0 \\ 01\dots 0 \\ \dots\dots\dots \\ 00\dots 0 \end{pmatrix}.$$

Работа такой системы представлена схемой рис. 6. В момент времени $t = 1, 2, 3$ работа системы зависит от начальных условий $\bar{X}(0)$ и $X(0)$. Начиная с $t = 4$ в уравнении (4) матрицы $(\bar{A}^t - K_t)$ и \tilde{A}^t становятся нулевыми, и уравнение решается независимо от начальных условий и вида вектора обратной связи.

Таким образом, система, приведенная на рис. 6, является универсальной по отношению к вектору C , так как входит в синхронизм в момент времени $t = n$ при любых значениях компонентов вектора C .

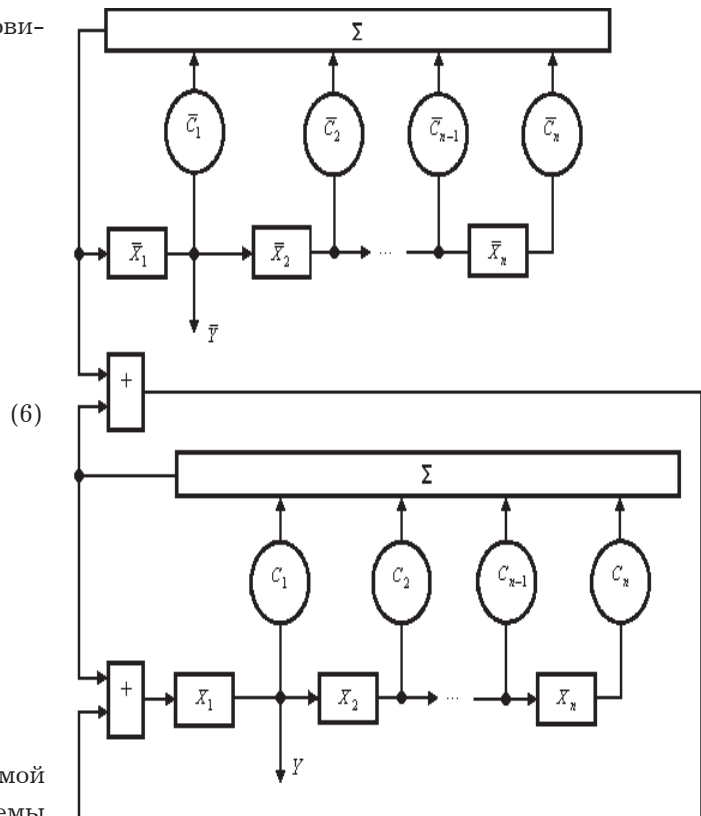


Рис. 6. Универсальная система синхронизации ГПСП

Справедливость условия синхронизации при переходе в другую систему координат.

Примерами 1, 2 в таблице проиллюстрирована синхронизация двух генераторов ПСП после их модификации путем перехода в новую систему координат с помощью преобразования $X = T \cdot V$, где T – матрица преобразования, а V – вектор внутренних состояний в новой системе. Матрица T взята в виде

$$\begin{pmatrix} 0011 \\ 1000 \\ 0100 \\ 0010 \end{pmatrix},$$

при этом исходная матрица \bar{A} равна

$$\begin{pmatrix} 0111 \\ 1000 \\ 0100 \\ 0010 \end{pmatrix} \text{ и } \begin{pmatrix} 1001 \\ 1000 \\ 0100 \\ 0010 \end{pmatrix}$$

соответственно.

4. Анализ условия синхронизации в общем случае. Теоретическая оценка времени входа системы в синхронизм

Рассмотренные примеры делают наглядным анализ соотношения (4) в общем случае ($n \neq 4$).

При $A \neq \bar{A}$ синхронизация будет отсутствовать. Из вида матрицы \tilde{A} для систем, приведенных на рис. 4 и 5, следует, что при $t > n - 1$

$$\tilde{A}^t = \begin{pmatrix} a_{1,t} a_{2,t} \dots a_{n,t} \\ 00\dots 0 \\ \dots \\ 00\dots 0 \end{pmatrix}, \quad (7)$$

где

$$a_{1,t} = C_1^t;$$

$$a_{p,t} = C_1^{t-(n-1)} \sum_{i=p-1}^{n-1} C_1^{n-i+p-3} C_{i+1},$$

$$t \geq n - 1; \quad p = \overline{2, n}.$$

Ввиду того, что в матрице $\tilde{A} C = 0$, то $\tilde{A}^t \equiv [0]$ при $t > n - 1$.

Из вида матрицы \tilde{A} для системы, приведенной на рис. 6, $\tilde{A}^t \equiv [0]$, $t > n - 1$. Для этих условий выражение (4) примет вид $\bar{A}^t = K_t$. При $t = t_c = n$ это соотношение выполняется.

Покажем, что оно выполняется для всех $t \geq t_c$ при $A = \bar{A}$. Воспользуемся выражением (4) в рекуррентной форме:

$$K_{t+1} = K\bar{A}^t + AK_t.$$

Пусть $t = t_c = n$, тогда $K_{t_c} = \bar{A}^{t_c}$,

$$K_{t_c+1} = K\bar{A}^{t_c} + A\bar{A}^{t_c} = (K + A)\bar{A}^{t_c} = \bar{A}\bar{A}^{t_c} = \bar{A}^{t_c+1}.$$

Аналогично, для любого целого $\mu > 1$ получаем $K_{t_c+\mu} = \bar{A}^{t_c+\mu}$, что и требовалось доказать.

Рассмотрим случай, когда $A \neq \bar{A}$. В момент времени $t = t_c$ $K_{t_c} = \bar{A}^{t_c}$, тогда при $t = t_c + 1$

$$K_{t_c+1} = K\bar{A}^{t_c} + A\bar{A}^{t_c} = (K + A)\bar{A}^{t_c} = A\bar{A}^{t_c} \neq \bar{A}^{t_c+1},$$

следовательно, синхронизация в этом случае невозможна.

Таким образом, результаты проведенного анализа и примеры работы рассмотренных СС генераторов ПСП позволяют сделать следующие выводы [28]:

1. Условия синхронизации определяются выражением (4) и зависят от значений начальных условий $\bar{X}(0)$, $X(0)$ и матриц \bar{A} и $A = (K + \tilde{A})$.

2. Синхронизация генераторов возможна только в случае, когда матрицы A и \bar{A} , описывающие эти генераторы, совпадают.

3. Начальные состояния генераторов имеют значение только на первых $(n - 1)$ тактах работы системы. В случае когда матрица \tilde{A}^t при $t = t_c = n$ обращается в нулевую, синхронизация возможна при любых начальных условиях, а в случае, когда матрица \tilde{A}^t при $t > n$ не обращается в нулевую, синхронизация возможна только при совпадении начальных условий $\bar{X}(0)$ и $X(0)$.

4. Число тактов для вхождения в синхронизм, когда он возможен при любых начальных условиях, соответствует размерности пространства состояний генераторов и равно числу триггеров n в регистре сдвига. При больших значениях n время вхождения в синхронизм много меньше периода ПСП максимальной длины $2^n - 1$.

Сделанные выводы справедливы при переходе к описанию генераторов в другой системе координат путем преобразования исходных матриц матрицей преобразования.

В зависимости от конкретной цели можно применять СС, требующую или не требующую наличия коэффициента обратной связи и соответствующий выбранной системе вид матрицы A канонической формы (и всех соответствующих ей других форм) записи.

5. Условие синхронизации при $L_t \neq 0$

В предыдущих разделах 2, 3 в уравнениях (1) и (3) матрица L , описывающая влияние второго (ведомого) генератора с состоянием $X(t)$ на первый (ведущий) генератор с состоянием $\bar{X}(t)$, полагалась равной 0. Рассмотрим случай, когда в уравнении (3) $L \neq 0$. В этом случае уравнение (1) примет вид уравнения (3).

Путем итерации из уравнения (3) находим связь состояния динамической системы (ДС) в момент времени $t > 0$ с ее начальным состоянием, при этом, согласно [29], выражение этой связи для случая двух связанных генераторов будет иметь вид:

$$\begin{pmatrix} \bar{X}(t) \\ X(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_t^{(1)} L_t^{(12)} \\ K_t^{(21)} A_t^{(2)} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \bar{X}(0) \\ X(0) \end{pmatrix}, \quad (8)$$

где $\bar{X}(t)$, $X(t)$ – состояния связанных между собой генераторов; $t = 0, 1, 2, 3, \dots$ – дискретное время; A_t^i ($i = 1, 2$) – «измененные» в силу наличия взаимных связей $K_t^{(21)}$ и $L_t^{(12)}$ степени матриц $(A^{(i)})^t$ несвязанных генераторов (т. е. $A^{(1)} = \bar{A}$, $A^{(2)} = A$).

Из уравнения (8) получаем:

$$\bar{X}(t) = A_t^{(1)} \bar{X}(0) + L_t^{(12)} X(0),$$

$$X(t) = K_t^{(21)} \bar{X}(0) + A_t^{(2)} X(0).$$

Тогда, считая, что в момент времени $t = t_c$ произошла синхронизация, для всех моментов времени $t \geq t_c$ должно быть: $\bar{X}(t) = X(t)$, т. е.

$$(A_t^{(1)} - K_t^{(21)}) \bar{X}(0) = (A_t^{(2)} - L_t^{(12)}) X(0). \quad (9)$$

Выражение (9) является условием синхронизации при матрице $L \neq 0$ ($L_t \neq 0$).

Синхронизация генераторов при $t \geq t_c$, где t_c – время входа в синхронизм, произойдет независимо от значений начальных условий $\bar{X}(0)$ и $X(0)$ при обращении в матричные нули матриц

$$A_t^{(1)} - K_t^{(21)} \equiv 0, \quad A_t^{(2)} - L_t^{(12)} \equiv 0. \quad (10)$$

6. СС суммы двух и более ПСП

Под суммой двух и более ПСП будем понимать вектор, который описывает выходные сигналы полной ДС и компоненты которого представляют собой сумму соответствующих компонент векторов выходных сигналов каждого из входящих в ДС генераторов ПСП. Сумма ПСП поступает на передающем конце в канал связи и на приемном конце принимается некоторым генератором ПСП, который имеет такой же период ПСП, что и принимаемая сумма ПСП, и который должен засинхронизироваться по кодовому рисунку с принимаемой ПСП.

Идея анализа такой СС состоит в следующем. ДС из совокупности генераторов ПСП необходимо заменить на эквивалентный одиночный генератор ПСП, записав уравнения динамики полной ДС в канонической форме и тем самым обозначив основные характеристические матрицы эквивалентного генератора. После этого на основе результатов анализа СС двух генераторов определяется структура (характеристические матрицы) свободного генератора на приемном конце (синхронизируемого), которая должна совпадать со структурой свободного ведущего

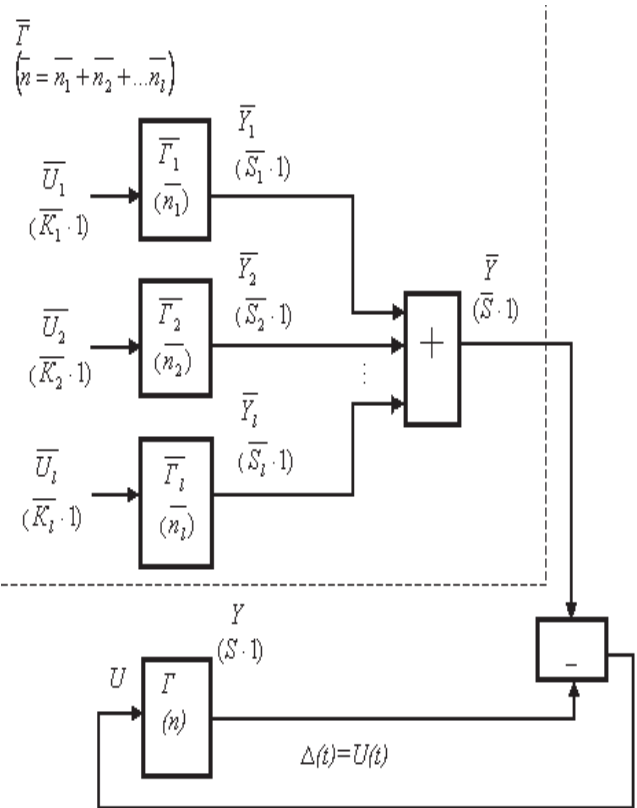


Рис. 7. СС суммы двух и более ПСП

эквивалентного генератора на передающем конце. После этого определяется схема синхронизации (универсальная, неуниверсальная) и вид связи (матрица K , описывающая влияние эквивалентного генератора на синхронизируемый), затем можно записать условие синхронизации. Таким образом, результатом анализа будут выражения для основных характеристических матриц A, B, C, D канонической формы записи уравнений для эквивалентного генератора через характеристические матрицы каждого из генераторов, входящих в ДС, и выражение для условия синхронизации.

СС суммы двух и более ПСП приведена на рис. 7. Рассмотрим сначала случай СС суммы двух генераторов ПСП (ГПСП) ($l = 2$). Будем считать, что размерность векторов выходных сигналов $\bar{S}_1 = \bar{S}_2 = \bar{S} = S$.

Уравнения динамики генераторов с переменными и операциями, определенными в дискретных полях Галуа, будут следующие:

Для $\bar{\Gamma}_1$:

$$\begin{aligned} \bar{X}_1(t+1) &= \bar{A}_1 \bar{X}_1(t) + \bar{B}_1 \bar{U}_1(t) \\ & \quad (\bar{n}_1 \cdot 1) \quad (\bar{n}_1 \cdot \bar{n}_1)(\bar{n}_1 \cdot 1) \quad (\bar{n}_1 \cdot \bar{k}_1)(\bar{k}_1 \cdot 1) \\ \bar{Y}_1(t) &= \bar{C}_1 \bar{X}_1(t) + \bar{D}_1 \bar{U}_1(t) \\ & \quad (\bar{S}_1 \cdot \bar{n}_1)(\bar{n}_1 \cdot 1) \quad (\bar{S}_1 \cdot \bar{k}_1)(\bar{k}_1 \cdot 1) \end{aligned} \quad (11)$$

Для $\bar{\Gamma}_2$:

$$\begin{aligned} \bar{X}_2(t+1) &= \bar{A}_2 \bar{X}_2(t) + \bar{B}_2 \bar{U}_2(t), \\ & \quad (\bar{n}_2 \cdot 1) \quad (\bar{n}_2 \cdot \bar{n}_2)(\bar{n}_2 \cdot 1) \quad (\bar{n}_2 \cdot \bar{k}_2)(\bar{k}_2 \cdot 1) \\ \bar{Y}_2(t) &= \bar{C}_2 \bar{X}_2(t) + \bar{D}_2 \bar{U}_2(t). \\ & \quad (\bar{s}_2 \cdot 1) \quad (\bar{s}_2 \cdot \bar{n}_2)(\bar{n}_2 \cdot 1) \quad (\bar{s}_2 \cdot \bar{k}_2)(\bar{k}_2 \cdot 1) \end{aligned} \tag{12}$$

Для эквивалентного генератора суммы ПСП $\bar{\Gamma}$:

$$\begin{aligned} \bar{X}(t+1) &= \bar{A}\bar{X}(t) + \bar{B}\bar{U}(t), \\ & \quad (\bar{n} \cdot 1) \quad (\bar{n} \cdot \bar{n})(\bar{n} \cdot 1) \quad (\bar{n} \cdot \bar{k})(\bar{k} \cdot 1) \\ \bar{Y}(t) &= \bar{C}\bar{X}(t) + \bar{D}\bar{U}(t). \\ & \quad (\bar{s} \cdot 1) \quad (\bar{s} \cdot \bar{n})(\bar{n} \cdot 1) \quad (\bar{s} \cdot \bar{k})(\bar{k} \cdot 1) \end{aligned} \tag{13}$$

Для синхронизируемого генератора Γ :

$$\begin{aligned} X(t+1) &= AX(t) + BU(t), \\ & \quad (n \cdot 1) \quad (n \cdot n)(n \cdot 1) \quad (n \cdot k)(k \cdot 1) \\ Y(t) &= CX(t) + DU(t). \\ & \quad (s \cdot 1) \quad (s \cdot n)(n \cdot 1) \quad (s \cdot k)(k \cdot 1) \end{aligned} \tag{14}$$

Будем считать

$$\bar{U}_1 = \bar{U}_2 = \bar{U} = 0;$$

$$\bar{X}(t) = \begin{pmatrix} \bar{X}_1(t) \\ \bar{X}_2(t) \end{pmatrix}.$$

Необходимо найти \bar{A} и \bar{C} .

Из (11), (12) находим:

$$\begin{aligned} \bar{X}(t+1) &= \begin{pmatrix} \bar{X}_1(t+1) \\ \bar{X}_2(t+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \bar{A}_1 \bar{X}_1(t) \\ \bar{A}_2 \bar{X}_2(t) \end{pmatrix} = \\ & \quad (\bar{n}_1 \cdot \bar{n}_1)(\bar{n}_1 \cdot \bar{n}_2) \\ &= \begin{pmatrix} \bar{A}_1 0 \\ 0 \bar{A}_2 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \bar{X}_1(t) \\ \bar{X}_2(t) \end{pmatrix} = \bar{A}\bar{X}(t), \end{aligned}$$

откуда

$$\bar{A} = \begin{pmatrix} \bar{A}_1 \cdot 0 \\ 0 \cdot \bar{A}_2 \end{pmatrix}. \tag{15}$$

$(\bar{n}_2 \cdot \bar{n}_1)(\bar{n}_2 \cdot \bar{n}_2)$

Из (13)

$$\begin{aligned} \bar{Y}(t) &= \bar{Y}_1(t) + \bar{Y}_2(t) = \bar{C}_1 \bar{X}_1(t) + \bar{C}_2 \bar{X}_2(t) = \\ & \quad (\bar{s} \cdot t) \quad (\bar{s}_1 \cdot 1) \quad (\bar{s}_2 \cdot 1) \quad (\bar{s}_1 \cdot \bar{n}_1)(\bar{n}_1 \cdot 1) \quad (\bar{s}_2 \cdot \bar{n}_2)(\bar{n}_2 \cdot 1) \\ &= (\bar{C}_1, \quad \bar{C}_2), \\ & \quad (\bar{s} \cdot \bar{n}_1) \quad (\bar{s} \cdot \bar{n}_1) \end{aligned}$$

$$\begin{pmatrix} \bar{X}_1(t) \\ \bar{X}_2(t) \end{pmatrix} = \bar{C}\bar{X}(t),$$

$$\bar{C} = (\bar{C}_1, \quad \bar{C}_2) \tag{16}$$

$(\bar{s} \cdot \bar{n}_1)(\bar{s} \cdot \bar{n}_2)$

Аналогичные рассуждения для случая $l > 2$ приводят к выражениям:

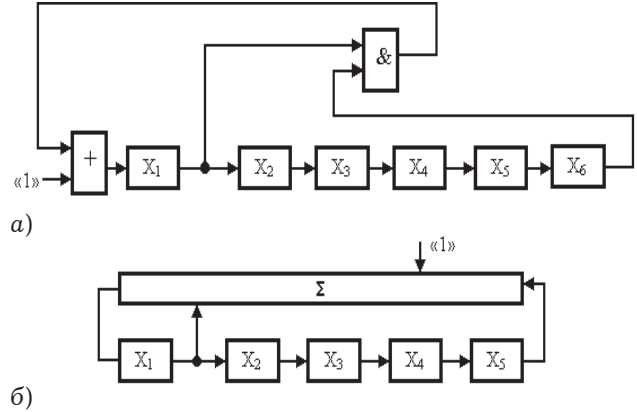


Рис. 8. Идентификация последовательности суммы ПСП эквивалентным порождающим генератором 6-го порядка (а) в примере 1 и генератором 5-го порядка (б) в примере 2

$$\bar{A} = \begin{pmatrix} \bar{A}_1 0 \dots 0 \\ 0 \bar{A}_2 \dots 0 \\ \dots \dots \dots \\ 0 0, \dots, \bar{A}_l \end{pmatrix}; \tag{17}$$

$$\bar{C} = (\bar{C}_1, \bar{C}_2, \dots, \bar{C}_l).$$

На практике, однако, бывает достаточно сложно определить эквивалентный одиночный генератор, порождающий сумму ПСП даже очень простых генераторов. Поясним это на двух примерах.

Пример 1. Пусть $l = 2$, $\bar{n}_1 = \bar{n}_2 = 3$, $\bar{C}_1 = \bar{C}_2 = (100)$, а вектора обратных связей генераторов $\bar{C}_1 = (011)$ и $\bar{C}_2 = (101)$. Последовательность суммы ПСП генератора, стартующих из начальных состояний $\bar{X}_1(0) = (111)^T$, имеет вид: 101011010101101010110101010110101011010101101010110101011010101101010. Такая последовательность идентифицируется программной системой [29] как последовательность, порождаемая генератором 6-го порядка с нелинейностью в цепи обратной связи, представленным на рис. 8, а.

Пример 2. Для $l = 2$, $\bar{n}_1 = \bar{n}_2 = 3$, $\bar{C}_1 = \bar{C}_2 = (100)$, векторов обратных связей генераторов $\bar{C}_1 = (011)$ и $\bar{C}_2 = (001)$ и тех же начальных состояний генераторов, что и в предыдущем примере, последовательность суммы ПСП генераторов имеет вид: 101100111011110000010101100111011110000010101011001110111100000101011. Данная последовательность идентифицируется программной системой [29] как последовательность, порождаемая генератором 5-го порядка на рис. 8, б.

7. Сокращение времени входа СС в синхронизм

Анализируя схемы на рис. 4–6, из простых физических соображений можно наметить не-

которые пути совершенствования (изменения) схем, способствующие сокращению времени входа в синхронизм, если это позволяют условия работы канала связи и нет ограничений на сложность выполнения схем. В указанных схемах сигнал ошибки поступает через сумматор по модулю два на один разряд регистра сдвига (РС) синхронизируемого генератора. Поэтому после включения синхронизируемого генератора должно пройти n тактовых периодов (n – длина РС), чтобы весь РС заполнился правильной информацией. Если допустить, что канал связи позволяет передавать одновременно все n компонент вектора состояния ведущего генератора, то, сравнивая их с соответствующими компонентами вектора состояний синхронизируемого генератора и подавая покомпонентные сигналы ошибок на соответствующие сумматоры для коррекции ошибочных входных сигналов на каждый следующий разряд РС, можно получить правильное заполнение РС уже через один тактовый период после включения (случай «параллельной» синхронизации). Этот результат можно подтвердить теоретически, используя результаты предыдущего анализа.

8. Синтез синхронизирующихся СС

Синтез синхронизирующихся СС основан на результатах теоретического анализа СС. Из результатов теоретического анализа следует, что для синхронизации генераторов необходимо, чтобы основные характеристические матрицы \bar{A} и A свободных генераторов совпадали и выполнялись условия синхронизации, определенные выражениями (4), (9). Таким образом, после выбора структуры генераторов и вида их связи друг с другом необходима проверка условий синхронизации путем теоретического расчета матриц $A_t^{(1)} - K_t^{(21)}$, $A_t^{(2)} - L_t^{(12)}$.

Заключение

1. Предложена математическая модель СС двух связанных генераторов ПСП в измерительной аппаратуре ЛФК ЦКС в форме разностных уравнений динамики с параметрами, переменными и операциями, определенными для дискретных двоичных сигналов (полей Галуа), которая является основой качественного и количественного описания поведения связанных генераторов в фазовом пространстве и определения точностных характеристик системы.

2. Определены условия, устанавливающие необходимые для синхронизации систем связанных генераторов ПСП соотношения между их параметрами, структурой взаимных связей и начальными состояниями, которые определяются выражениями (4), (9) и зависят от значений начальных условий и матриц в указанных выражениях.

3. Получены численные значения времени входа системы в синхронизм при выполнении условий синхронизации в зависимости от начальных состояний и оценка максимального времени входа в синхронизм независимо от начальных состояний. Начальные состояния генераторов имеют значение только на первых $(n - 1)$ тактах работы системы. В случае когда матрица \dot{A}^t при $t = t_c = n$ обращается в нулевую, синхронизация возможна при любых начальных условиях, а в случае когда указанная матрица при $t > n$ обращается в нулевую, синхронизация возможна только при совпадении начальных условий $\bar{X}(0)$ и $X(0)$.

Число тактов для вхождения в синхронизм, когда он возможен при любых начальных условиях, соответствует размерности пространства состояний генераторов и равно числу триггеров n в регистре сдвига. При больших n время вхождения в синхронизм много меньше периода ПСП максимальной длины $2^n - 1$.

4. Сделанные выводы справедливы при переходе к описанию генераторов в другой системе координат.

5. В зависимости от конкретной цели можно применять СС, «чувствующую» или «нечувствующую» вид вектора обратной связи.

Список литературы

1. Теория и применение псевдослучайных сигналов / А.И. Алексеев [и др.]. М.: Наука, 1969. 367 с.
2. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
3. Гилл А. Введение в теорию конечных автоматов. М.: Мир, 1965.
4. Бухвинер В.Е. Оценка качества радиосвязи. М.: Связь, 1974. 225 с.
5. Пономаренко В.П. Исследование модели корреляционно-экстремальной системы слежения за задержкой шумового сигнала // Известия АН СССР: Техническая кибернетика. 1980. № 5. С. 177–184.
6. Харкевич А.А. Борьба с помехами. М.: Наука, 1965. 276 с.

7. Колтунов М.Н., Коновалов Г.В., Лангуров З.И. Синхронизация по циклам в цифровых системах связи. М.: Связь, 1980. 152 с.
8. Стиффлер Дж.Дж. Теория синхронной связи / пер. с англ. под ред. Э.М. Габидиллина. М.: Связь, 1975. 488 с.
9. Левин Л.С., Плоткин М.А. Основы построения цифровых систем передачи. М.: Связь, 1975. 174 с.
10. Кирьянов К.Г. Взаимовлияние, навязывание периода и синхронизация кодовых рисунков в связанных ПСП – генераторах // Тезисы докладов Межреспубликанской конференции «Анализ сигналов и их спектров в радиоизмерениях». Н. Новгород, 1992. С. 32–33.
11. Котов П.А. Повышение достоверности передачи цифровой информации. М.: Связь, 1966. 184 с.
12. Саух В.М. Тенденции развития методов и средств автоматизации контроля и исследований дискретных каналов связи. Аналитический обзор. М.: ЦООНТИ «ЭКОС», 1989. 43 с.
13. Лосев В.В., Бродская Е.Б., Коржик В.И. Поиск и декодирование сложных дискретных сигналов. М.: Радио и связь, 1988. 225 с.
14. Мартынов Е.М. Синхронизация в системах передачи дискретных сообщений. М.: Связь, 1972. 216 с.
15. Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости. М.: Госэнергоиздат, 1956. 152 с.
16. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Сов. радио, 1970. 727 с.
17. Частиков А.В., Петров Е.П., Прозоров Д.Е. Методы фильтрации шумоподобных сигналов, сформированных на рекуррентных псевдослучайных последовательностях максимального периода // Радиотехника и электроника. 2001. № 5. С. 553–557.
18. Кучеренко П.А. Субоптимальное оценивание псевдослучайной последовательности на основе использования многомерного конечно-разностного представления // Труды XIII международной научно-технической конференции RLNC-2007. Воронеж, 2007. Т. 1. С.112–118.
19. Измеритель коэффициента ошибок в трактах цифровых систем связи ПИКО-У / А.А. Ротенфельд [и др.] // Метрология и измерительная техника в связи. 1999. № 6. С. 39–43.
20. Каминский О.В., Базюта С.В. Основные направления развития специализированных средств измерений зарубежных стран, применяемых для контроля параметров цифровых сетей связи // Вестник метролога. 2007. № 4. С. 2–5.
21. Барсков А.Г. Портативные тестеры Е1 // Сети и системы связи. 2000. № 3. С. 83–88.
22. Дьяконов В.П. Современная аппаратура тестирования и контроля // Беспроводные технологии. 2011. № 4. С. 52–59.
23. А.с. 760463 СССР, МКИ Н04В 3/46. Устройство для измерения характеристик дискретного канала связи / В.И. Дмитриев.
24. А.с. 1141578 СССР, МКИ Н04В 3/46. Устройство для автоматического измерения дискретного канала связи / В.М. Саух, О.В. Бузовский.
25. А.с. 1149423 СССР, МКИ Н04В 3/46. Устройство для автоматического измерения характеристик дискретного канала связи / В.М. Саух [и др.].
26. А.с. 1197103 СССР, МКИ Н04В 3/46. Устройство для автоматического измерения характеристик дискретного канала связи / О.В. Бузовский [и др.].
27. А.с. 1251335 СССР, МКИ Н04В 3/46. Устройство для детектирования ошибок / В.С. Балан, М.С. Гроссман. Опубл. 1986. Бюл. № 30.
28. Кирьянов К.Г., Меднов А.С., Акулов В.В. Синхронизация генераторов псевдослучайных последовательностей // Техника средств связи: Радиоизмерительная техника. 1990. Вып. 1. С. 56–65.
29. Большаков В.М., Кирьянов К.Г. Исследование на ПЭВМ синхронизации псевдослучайных последовательностей в системе контроля ошибок в цифровом канале связи: методическое пособие. Нижний Новгород: РФ ННГУ. Филиал кафедры радиотехники в НИИПИ, 1992. 29 с.
30. Фазовая синхронизация / под ред. В.В. Шахильдяна, Л.Н. Белюстиной. М.: Связь, 1975. 288 с.
31. Детинов А.Н. Оптимальный прием фазоманипулированных сигналов // Радиотехника и электроника. 1968. Т. 13. С. 455–465.
32. Тузов Г.И. Помехоустойчивость условно оптимального приема псевдослучайных сигналов // Известия вузов: Радиоэлектроника. 1972. Т. 15.
33. А.с. 1573545 СССР, 1Ш НОВ 3/46. Устройство для детектирования ошибок / В.В. Акулов, К.Г. Кирьянов, А.С. Меднов. Опубл. 1990. Бюл. № 23.
34. Кирьянов К.Г. К теории сигнатурного анализа // Техника средств связи: Радиоизмерительная техника. 1980. Вып. 2.

The synchronization system of the pseudo random sequences in the measure equipment of the logical functional control of the digital control channels

V.V. Akulov

The analysis of the working of the synchronization system of the pseudo random sequences in the control error system in the digital control channels by the absence of the noise was taken. The principles of the analysis of the synchronization system of the sum and the recommendations by abbreviation of the input time in the synchronization were given.

Keywords: synchronization system, pseudo random sequence, error coefficient, digital control channel.
