

Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов

УДК 621.318.1; 537.611.4

Оригинальная статья

<https://doi.org/10.32603/1993-8985-2020-23-3-32-40>

Волновые аналоги сред на основе систем фазовой синхронизации

Л. А. Цырульникова¹, Б. П. Судеев², А. Р. Сафин^{1,✉}

¹Национальный исследовательский университет "МЭИ", Москва, Россия

²Национальный исследовательский технологический университет "МИСиС", Москва, Россия

³Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, Москва, Россия

✉ arsafin@gmail.com

Аннотация

Введение. В настоящее время системы фазовой синхронизации (СФС) находят широкое применение: от оптимального приема сигналов и синтеза частот до автоматического управления распределением фаз в фазированных антенных решетках. Одной из простейших структур является многокаскадная (цепочечная) СФС, которая может содержать специально подобранную многосвязную цепь управления. Такие каскадные СФС нашли широкое применение в ряде задач теории оптимальных оценок, многопозиционной фазовой телеграфии, при синхронизации многих подстраиваемых генераторов с сохранением заданных фазовых соотношений между их колебаниями и др. Активно СФС применяются в радиофизике как в аналоговом, так и в цифровом исполнении. Одним из перспективных направлений развития коллективных СФС является исследование ансамблей нейроморфных сетей, построенных на основе СФС.

Цель работы. Получение волновых аналогов, характеризующих коллективную СФС не как дискретный ансамбль, а как сплошную (распределенную) среду.

Материалы и методы. Представлена модель однонаправленной (без цепей взаимного управления) каскадной структуры СФС.

Результаты. Найдены волновые аналоги каскадно-связанных систем фазовой синхронизации, не содержащих цепей взаимного управления. Получено решение уравнений волновых аналогов, а также представлено доказательство справедливости полученного приближенного решения в сравнении с точным.

Заключение. Показано, что выбором фильтра в цепи управления каждой одноконтурной схемы с различными коэффициентами передачи можно получать разнообразные типы сплошных сред или волновых аналогов цепочечных структур на основе СФС.

Ключевые слова: системы фазовой синхронизации, угловая модуляция, фазовый дискриминатор, волновые аналоги, задержка радиосигналов

Для цитирования: Цырульникова Л. А., Судеев Б. П., Сафин А. Р. Волновые аналоги сред на основе систем фазовой синхронизации // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2020. Т. 23, № 3. С. 32–40. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-32-40

Благодарности. Авторы выражают благодарность М. В. Капранову за постановку задачи и обсуждение результатов.

Источник финансирования. Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 18-07-00485 и гранта Президента РФ для молодых кандидатов наук № МК-283.2019.8.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Статья поступила в редакцию 07.05.2020; принята к публикации после рецензирования 27.05.2020; опубликована онлайн 29.06.2020



Wave Analogs of Media Based on Phase Locked Loops

Lyudmila A. Tsyrlnikova¹, Boris P. Sudeev², Ansar R. Safin^{1,3✉}

¹National Research University "MPEI", Moscow, Russia

²National University of Science and Technology "MISiS", Moscow, Russia

³Kotel'nikov Institute of Radioengineering and Electronics,
Russian Academy of Sciences, Moscow, Russia

✉ arsafer@gmail.com

Abstract

Introduction. At present, phase locked loops (PLLs) are widely used: from optimal signal detection and frequency synthesis to automatic control of phase distribution in phased scanned arrays. One of the simplest structures is a multi-stage (chain) PLL, which may contain a specially selected multi-connected control circuit. Such cascaded PLLs have wide application in solving a number of tasks of the theory of optimal estimates, multi-position phase telegraphy, in synchronizing of many tunable generators while preserving specified phase relations between their oscillations, etc. PLLs are actively used in radio physics both in analog and digital versions. One of the promising directions for collective PLLs development is the study of ensembles of neuromorphic networks based on PLL.

Aim. To obtain wave analogues characterizing the collective PLL not as a discrete network, but as a continuous (distributed) media.

Materials and methods. An unidirectional model (without mutual control circuits) of the cascade structure of the PLL.

Results. Wave analogues of cascade-coupled phase synchronization systems that do not contain mutual control circuits were found. A solution of equations of wave analogues was found. A proof of validity of the obtained approximate solution in comparison with the exact one was presented.

Conclusion. It was shown that by selecting a filter in a control circuit of each single-circuit circuit with different transmission coefficients, it is possible to obtain various types of continuous media or wave analogues of chain structures based on phase synchronization systems.

Keywords: phase locked loops, phase modulation, phase comparator, synchronization, wave analogs, delay line

For citation: Tsyrlnikova L. A., Sudeev B. P., Safin A. R. Wave Analogs of Media Based on Phase Locked Loops. Journal of the Russian Universities. Radioelectronics. 2020, vol. 23, no. 3, pp. 32–40. doi: 10.32603/1993-8985-2020-23-3-32-40

Acknowledgments. The authors are grateful to M. V. Kapranov for setting the problem and discussing the results.

Source of financing. Russian President Grant for young scientists № MK-283.2019.8, RFBR grant № 18-07-00485.

Conflict of interest. Authors declare no conflict of interest.

Submitted 07.05.2020; accepted 27.05.2020; published online 29.06.2020

Введение. Системы фазовой синхронизации (СФС) широко применяются в различных устройствах формирования и обработки радиосигналов с угловой модуляцией [1–3], синтезе частот [2], оптимальном приеме сигналов [1] и т. д. Типовая СФС представляет собой обычно одномерную систему фазового управления с одной входной

и одной выходной

$$u_{\text{out}}(t) = U_{\text{out}}(t) \sin[\varphi_{\text{out}}(t)]$$

координатами (рис. 1, а). Текущие фазы колебаний подстраиваемого генератора (ПГ) $\varphi_{\text{out}}(t)$ и входного сигнала $\varphi_{\text{in}}(t)$ сравниваются между собой в фазовом дискриминаторе (ФД), а цепь управления (ЦУ) с операторным коэффициентом

$$u_{\text{in}}(t) = U_{\text{in}}(t) \sin[\varphi_{\text{in}}(t)]$$

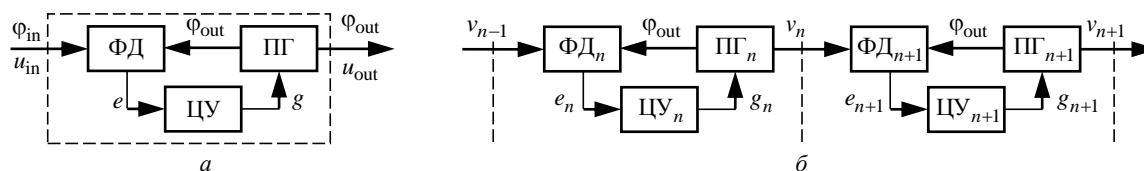


Рис. 1. Структурные схемы одномерной (а) и многомерной (б) СФС

Fig. 1. Block diagrams of a one-dimensional (a) and multi-dimensional (b) phase synchronization system

передачи $K(p)$ (оператор $p \equiv d/dt$) служит для придания системе необходимых динамических свойств.

Введя текущую разность фаз на фазовом дискриминаторе $\varphi(t) = \varphi_{\text{out}}(t) - \varphi_{\text{in}}(t)$ и обозначив через $F[\varphi]$ его безразмерную 2π -периодическую характеристику, можно получить стандартную запись дифференциального уравнения СФС по схеме рис. 1, а [2]:

$$p\varphi + \Omega K(p)F[\varphi] = \omega_0 - p\varphi_{\text{in}}, \quad (1)$$

где $\Omega = SE$ – наибольшая корректирующая расстройка, вырабатываемая в системе (S – крутизна линеаризованной модуляционной характеристики управителя частоты ПГ; E – наибольшее напряжение, вырабатываемое на выходе ФД); ω_0 – собственная частота свободного ПГ.

С помощью (1) можно исследовать большое число задач слежения за частотой или фазой входного сигнала, описать процессы фазовой синхронизации в устройствах, использующих радиосигналы с угловой модуляцией [1]. Для практических приложений главное достоинство СФС перед способом непосредственного захватывания автогенератора внешним сигналом состоит в наличии цепи управления, позволяющей преобразовать напряжение ошибки $e(t)$ в любой желаемый сигнал управления $g(t)$ (рис. 1, а).

Однако простейшим СФС, построенным по одноконтурной схеме рис. 1, а, присущи противоречия при попытке удовлетворить различным требованиям к характеристикам системы – большой полосе захвата, малой вероятности срыва слежения, высокому быстродействию, малой шумовой полосе и т. д. [1]. Среди многих предлагавшихся в литературе [4–6] путей ослабления указанных противоречий наиболее перспективным, на наш взгляд, является целенаправленный переход к коллективному фазовому управлению ансамблем многих подстраиваемых автогенераторов. Такое управление использует общие, повторяющиеся свойства отдельных ПГ и позволяет

устранить некоторые из перечисленных ограничений, свойственных одноконтурным СФС. Кроме того, при коллективном взаимодействии многих ПГ можно реализовать совершенно новые, специфические режимы, недоступные в одномерных СФС.

Примеры анализа различных структур коллективных СФС даны в [4–6]. Одной из простейших структур является многокаскадная (цепочечная) СФС, которая может содержать специально подобранную многосвязную цепь управления. Такие каскадные СФС нашли широкое применение в ряде задач теории оптимальных оценок, многопозиционной фазовой телеграфии, при синхронизации многих ПГ с сохранением заданных фазовых соотношений между их колебаниями, в частности для задач сложения мощностей [7] и др.

К сожалению, методы анализа коллективных СФС, примененные в [6, 7], основаны на рассмотрении дискретного ансамбля, состоящего из конечного числа отдельных (парциальных) СФС, объединенных по определенным правилам в тот или иной взаимодействующий коллектив. При дискретном рассмотрении небольшого набора СФС не проявляются фундаментальные внутренние свойства, присущие данному коллективу при значительном числе парциальных ячеек $N \gg 1$.

Целью настоящей статьи является развитие теоретико-волнового подхода к коллективу взаимодействующих СФС, т. е. определение таких его волновых аналогов, которые характеризовали бы коллективную СФС не как дискретный ансамбль, а как сплошную (распределенную) среду.

Поскольку теория сплошных сред оперирует аппаратом дифференциальных уравнений в частных производных, ставится задача отыскать способ перехода от обычных символических уравнений для дискретных коллективных СФС к адекватным выражениям в частных производных. Такие соотношения позволяют, используя классификацию дифференциальных уравнений в частных производных, установить возможность реализации в коллективных СФС режимов, похожих

на процессы в распределенных колебательных системах, и выяснить перспективность построения на базе таких структур устройств переменной задержки радиосигналов с угловой модуляцией.

Волновые среды, построенные на основе каскадного соединения колебательных систем, исследуются для задач построения управляемых метаматериалов [8–10], сетей наноразмерных осцилляторов для нейроморфных вычислений [11–15] и сложения мощностей [7].

Волновые аналоги каскадной СФС, не содержащей цепей взаимного управления. Рассмотрим неограниченную конечным числом каскадов простейшую цепочку последовательно соединенных парциальных СФС (рис. 1, б), каждая из которых содержит лишь элементы, составляющие стандартное кольцо по типу рис. 1, а. В такой структуре выходной сигнал n -го каскада $u_{\text{out } n} = U_{\text{out } n} \sin \varphi_{\text{out } n}$ является входным сигналом для $(n+1)$ -го каскада цепочечной СФС. Подчеркнем, что никаких других путей для связей между каскадами не предполагается, т. е. отсутствует обмен информацией о сигналах ошибок между парциальными системами через цепи взаимного управления.

Составим выражения, описывающие распространение процесса возмущения фазы колебаний подстраиваемых автогенераторов вдоль цепочки парциальных систем. Примем, что до подачи вариации фазы $v_{\text{in}}(t)$ на вход первого каскада в цепочечной структуре установился синхронный режим под воздействием монохроматического входного сигнала, а вариации фазы $v(t)$ в каскадах будем считать малыми настолько, что допустима линеаризация нелинейного дифференциального уравнения (1) парциальных СФС.

Обозначим текущую вариацию фазы колебаний ПГ n -го каскада относительно синхронного значения через $v(n)$ и запишем соответствующую вариацию частоты этого ПГ (т. е. производную вариации его фазы):

$$pv(n) = -S(n)g(n), \quad (2)$$

где $S(n)$ – взятая со знаком «минус» крутизна модуляционной характеристики ПГ n -го каскада; $g(n)$ – приращение напряжения на входе его управителя частоты, которое связано с приращением сигнала ошибки $e(n)$ на выходе ФД данного

каскада через операторный коэффициент передачи $K(p, n)$ цепи управления следующим образом:

$$g(n, t) = K(p, n)e(n, t). \quad (3)$$

Приращение $e(n, t)$ вычислим, линеаризуя характеристику ФД в окрестности точки стационарного синхронного режима:

$$e(n) = E(n)F'(n)[v(n) - v(n - \Delta n)], \quad (4)$$

где $F'(n)$ – крутизна нормированной характеристики ФД данного каскада; $E(n)$ – наибольшее значение его выходного напряжения.

Выражение $v(n) - v(n - \Delta n)$ представляет собой разность вариаций фазы колебаний ПГ n -го и $(n-1)$ -го каскадов, причем приращение номера Δn соответствует переходу к соседнему каскаду (т. е. фактически изменению номера n на единицу). Такое обозначение введено для того, чтобы в дальнейшем удобно сделать предельный переход, заменив дискретную цепочечную структуру СФС сплошной распределенной структурой.

Объединив (2)–(4), получим:

$$-pv(n) = K(p, n)\Omega(n) \times F'(n)[v(n) - v(n - \Delta n)]. \quad (5)$$

Аналогичное выражение получим для $(n+1)$ -го каскада, заменив n на $(n + \Delta n)$:

$$-pv(n + \Delta n) = K(p, n + \Delta n)\Omega(n + \Delta n) \times F'(n + \Delta n)[v(n + \Delta n) - v(n)]. \quad (6)$$

Вычтем (5) из (6), считая параметры n -го и $(n+1)$ -го каскадов не различающимися (они совпадают при $\Delta n \rightarrow 0$), и заменим далее в разностных процедурах $(n - \Delta n)$ на n . Тогда получим:

$$\begin{aligned} -p[v(n + 2\Delta n) - v(n + \Delta n)] &= \\ &= K(p, n)\Omega(n)F'(n) \times \\ &\times [v(n + 2\Delta n) - 2v(n + \Delta n) + v(n)]. \end{aligned} \quad (7)$$

Чтобы совершить предельный переход от разностных уравнений к дифференциальным, заменим соседние значения вариаций, используя формальный прием дифференциального исчисления:

$$v(n + \Delta n); v(n) + \frac{\partial v(n)}{\partial n} \Delta n.$$

Применим тот же прием к следующей вариации:

$$v(n+2\Delta n); v(n)+2\frac{\partial v(n)}{\partial n}\Delta n+\frac{\partial^2 v(n)}{\partial n^2}(\Delta n)^2.$$

Эти замены преобразуют (7) к виду, содержащему частные производные по непрерывной координате n :

$$-\tau(n)p\left[\frac{\partial v(n)}{\partial n}\Delta n+\frac{\partial^2 v(n)}{\partial n^2}(\Delta n)^2\right]=K(p,n)\frac{\partial^2 v(n)}{\partial n^2}(\Delta n)^2, \quad (8)$$

где $\tau(n)=1/[\Omega(n)F'(n)]$ – постоянная времени n -го каскада; $p \equiv \partial/\partial t$.

Чтобы полностью исключить дискретный характер задачи, используем принятое в начале условие $\Delta n=1$. Тогда приращения Δn и $(\Delta n)^2$ становятся единичными, а уравнение (8) – дифференциальным уравнением с частными производными, которое в операторной форме имеет вид

$$[K(p,n)+\tau(n)p]\frac{\partial^2 v(t,n)}{\partial n^2}+\tau(n)p\frac{\partial v(t,n)}{\partial n}=0. \quad (9)$$

Итак, получено выражение, позволяющее построить волновой аналог однонаправленной (без цепей взаимного управления) каскадной структуры СФС. В этом выражении сохранена зависимость параметров структуры K и τ от изменения непрерывной координаты n , т. е. уравнение (9) справедливо и для неоднородной по координате n структуры цепочечной СФС.

Рассмотрим далее однородную цепочечную структуру, считая $K(p)$ и τ одинаковыми для всех элементов каждой СФС. Для поддержания аналогии с распределенными в пространстве (сплошными) системами заменим непрерывную числовую координату n на пространственную координату x :

$$[K(p)+\tau p]\frac{\partial^2 v(t,x)}{\partial x^2}+\tau p\frac{\partial v(t,x)}{\partial x}=0. \quad (10)$$

Согласно символическому методу теории колебаний [16], для получения из символической записи (10) дифференциального уравнения в частных производных следует конкретизировать выражение операторного коэффициента передачи

$K(p)$ и заменить символ p операцией дифференцирования. Однако удобство символического метода позволяет делать эту замену на самом последнем этапе исследования.

Чтобы иллюстрировать общность и процедуру символического метода записи дифференциального уравнения в частных производных (10), выясним вид этого уравнения для двух типовых выражений операторного коэффициента передачи $K(p)$ цепи управления парциальной ячейки. Если в ЦУ отсутствуют какие-либо инерционные элементы, то $K(p) \equiv 1$ и уравнение (10) приобретает вид

$$\tau\frac{\partial}{\partial t}\left[\frac{\partial^2 v}{\partial x^2}\right]+\frac{\partial^2 v}{\partial x^2}+\tau\frac{\partial}{\partial t}\left[\frac{\partial v}{\partial x}\right]=0.$$

Используем в качестве фильтра в ЦУ инерционное звено с операторным коэффициентом передачи

$$K(p)=\frac{1}{Tp+1}, \quad (11)$$

где T – постоянная времени фильтра нижних частот. Подставив (11) в (10), получим:

$$(T\tau p^2+\tau p+1)\frac{\partial^2 v}{\partial x^2}+(T\tau p^2+\tau p)\frac{\partial v}{\partial x}=0.$$

Заменив p операцией дифференцирования, получим смешанное дифференциальное уравнение вида

$$T\tau\frac{\partial^2}{\partial t^2}\left[\frac{\partial^2 v}{\partial x^2}\right]+\tau\frac{\partial}{\partial t}\left[\frac{\partial^2 v}{\partial x^2}\right]+T\tau\frac{\partial^2}{\partial t^2}\left[\frac{\partial v}{\partial x}\right]+\frac{\partial^2 v}{\partial x^2}+\tau\frac{\partial}{\partial t}\left[\frac{\partial v}{\partial x}\right]=0.$$

Очевидно, выбирая в ЦУ фильтры с различными выражениями $K(p)$, можно получить самые разнообразные типы сплошных сред или волновых аналогов цепочечных структур СФС с различными волновыми свойствами.

Решения уравнений волновых аналогов. Полезность волновых аналогов каскадных СФС для построения практических устройств состоит в возможности целенаправленного подбора типа оператора $K(p)$ и значения постоянной времени τ парциальной СФС для достижения желаемого вида дифференциального уравнения (10). Это уравнение характеризует каскадную СФС как сплошную среду, а его вид определяет характери-

стики такой среды. Поэтому в большинстве случаев отпадает необходимость отыскания решения $v(x, t)$ уравнения (10) и его анализа.

Можно, однако, указать, по крайней мере, два аргумента в пользу отыскания "пространственно-временного" решения $v(x, t)$ уравнения (10). Во-первых, вид решения обусловлен заданием условий на входе и выходе каскадной СФС (что для распределенных структур соответствует граничным условиям). Во-вторых, необходимо убедиться в обоснованности предельных переходов, обеспечивавших переход от разностного уравнения (7) к дифференциальному (9).

Перейдем к решению уравнения (9) в символической форме для произвольного оператора $K(p)$. Согласно методу Бернулли [16] запишем частное решение в виде произведения двух функций, одна из которых зависит только от координаты, а другая – только от времени:

$$v(n, t) = e^{\lambda n} A(t), \quad (12)$$

где переменная λ подлежит определению. Экспоненциальная зависимость $e^{\lambda n}$ выбрана потому, что уравнение (10) линейное.

Подстановка (12) в (9) приводит к характеристическому уравнению

$$[K(p) + \tau p] \lambda^2 + \tau p \lambda = 0.$$

Оно дает два значения для показателя экспоненты в (12):

$$\lambda_1 = 0; \lambda_2 = -\frac{\tau p}{\tau p + K(p)}.$$

Поэтому общее решение уравнения (9) содержит два слагаемых:

$$v(n, t) = A_1(t) + e^{-\frac{\tau p n}{\tau p + K(p)}} A_2(t). \quad (13)$$

Заметим, что показатель экспоненты в (13) тесно связан с операторным коэффициентом передачи $W_1(p)$ однокаскадной СФС, связывающим входную $v_{in}(t)$ и выходную $v_{out}(t)$ вариации фазы:

$$W_1(p) = \frac{v_{out}(t)}{v_{in}(t)} = \frac{K(p)}{\tau p + K(p)}. \quad (14)$$

Обозначив

$$z(p) = 1 - W_1(p) = \frac{\tau p}{\tau p + K(p)}, \quad (15)$$

можем записать взамен (13):

$$v(n, t) = A_1(t) + e^{-nz(p)} A_2(t).$$

Связь $z(p)$ и $W_1(p)$ согласно (15) имеет глубокий физический смысл.

Перейдем к обсуждению полученного общего решения волнового аналога каскадной СФС.

Для определения выражения произвольных функций времени $A_1(t)$ и $A_2(t)$ следует задать условия на границах распределенной структуры. На левой границе, т. е. на входе каскадной СФС, действует входная вариация фазы $v_{in}(t)$. Положив в (13) $n = 0$, получим "левое" граничное условие:

$$v(0, t) = v_{in}(t) = A_1(t) + A_2(t).$$

Второе соотношение, связывающее функции $A_1(t)$ и $A_2(t)$, можно получить в разной записи – это зависит от того, в каком сечении n будет выбрано второе граничное условие.

Первоначально потребуем реализации на выходе n -го каскада отклика $v(n, t)$, совпадающего с точным значением:

$$v(n, t) = [W_1(p)]^n v_{in}(t). \quad (16)$$

Подставив $W_1(p)$ из (14), получим:

$$A_1(t) = \frac{[1 - z(p)]^n - e^{-nz(p)}}{1 - e^{-nz(p)}} v_{in}(t); \quad (17)$$

$$A_2(t) = \frac{1 - [1 - z(p)]^n}{1 - e^{-nz(p)}} v_{in}(t). \quad (18)$$

Подставив выражения (17) и (18) в общее решение (13) исходного дифференциального уравнения, получим в точности соотношение (16). Тожественное совпадение решения (13), т. е. решения уравнения для волнового аналога, с точным решением следует толковать как доказательство верности предельного перехода, приводящего от разностного уравнения (7) к дифференциальному (9).

Чтобы получить решение $v(n, t)$, совпадающее с точным на правой границе, т. е. при равен-

стве n количеству каскадов N , следует в формулах (17), (18) сделать замену $n = N$. Тогда выражения для $A_1(t)$ и $A_2(t)$ станут свободными от "пространственной" координаты n и будут определяться величиной N . При этом для решения $v(n, t)$ в сечении с номером n получим:

$$v(n, t) = \left([1 - z(p)]^N - e^{-Nz(p)} + \left\{ 1 - [1 - z(p)]^N \right\} e^{-Nz(p)} \right) \times \\ \times [1 - e^{-Nz(p)}]^{-1} v_{in}(t).$$

Легко убедиться, что при $n = N$, т. е. для выхода N -каскадной СФС, получаем из этого уравнения точное соотношение (16), в котором $n = N$.

Таким образом, можно заключить, что продемонстрированные совпадения решений уравнения волнового аналога с точным решением на заданных границах свидетельствуют о справедливости предельных переходов, на основании которых дискретная цепочечная структура заменяется сплошной. Поэтому при анализе свойств сплошной среды можно использовать классификацию,

известную из теории дифференциальных уравнений с частными производными, и добиваться нужных свойств выбором типа оператора фильтра $K(p)$ в цепи управления парциальной СФС.

Заключение. В настоящей статье найдены волновые аналоги каскадного ансамбля СФС, не содержащего цепей взаимного управления, а также решения уравнений волновых аналогов. Выбирая в цепи управления фильтры с различными выражениями коэффициента передачи, можно получать разнообразные типы сплошных сред или волновых аналогов цепочечных структур СФС с различными волновыми свойствами. Суждение об этих свойствах можно сделать на основании хорошо изученной классификации дифференциальных уравнений в частных производных, приводящейся в теории сплошных сред. Таким образом, получены дифференциальные уравнения в частных производных, позволяющие анализировать цепочечные СФС, как сплошные среды, в качестве устройств переменной задержки для радиосигналов с угловой модуляцией, элементов нейроморфных вычислений и метаматериалов.

Авторский вклад

Цырульникова Людмила Александровна – получение модели волновых аналогов, выполненных на основе систем фазовой синхронизации, подготовка текста статьи.

Судеев Борис Петрович – решение уравнений волновых аналогов, выполненных на основе систем фазовой синхронизации, подготовка текста статьи.

Сафин Ансар Ризаевич – руководство работой, подготовка текста статьи.

Author's contribution

Lyudmila A. Tsyulnikova – obtaining a model of wave analogues made on the basis of phase synchronization systems, preparation of the text for the study.

Boris P. Sudeev – solving equations of wave analogs based on phase synchronization systems, preparation of the text for the study.

Ansar R. Safin – supervision of the study, preparation of the text for the study.

Список литературы

1. Synchronization. From simple to complex / A. Balanov, N. Janson, D. Postnov, O. Sosnovtseva. Berlin Heidelberg: Springer-Verlag, 2009. 423 p.
2. Bianchi G. Phase-locked loop. Synthesizer simulation. New York: McGraw-Hill, 2005. 243 p.
3. Pikovsky A., Rosenblum M., Kurths J. Synchronization. A universal concept in Nonlinear sciences. Cambridge: Cambridge University Press, 2001. 433 p. doi: 10.1017/CBO9780511755743

4. Капранов М. В. Каскадные системы фазовой автоподстройки частоты // Динамика систем. 1976. Вып. 11. С. 76–85.
5. Капранов М. В. Системы коллективной фазовой автоподстройки частоты // Тр. МЭИ. 1978. Вып. 355. С. 3–9.
6. Капранов М. В. Коллективная синхронизация в каскадных взаимосвязанных системах ФАП // Тр. МЭИ. 1979. Вып. 418. С. 3–8.

7. Rohde U. L., Poddar A., Boeck G. The Design of Modern Microwave Oscillators for Wireless Applications: Theory and Optimization. Hoboken: John Wiley & Sons, 2005. 558 p. doi: 10.1002/0471727172
8. Kozyrev A. B., van der Weide D. W. Nonlinear Wave Propagation Phenomena in Left-Handed Transmission-Line Media // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2005. Vol. 53, № 1. P. 238–245. doi: 10.1109/TMTT.2004.839305
9. Nonlinear Magnetic Metamaterials / I. V. Shadrivov, A. B. Kozyrev, D. W. van der Weide, Y. S. Kivshar // Optics express. 2008. Vol. 16, № 25. P. 20266–20271. doi: 10.1364/OE.16.020266
10. Ferran M. Artificial Transmission Lines for RF and Microwave Applications. Hoboken: John Wiley & Sons, 2015. 537 p.
11. Csaba G., Porod W. Coupled Oscillators for Computing: a Review and Perspective // Appl. Phys. Rev. 2020. Vol. 7, № 1. Art. 011302. doi: 10.1063/1.5120412
12. Slavin A., Tiberkevich V. S. Nonlinear Auto-Oscillator Theory of Microwave Generation by Spin-Polarized Current // IEEE Trans. on Magnetics. 2009. Vol. 45, № 4. P. 1875–1918. doi: 10.1109/TMAG.2008.2009935
13. A GHz Spintronic-Based RF Oscillator / P. Villard, U. Ebels, D. Houssameddine, J. Katine, D. Mauri, B. Delaet, P. Vincent, M.-C. Cyrille, B. Viala, J.-P. Michel, J. Prouvee, F. Badets // IEEE J. of Solid-State Circuits. 2010. Vol. 45, № 1. P. 214–223. doi: 10.1109/JSSC.2009.2034432
14. Coupled-Oscillator Associative Memory Array Operation for Pattern Recognition / D. E. Nikonov, G. Csaba, W. Porod, T. Shibata, D. Voils, D. Hammerstrom, I. A. Young // IEEE J. on Exploratory Solid-State Computational Devices and Circuits. 2015. Vol. 1. P. 85–93. doi: 10.1109/JXCDC.2015.2504049
15. Theory of the spin-transfer nanooscillator-based phase locked loop / A. A. Mitrofanov, A. R. Safin, N. N. Udalov, M. V. Kapranov // J. of applied physics. 2017. Vol. 122. Art. 123903. doi: 10.1063/1.5004117
16. Капранов М. В., Кулешов В. Н., Уткин Г. М. Теория колебаний в радиотехнике. М.: Наука, 1984. 320 с.

Информация об авторах

Цырульникова Людмила Александровна – дипломированный инженер по специальности "Радиотехника" (2020, НИУ "МЭИ"), инженер кафедры формирования и обработки радиосигналов указанного университета. Автор 2 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиотехника, электроника, система фазовой синхронизации.

Адрес: Национальный исследовательский университет "МЭИ", Красноказарменная ул., д. 14, Москва, 111250, Россия

E-mail: Hey_Lucy@mail.ru

Судеев Борис Петрович – магистрант 2-го года обучения НИТУ "МИСиС". Автор 2 научных публикаций. Сфера научных интересов – радиотехника, электроника, система фазовой синхронизации.

Адрес: Национальный исследовательский технологический университет "МИСиС", Ленинский пр., д. 4, Москва, 119049, Россия

E-mail: bsudeev@mail.ru

Сафин Ансар Ризаевич – кандидат технических наук по специальности "Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения" (2014), доцент, заведующий кафедрой формирования и обработки радиосигналов НИУ "МЭИ", старший научный сотрудник ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН. Автор более 50 научных работ. Сфера научных интересов – радиофизика и электроника, физика магнитных явлений, спинтроника. Адрес: Национальный исследовательский университет "МЭИ", Красноказарменная ул., д. 14, Москва, 111250, Россия

E-mail: arsafin@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-6507-6573>

References

1. Balanov A., Janson N., Postnov D., Sosnovtseva O. Synchronization. From simple to complex. Berlin Heidelberg, Springer-Verlag, 2009, 423 p.
2. Bianchi G. Phase-locked loop. Synthesizer simulation. New York, McGraw-Hill, 2005, 243 p.
3. Pikovsky A., Rosenblum M., Kurths J. Synchronization. A universal concept in Nonlinear sciences. Cambridge, Cambridge University Press, 2001, 433 p. doi: 10.1017/CBO9780511755743
4. Kapranov M. V. Cascade systems of phase locked loop. Dynamics of the system. 1976, vol. 11, pp. 76–85. (In Russ.)
5. Kapranov M. V. Collective systems of phase locked loops. MPEI Bulletin. 1978, vol. 355, pp. 3–9. (In Russ.)
6. Kapranov M. V. Collective synchronization in mutually coupled phase locked loops. MPEI Bulletin [In Russian]. 1979, vol. 418. pp. 3–8. (In Russ.)
7. Rohde U. L., Poddar A., Boeck G. The Design of Modern Microwave Oscillators for Wireless Applications: Theory and Optimization. Hoboken, John Wiley & Sons, 2005, 558 p. doi: 10.1002/0471727172
8. Kozyrev A. B., van der Weide D. W. Nonlinear Wave Propagation Phenomena in Left-Handed Transmission-Line Media. IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques. 2005, vol. 53, no. 1, pp. 238–245. doi: 10.1109/TMTT.2004.839305

9. Shadrivov I. V., Kozyrev A. B., van der Weide D. W., Kivshar Y. S. Nonlinear Magnetic Metamaterials. *Optics express*. 2008, vol. 16, no. 25, pp. 20266–20271. doi: 10.1364/OE.16.020266
10. Ferran M. *Artificial Transmission Lines for RF and Microwave Applications*. Hoboken, John Wiley & Sons, 2015, 537 p.
11. Csaba G., Porod W. Coupled Oscillators for Computing: a Review and Perspective. *Appl. Phys. Rev.* 2020, vol. 7, no. 1, art. 011302. doi: 10.1063/1.5120412
12. Slavin A., Tiberkevich V. S. Nonlinear Auto-Oscillator Theory of Microwave Generation by Spin-Polarized Current. *IEEE Trans. on Magnetics*. 2009, vol. 45, no. 4, pp. 1875–1918. doi: 10.1109/TMAG.2008.2009935
13. Villard P., Ebels U., Houssameddine D., Katine J., Mauri D., Delaet B., Vincent P., Cyrille M.-C., Viala B., Michel J.-P., Prouvee J., Badets F. A GHz Spintronic-Based RF Oscillator. *IEEE J. of Solid-State Circuits*. 2010, vol. 45, no. 1, pp. 214–223. doi: 10.1109/JSSC.2009.2034432
14. Nikonov D. E., Csaba G., Porod W., Shibata T., Voils D., Hammerstrom D., Young I. A. Coupled-Oscillator Associative Memory Array Operation for Pattern Recognition. *IEEE J. on Exploratory Solid-State Computational Devices and Circuits*. 2015, vol. 1, pp. 85–93. doi: 10.1109/JXCDC.2015.2504049
15. Mitrofanov A. A., Safin A. R., Udalov N. N., Kapranov M. V. Theory of the spin-transfer nanooscillator-based phase locked loop. *J. of applied physics*. 2017, vol. 122, art. 123903. doi: 10.1063/1.5004117
16. Kapranov M. V., Kuleshov V. N., Utkin G. M. *Theory of oscillations in radioengineering*. Moscow, Science, 1984, 320 p. (In Russ.)

Information about the authors

Lyudmila A. Tsyrlunikova, Dipl. Engineer on Radio Engineering (2020, NRU "MPEI"), an engineer of the Department of Radio Signal Formation and Processing of the named university. The author of 2 scientific publications. Area of expertise: radiotechnique, electronics, system of phase locked loops.

Address: National Research University "Moscow Power Engineering Institute", 14 Krasnokazarmennaya St., Moscow 111250, Russia

E-mail: Hey_Lucy@mail.ru

Boris P. Sudeev, 2nd year master degree student of NITU "MISiS". The author of 2 scientific publications. Area of expertise: radiotechnique, electronics, system of phase locked loops.

Address: National University of Science and Technology "MISiS", 4 Leninsky Ave., Moscow 119049, Russia

E-mail: bsudeev@mail.ru

Ansar R. Safin, Cand. Sci. in "Radio Engineering Including Television Systems and Devices" (2014), Associate Professor, head of the department of radio signal generation and processing of the NRU "MPEI", senior researcher at the Institute of Radio Technologies and Electronics of the Russian Academy of Science Named after V. A. Kotelnikov. The author of more than 50 scientific papers. Area of expertise: radiophysics and electronics, physics of magnetic phenomena, spintronics.

Address: National Research University "Moscow Power Engineering Institute", 14 Krasnokazarmennaya St., Moscow 111250, Russia

E-mail: arsafer@gmail.com

<https://orcid.org/0000-0001-6507-6573>