

Анализ радиоустройств на основе обобщенного преобразования сигналов и непрерывных кусочно-линейных функций

О.Р. Кузичкин¹, В.В. Булкин², Д.И. Суржик², Г.С. Васильев¹, С.М.Курилова-Харчук², И.А.Курилов²

¹ Белгородский государственный национальный исследовательский университет
308015, г. Белгород, ул. Победы, 85.

E-mail: oldolkuz@yandex.ru

² Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых

600000, г. Владимир, ул. Горького, 87

E-mail: kia_s@list.ru

Предложен метод анализа радиотехнических устройств и систем на основе структурной аппроксимации. Аппроксимация выполняется на основе разработанной обобщенной схемы преобразователя сигналов. При этом анализ электронных и радио устройств проводится на основе аппарата непрерывных кусочно-линейных функций и передаточных функций преобразователя сигналов.

Ключевые слова: структурная аппроксимация, преобразователь сигналов, непрерывные кусочно-линейные функции

Analysis of radio devices based on generalized signal conversion and continuous piecewise linear functions

O.R. Kuzichkin¹, V.V. Bulkin², D.I. Surzhik², G.S. Vasilyev¹, S.M. Kurilova-Kharchuk², I.A. Kurilov²

¹ Belgorod State University.

² Vladimir State University.

A method for the analysis of radio engineering devices and systems based on structural approximation is proposed. The approximation is performed on the basis of the developed generalized signal converter circuit. In this case, the analysis of electronic and radio devices is carried out on the basis of the apparatus of continuous piecewise linear functions and transfer functions of the signal converter.

Keywords: structural approximation, signal converter, continuous piecewise linear functions

Введение

При проведении теоретических исследований аппаратной составляющей радиотехнических устройств и систем (РТУиС) или радиоустройств широкого класса обычно используются следующий алгоритм [1-5]: составление уравнений РТУиС; подстановка в полученные уравнения аналитических выражений характеристик составляющих устройства и системы блоков; исследование устойчивости радиоустройств; решение полученных уравнений для заданных типов исследование устойчивости радиоустройств; решение полученных уравнений для заданных типов и параметров используемых (применяемых) формируемых и обрабатываемых сигналов.

Уравнения реальных блоков аппаратной составляющей РТУиС являются нелинейными и дифференциальными их решение в общем виде отсутствует, поэтому обычно применяют методы численного решения уравнения на ЭВМ.

При последовательном соединении нескольких блоков радиоустройства нелинейная функция, например, от входного сигнала предыдущего блока, для последующего блока является в свою очередь нелинейной функцией и так далее.

В результате получается для n блоков сложная нелинейная функция (сложное дифференциальное уравнение)

$$f_n = f_{n-1}(f_{n-2}(f_{n-3}(\dots f_1(u)\dots))),$$

где u – входной сигнал первого блока.

Сигналы блоков могут иметь как детерминированный, так и случайный характер.

При этом нахождение реакции радиоустройства даже численными методами сопряжено с организацией громоздкого алгоритма вычислений.

При проведении теоретических исследований помимо аппаратной составляющей РТУиС при анализе радиосистем необходимо исследовать и пространственные характеристики среды распространения радиоволн (радиосигналов), а также параметры и характеристики радиоволн.

Для этого обычно применяются детерминированные, статистические и комбинированные методы. Детерминированные методы включают в себя основные методы геометрической оптики, физической и геометрической теории дифракции метод параболического уравнения, численные методы электродинамики.

Методы обеспечивают расчеты напряженности поля с высокой точностью. Однако, они предъявляют высокие требования к точности формирования модели пространства распространения радиоволн.

Данное обстоятельство вызывает ряд сложностей, связанных с математическим описанием пространственных характеристик объектов, расположенных в среде распространения радиоволн и не всегда имеющих четко очерченные границы. Дополнительные сложности возникают при математическом описании нестационарных пространственных объектов.

Применение статических методов снижает требования к точности моделирования пространства распространения радиоволн, но данные методы позволяют предсказать только некоторые средние характеристики сигналов.

Анализ радиоустройств на основе непрерывных кусочно-линейных функций

Применение непрерывных кусочно-линейных функций (НКЛФ) [6-15] позволяет существенно упростить, как анализ аппаратной составляющей РТУиС, так и исследование пространственных характеристик среды распространения радиоволн.

Эффективность применения НКЛФ для анализа радиоустройств и пространственных характеристик радиосигналов обусловлена следующими их свойствами. НКЛФ это линейные функции, описываемые соответствующими уравнениями прямых. С другой стороны, данные уравнения отличны от нуля только на определенном, заданном интервале изменения аргумента. Таким образом НКЛФ представляет кусочно-линейную функцию, но определенную во всем интервале возможного изменения аргумента, то есть от $-\infty$ до $+\infty$.

Данное свойство позволяет проводить линеаризацию нелинейных характеристик радиоустройств без разбиения области изменения аргумента на отдельные участки и осуществлять аппроксимация нелинейных характеристик, и проводить исследование радиоустройств без ограничения области анализа, отдельными участками изменения аргумента, на которых проводилась линеаризация.

Аппроксимация нелинейных характеристик радиоустройств на основе НКЛФ позволяет от нелинейных уравнений, описывающих поведение устройств перейти к линейным, но справедливым во всех областях изменения параметров устройств, сигналов и дестабилизирующих факторов.

В этом случае реакция радиоустройства на конкретное воздействие может быть аналитически представлена в виде совокупности передаточных функций. Это позволяет описывать РТУиС с произвольным числом составляющих блоков и произвольной конфигурацией их последовательно параллельных соединений.

Следует отметить, что после аппроксимации на основе НКЛФ уравнения, как отдельных звеньев радиоустройств, так и радиоустройств в целом, в общем виде представляют собой линейные дифференциальные уравнения произвольного порядка. Решение такого уравнения в общем виде отсутствует. Однако применение НКЛФ позволяет аппроксимировать данное уравнение и получить его решение в виде аналитического выражения [7, 10, 13].

При исследовании пространственных характеристик среды распространения радиоволн на основе НКЛФ удобно провести:

а) Дискретизацию диаграммы направленности передающей (приемной) антенной системы в вертикальной и горизонтальной плоскостях.

б) Описание геометрических характеристик объемных объектов произвольной формы, расположенных в трехмерной среде распространения радиоволн. В том числе и при отсутствии четко очерченных границ объектов. Например, облака, пространственные неоднородности атмосферы, различного характера (температурные неоднородности, области с отклонениями давления), растительные объекты и другое.

в) Определение и расчет параметров траекторий распространения радиоволн в условиях, в общем виде многократного переотражения и многолучевости.

г) описание характеристик отражения и поглощения радиоволн пространственными объектами, характеристик изменения параметров поляризации и тому подобное.

Таким образом, перечисленные характеристики аппарата НКЛФ позволяют осуществлять формирование модели пространства распространения радиоволн с высокой точностью и обеспечить высокую точность расчета напряженности поля при использовании, как детерминированных, так и элементов статистических методов анализа.

Структурная аппроксимация радиоустройств на основе преобразователей сигналов

Исследования показали, что эффективным методом анализа РТУиС является разработанный авторами метод структурной аппроксимации.

Формирование и обработка электрических сигналов в различных РТУиС может рассматриваться как амплитудно-фазовое преобразование сигнала. Данное обстоятельство позволяет процесс формирования и обработки сигналов в различных блоках радиоустройств рассматривать как процесс последовательно-параллельно осуществляемых амплитудно-фазовых преобразований и структурно аппроксимировать его в виде схемы последовательно-параллельно соединенных амплитудно-фазовых преобразователей сигналов.

Схема преобразователя должна обладать высокой степенью общности, чтобы обеспечить структурную аппроксимацию (представление) любого блока РТУиС. В этом случае становится возможным исследование конкретного блока (звена) РТУиС проводить на основе конечных аналитических выражений преобразователя. Такой подход позволяет при исследовании конкретных устройств, исключить следующие этапы: составление уравнений; аппроксимация характеристик нелинейных элементов; линеаризация уравнений (при необходимости); нахождение аналитических выражений для исследования устойчивости; решение уравнений (в частности - в виде передаточных функций по заданным сигналам и дестабилизирующим воздействиям); нахождение аналитических выражений динамических, частотных и шумовых характеристик. При этом изменение конфигурации конкретного устройства, а также изменение характеристик и параметров

составляющих устройство блоков и звеньев учитывается простым изменением значений коэффициентов в конечных выражениях преобразователя.

При пространственном распространении радиосигналов наблюдаются следующие процессы: изменение мощности сигнала, задержка (фазовый сдвиг), отражение (полное частичное), переотражение, дифракция, интерференция, изменение параметра (плоскости) поляризации. Данные процессы могут быть описаны изменением соответствующих параметров радиосигналов и структурно аппроксимированы при помощи последовательно-параллельного соединенных схем преобразователей сигналов (аналогично рассмотренному выше для устройств формирования, передачи, приема и обработки электрических сигналов). Это обеспечивает однотипность используемых (применяемых) в исследовании структурных схем, использование однотипных, соответствующих данным схемам, передаточных функций и процессов вычислений.

Для обеспечения унификации процессов анализа и синтеза радиоустройств, построение обобщенной схемы ПС осуществляется с использованием минимального числа однотипных блоков с возможностью их произвольного количественного увеличения. При этом сохраняется целостность существующих прямых и перекрестных связей между блоками. Обобщенная схема аналогично [11] содержит произвольное число, в общем случае зависимых между собой каналов – «строк», которые образуют «кадр». Каждая строка представляет собой последовательно-параллельное соединение свернутых преобразователей нулевого уровня раскрытия. Каждый такой преобразователь может раскрываться до уровня произвольного номера, поскольку в его состав входят аналогичные ему преобразователи. Количество «строк» в кадре так же не ограничено и определяется только схемой конкретного структурно аппроксимированного радиоустройства или структурой и наполнением пространства распространения радиоволн.

Под преобразователем нулевого уровня раскрытия понимаем функциональный блок аппроксимируемых: конкретного радиотехнического устройства, радиотехнической системы или пространства распространения радиоволн, не охваченных обратными (перекрестными связями). Например, радиопередатчик в целом. Или следующие блоки какого-то конкретного радиопередатчика: задающий генератор (синтезатор частот), предварительный усилитель, преобразователь частоты, усилитель мощности – неохваченные между собой обратными связями.

Ни рис.1 и рис.2 представлены обобщенные схемы электронно-пространственного, амплитудно-фазового преобразователя сигналов (ПС), нулевого и первого уровня раскрытия.

На схеме обозначены: ПС – преобразователь сигналов, РЭП – радиоэлектронный преобразователь сигналов, С – линейный сумматор, УУ – управляющее устройство, ЭРП – электро-радио преобразователь, ТО – тракт обработки, ВР – весовой распределитель.

Блоки РЭП и ЭРП структурно аппроксимируют соответственно приемную и передающую антенны или антенные системы. В зависимости от вида используемой антенны с степени детализации процесса структурной аппроксимации это может быть как антенна в целом (например вибратор или фазированная антенная решетка) так и отдельный элемент антенны (например элемент фазированной антенной решетки).

В УУ в общем виде осуществляется управление амплитудой и (или) фазой электрического сигнала. Для обеспечения раздельного, независимого управления амплитудой и фазой блок имеет два управляющих входа (снизу УУ). Кроме того, УУ может обеспечивать независимость управления амплитудночастотной и фазочастотной характеристиками, а при отсутствии управления – заданные значения амплитудных и фазовых преобразований сигнала. Все перечисленные характеристики блока учитываются в обобщенной передаточной функции УУ.

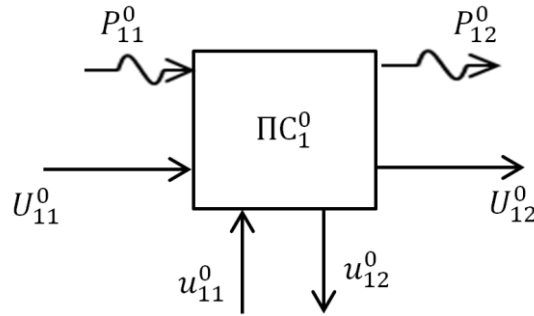


Рис. 1

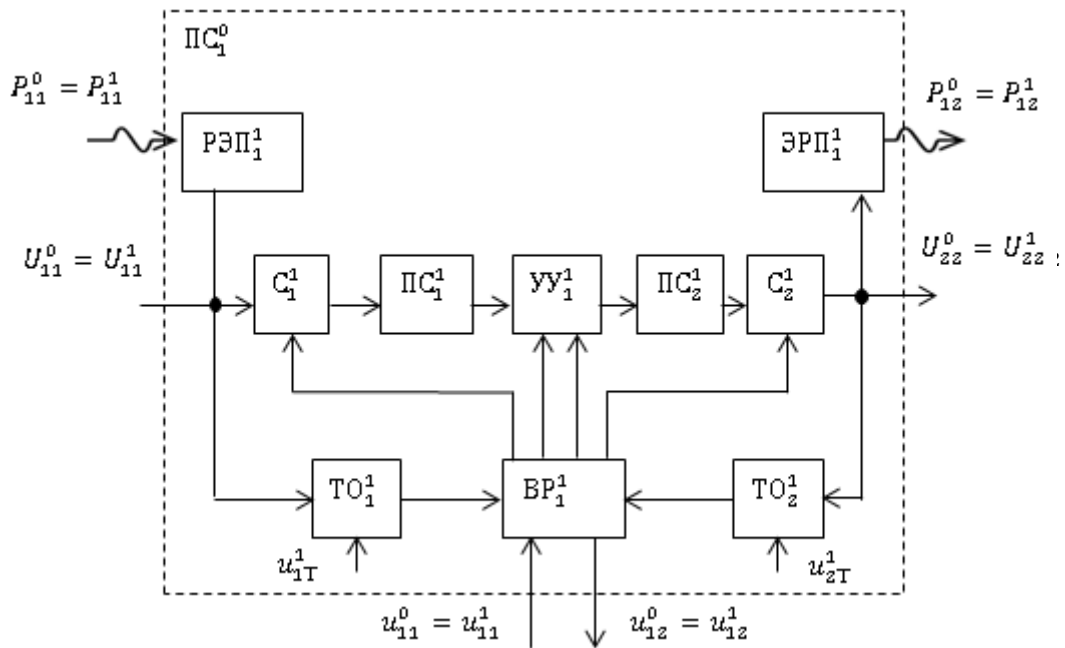


Рис. 2

Тракт обработки

Тракт обработки (рис.3), содержит последовательно соединенные, функциональный преобразователь (ФП) и фильтр (Ф).

Функциональный преобразователь включает в себя усилитель (У), перемножитель (П), фазовращатель (ФВ) и эквивалентный генератор (ЭГ), (рис.3).

Передаточная функция (ПФ) усилителя в общем случае имеет комплексный характер и имеет вид

$$\dot{H}_y = \dot{K}_y(U_y) + K_{y0},$$

где $\dot{K}_y(U_y)$ – коэффициент передачи У, U_y – входной сигнал ТО, K_{y0} – постоянный коэффициент У.

При задании $\dot{K}_y(U_y) = 0$, вход ТО отключен и на выход тракта, через фильтр поступает сигнал ЭГ. В этом случае перемножитель выступает в качестве масштабного преобразователя сигнала ЭГ. Масштаб преобразования определяется значением коэффициента K_{y0} . Если $K_{y0} < 1$, то П это делитель напряжения сигнала ЭГ, $K_{y0} > 1$, то П реализует линейное усиление сигнала ЭГ в K_{y0} раз. При $K_{y0} = 1$, сигнал ЭГ проходит на вход Ф без масштабного преобразования.

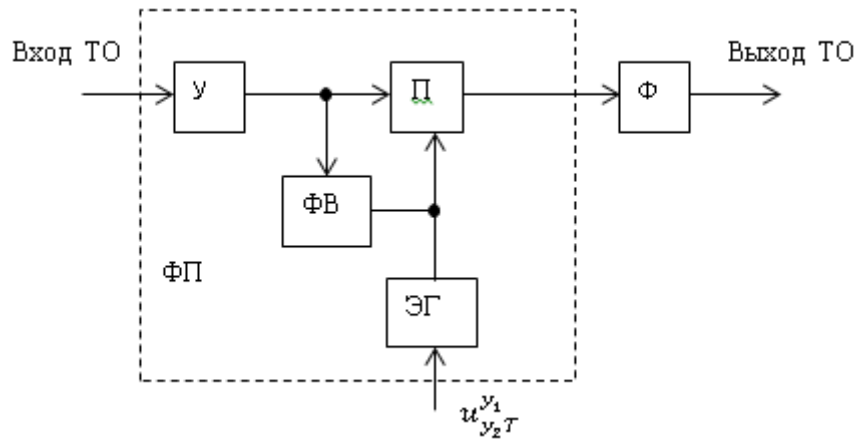


Рис. 3

Передаточная функция ФВ имеет вид

$$\dot{H}_{\text{ФВ}} = \dot{\Phi}_{\text{ФВ}}(U_y) + \Phi_{\text{ФВ}0},$$

где $\dot{\Phi}_{\text{ФВ}}(U_y)$ – комплексная составляющая ПФ, в общем случае зависящая от параметров выходного сигнала усилителя U_y , $\Phi_{\text{ФВ}0}$ – постоянная составляющая ПФ ФВ. Составляющая $\dot{\Phi}_{\text{ФВ}}(U_y)$ в общем виде является функцией частоты сигнала U_y и обеспечивает совместно с П, аппроксимацию процесса частотного детектирования.

При $\dot{\Phi}_{\text{ФВ}}(U_y) = 0$ и $\Phi_{\text{ФВ}0} \neq 0$ и отключение сигнала ЭГ, на выходе П получаем квадрат входного сигнала ОТ с масштабным преобразованием. В частности, это позволяет структурно аппроксимировать устройства и процессы несинхронного амплитудного детектирования.

Блок ЭГ имеет внешний вход, на который может подаваться сигнал $u_{y_2 T}^{y_1}$, y_1 , y_2 и T – идентификаторы ПС.

В качестве ЭГ могут быть структурно аппроксимированы: автогенератор не стабилизированный; автогенератор с кварцевой и иной стабилизацией; генератор, управляемый напряжением; синхροгенератор с внешней стабилизацией; триггерное устройство (делитель частоты); масштабный преобразователь сигнала, а также фазовращатель сигнала $u_{y_2 T}^{y_1}$.

Передаточная функция ЭГ может быть записана аналогично

$$\dot{H}_{\Gamma} = \dot{E}_{\Gamma}(u_{y_2 T}^{y_1}) + E_{\Gamma 0},$$

где $\dot{E}_{\Gamma}(u_{y_2 T}^{y_1})$ – комплексная составляющая ПФ ЭГ, $E_{\Gamma 0}$ – постоянная составляющая ПФ. Как и ранее $\dot{E}_{\Gamma}(u_{y_2 T}^{y_1})$ описывает выше перечисленные функции ЭГ, а $E_{\Gamma 0}$ позволяет при $\dot{H}_{\text{ФВ}} = 0$, дополнительно осуществлять масштабные преобразования входного сигнала ТО.

ЭГ совместно с перемножителем, так же позволяет структурно аппроксимировать устройства модуляции, демодуляции и преобразования частоты (гетеродинирование).

Данная схема ТО позволяет структурно аппроксимировать устройства, обеспечивающие следующие преобразования сигналов: масштабные преобразования (усиление, деление напряжения) сигнала; преобразование частоты с понижением или повышением ча-

стоты сигнала; нелинейное преобразование частоты без гетеродинирования; деление частоты сигнала; амплитудную, балансную, фазовую и частотную модуляцию; амплитудное несинхронное и амплитудное синхронное детектирование; фазовое, частотное детектирование сигнала.

Фильтр тракта обработки в общем случае является активным и имеет произвольный порядок. Это позволяет структурно аппроксимировать и математически описывать как системы пассивной фильтрации, вне зависимости от вида их физической реализации (RLC, фильтры на поверхности акустических волнах и др.), так и активные фильтры на операционных усилителях, а также избирательные устройства (например, усилитель промежуточной частоты, усилители высокой частоты) и т.п.

Помимо выше перечисленного ТО позволяет структурно аппроксимировать и описывать тракты формирования управляющих сигналов всех известных систем автоматического управления и автоматической подстройки амплитуды (мощности, усиления), фазы, частоты сигнала, а также других систем автоматического управления.

Наличие двух трактов в схеме преобразователя сигналов позволяет реализовать принципы управления (автоподстройки) с регулированием по возмущению, отклонению и принцип комбинированного регулирования. А также сформировать прямые, обратные и перекрестные связи в аппроксимирующей схеме ПС.

Весовой распределитель.

Блок ВР осуществляет распределение сигналов с каждого его входа на каждый выход, с заданными пропорциями. Это позволяет коммутировать соответствующие входы и выходы ВР, а также проводить суммирование (вычитание) и разветвление электрических и радиосигналов с заданными пропорциями – заданными весовыми коэффициентами.

В общем случае коэффициенты ВР являются комплексными функциями. Это обеспечивает возможность структурно аппроксимировать и анализировать реальные устройства и пространственные процессы, обладающие инерционностью.

При структурной аппроксимации и анализе радиоустройств на основе ПС нулевого уровня раскрытия, применение ВР позволяет суммировать и (или) разветвлять сигналы отдельных преобразователей, и групп ПС для получения необходимой структурной аппроксимирующей схемы.

При структурной аппроксимации и исследовании пространственных процессов распространения радиосигнала применение ВР позволяет аппроксимировать процессы частичного отражения и частичного прохождения радиосигналов через неоднородности среды различного характера.

На рис.4 представлена структурная схема ВР для электрического сигнала, обладающего тремя входами и тремя выходами. На схеме обозначено: $n_{\alpha\beta}$ – коэффициент передачи сигнала со входа ВР номер α , на выход номер β . Номера выводов ВР имеют две цифры, разделенные точкой (например, «1.1»). Первая цифра – номер входа или выхода, вторая цифра после точки соответствует принадлежности к входу или выходу: 1 – входные выводы, 2 – выходные выводы ВР.

Получим обобщенное (и для электрического, и для радиосигнала), выражение для сигнала ВР, на выходе с произвольным номером вывода, при произвольном числе входных выводов распределителя.

Для уменьшения громоздкости записи входные и выходные выводы ВР, а так же входные (x) и выходные (y), сигналы ВР обозначим, как это представлено на рис.5. Здесь: n – текущий номер входного сигнала; N – максимальный номер входного вывода; m – текущий номер выходного сигнала; M – максимальный номер выходного вывода. Тогда $n \in [1;N]$ и $m \in [1;M]$.

Эти же индексы имеют входные и выходные сигналы ВР.

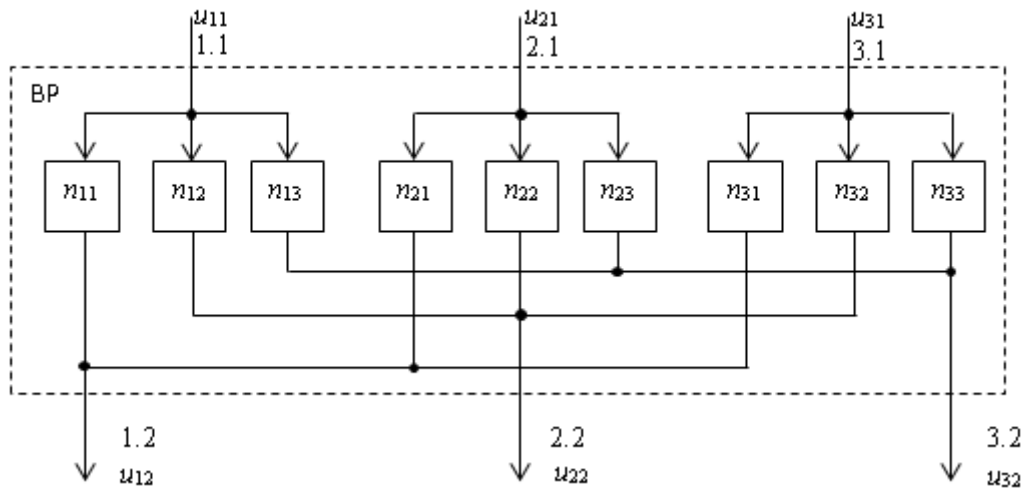


Рис. 4

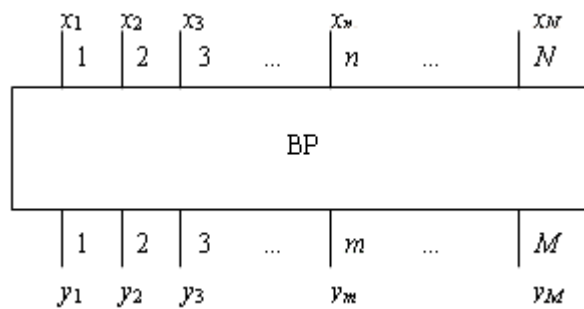


Рис. 5

В соответствии с рис.5, система уравнений для выходных сигналов ВР с учетом рис.4, принимает вид

$$\begin{cases} y_1 = n_{11}x_1 + n_{21}x_2 + \dots + n_{n1}x_n + n_{N1}x_N \\ y_2 = n_{12}x_1 + n_{22}x_2 + \dots + n_{n2}x_n + n_{N2}x_N \\ y_3 = n_{13}x_1 + n_{23}x_2 + \dots + n_{n3}x_n + n_{N3}x_N \\ y_M = n_{1M}x_1 + n_{2M}x_2 + \dots + n_{nM}x_n + n_{NM}x_N \end{cases}$$

где n_{nm} – коэффициент передачи ВР со входа n на выход m .

Для ВР с произвольными количествами входов и выходов выражение для сигнала на произвольном выходе m , в соответствии с системой уравнений принимает вид

$$y_m = \sum_{n=1}^N n_{nm}x_n,$$

Частными случаями ВР являются линейный сумматор (рис.6) и линейный разветвитель (рис.7).



Рис. 6

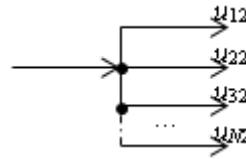


Рис. 7

При этом значения коэффициентов передачи ВР соответственно равны $n_{n1}=1$ и $n_{m2}=1$.

Обозначения блоков обобщенного ПС

На схемах (рис.1, рис.2), приняты следующие обозначения блоков: $ПС_{x_2}^{x_1}$, где x_1 – номер уровня раскрытия, x_2 – номер блока.

В ряде случаев, при большом количестве раскрываемых уровней преобразователей, может быть использовано трех индексное обозначение преобразователей и составляющих их блоков $ПС_{x_2x_3}^{x_1}$, где x_1 – номер уровня раскрытия, x_2 – номер раскрываемого блока, x_3 – номер блока на раскрытой схеме.

Символами P и U обозначены внешние основные соответственно радио и электрические сигналы. Символами u – вспомогательные электрические сигналы.

Верхние и нижние индексы сигналов обозначены как $U_{y_2y_3}^{y_1}$, где y_1 – номер уровня, y_2 – номер блока к которому относится сигнал, y_3 – идентификатор сигнала.

Данная система обозначений позволяет компактно и структурно определить принадлежность сигналов к конкретному уровню и блоку ПС, и идентифицировать аппроксимирующие блоки и сигналы при их произвольном количестве.

Идентификатор сигнала y_3 может принимать численные или буквенные обозначения. Численные: 1-входной сигнал блока, 2-выходной сигнал. При наличии у конкретного блока, более одного входа и (или) более одного выхода, нечетные индексы соответствуют входным сигналам (1;3;5,7...), а четные – выходным (2;4;6,8...). Буквенные символы обозначают тип (характер) соответствующего блока: Т – сигнал тракта обработки и т.д.

Практика показывает, что для аппроксимации радиоустройств достаточно, что бы $y_1 \in [0; 9]$ и $y_2 \in [0; 9]$. В случае если требуется $y_1 > 9$ (то есть двух или трехзначные числа), то значения y_2 и y_3 отделяются точкой (например, 12.1).

Стрелки « \rightarrow » показывают направление и обозначают идеальный тракт прохождения электрического сигнала. То есть активная и реактивная составляющие сопротивления тракта равны нулю. При необходимости, параметры реальных трактов учитываются в передаточных функциях соответствующих блоков, либо введение соответствующих блоков при структурной аппроксимации. Стрелки « $\overset{\sim}{\rightarrow}$ » показывают условное направление (к входу блока или с выхода блока) и обозначают идеальный тракт прохождения радиосигнала между блоками аппроксимирующей схемы. Начало и окончания стрелки, соответствуют одной геометрической точке пространства. Радиосигнал от начала до окончания стрелки передается мгновенно, без изменения мощности, фазы, параметра поляризации и направления распространения.

Для стрелки на входе и выходе блока так же могут соответствовать одной геометрической точке пространства. Сказанное иллюстрируется рис.8. Здесь показан упрощенный вариант распространения сигнала в двух координатном пространстве.

В точке А (рис. 8а) осуществляется излучение сигнала, сигнал приходит в точку В. На отрезке АВ происходит затухание сигнала его задержка (фазовый сдвиг). В точке В сигнал отражается. То есть меняется его мощность (вследствие частичного поглощения), фазовый сдвиг и направление распространения. В точке В сигнал меняет параметры и

пере излучается в точку С. На участке ВС происходят изменения мощности и фазы сигнала, аналогичные изменениям на АВ. Перечисленные изменения параметров сигнала структурно аппроксимируются процессами (рис. 8б), осуществляемыми в преобразователях $ПС_1^0$, $ПС_2^0$, $ПС_3^0$: на участке АВ $\rightarrow ПС_1^0$, в точке В $\rightarrow ПС_2^0$, на участке ВС $\rightarrow ПС_3^0$: При этом, точки а и в на схеме, соответствуют геометрической точке А в пространстве, точки с, d, e и f – точке В, а точки g и h – точке С.

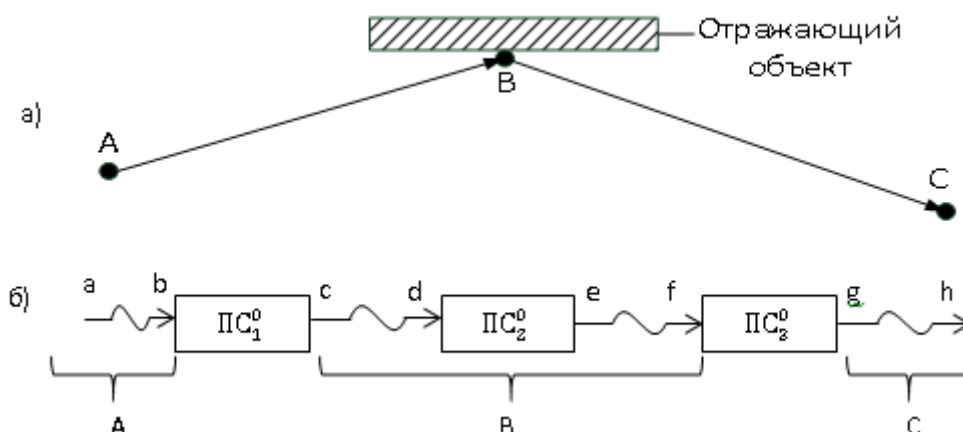


Рис. 8

Представленная на рис.2 схема ПС, позволяет структурно аппроксимировать и аналитически описывать процессы преобразования (формирования и обработки) электрических и радиосигналов в следующих областях: электрические процессы; пространственно-электрические и электро-пространственные процессы; процессы пространственного преобразования радиосигналов.

В области **электрических процессов** это: генерирование; усиление; фильтрация; сложение и вычитание сигналов в заданных пропорциях; разветвление сигналов; статическое регулирование амплитуды и фазового сдвига сигналов; преобразование частоты; умножение и деление частоты сигнала; амплитудное частотное и фазовое детектирование; модуляция амплитуды и фазы; формирование управляющих сигналов для трактов автоматического управления; автоматическое регулирование (автоподстройка) амплитуды, фазы, частоты на основе принципов регулирования по возмущению, отклонению и комбинированного; оценивание; компенсация помех; преобразования сигналов введением прямых, обратных и перекрестных связей; автоматическая компенсация фазовых, амплитудных и амплитудно-фазовых искажений и помех на основе автоподстройки и др.

В области **пространственно-электрических и электро-пространственных процессов** это: преобразование радиосигнала в электрический и электрического сигнала в радиосигнал; пространственный многоканальный прием радиосигналов; многоканальная пространственная передача радиосигналов; микширование нескольких пространственных радиосигналов; обеспечение прямых обратных и перекрестных связей по радиосигналу; ретранслирование радиосигнала без преобразования частоты; ретранслирование радиосигнала с преобразованием частоты и т.д.

При этом, количество аппроксимируемых пространственных каналов не ограничено и определяется только количеством, используемых унифицированных ПС. Данное обстоятельство позволяет рассматривать и аппроксимировать, например, фазированную антенную решетку, как единую систему или как совокупность отдельных элементов, каждый из которых обладает своими характеристиками, и т.п.

В области **процессов пространственного преобразования радиосигналов**, это пространственные процессы и пространственные характеристики (параметры), связанные с распространением радиосигналов: затухание радиосигналов при распространении и возможные резонансные эффекты; задержки и фазовые сдвиги радиосигналов при распространении; мощностные и фазовые преобразования при отражении и пере отражении; преобразование пространственных параметров (угла азимута, угла места, пространственных координат трехмерного пространства при отражении и пере отражении; интерференция и дифракция радиосигналов; пространственное разветвление (частичное отражение) радиосигналов; изменение параметров поляризации и др.

Уровни раскрытия схемы преобразователя

Рассмотрим несколько уровней раскрытия схемы преобразователя. Нулевой уровень раскрытия ПС представлен на рис.1, что соответствует свернутому преобразователю. Уровень 1 (рис.2), является базовым ПС. Его дальнейшее раскрытие позволяет произвольно увеличивать количество преобразований сигнала в «строке». Каждое раскрытие последующего уровня осуществляется раскрытием в схеме (рис.2) свернутых преобразователей (в данном случае $ПС_1^1$ и $ПС_2^1$), содержащихся в предыдущем уровне.

Следующий уровень раскрытия представлен на рис.9. Для уменьшения размеров схемы на рис.9 раскрыт только $ПС_1^1$ и показан только тракт электрического сигнала.

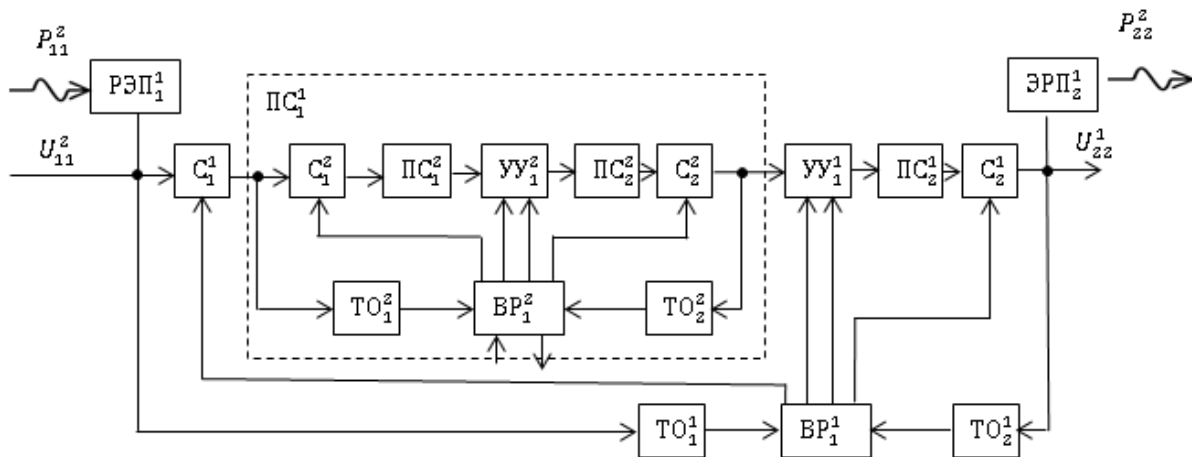


Рис. 9

Обозначим передаточные функции блоков: $ПС \rightarrow П$, $УУ \rightarrow К$, $ВР \rightarrow n$, $ТО \rightarrow W$. Пусть верхние и нижние индексы функций полностью соответствуют верхним и нижним индексам своих блоков. В соответствии с рис.1, рис.2 и рис.3, передаточные функции ПС различных уровней получаются перемножением передаточных функций составляющих блоков и имеют вид

$$\text{уровень 0 } Q^0 = П_1^0 - \text{свернутый ПС,}$$

$$\text{уровень 1 } Q^1 = П_1^1 К_1^1 П_2^1,$$

$$\text{уровень 2 } Q^2 = П_1^2 К_1^2 П_2^2 К_1^1 П_3^2 К_2^2 П_4^2,$$

$$\text{уровень 3 } Q^3 = П_1^3 К_1^3 П_2^3 К_1^2 П_3^3 К_2^3 П_4^3 К_1^1 П_5^3 К_3^3 П_5^3 К_3^3 П_6^3 К_2^3 П_7^3 К_4^3 П_8^3$$

Общее выражение передаточной функции для произвольного числа раскрытых уровней $A \geq 1$

$$Q^A = \prod_{\alpha=1}^A \prod_{\beta=1}^B \prod_{\gamma=1}^G \Pi_{\beta}^{\alpha} K_{\gamma}^{\alpha},$$

где α - текущий номер раскрываемого слоя, A - максимальное число раскрытых в ПС слоев, β, γ - коэффициенты (номера передаточных функций) соответственно ПС и УУ, $B=2\alpha, G=2\alpha-1$ - максимальные значения β, γ .

Обобщенная схема преобразования, содержащая M «строк», представлена на рис.10. Правые верхние индексы блоков, сигналов и передаточных функций соответствуют номеру «строки».

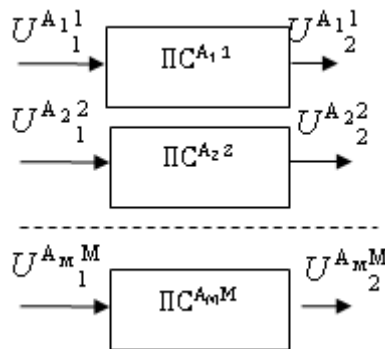


Рис. 10

Совокупности входных и выходных сигналов обозначим через матрицы $U_{1,2}^{A_M M}$, а через матрицу $Q^{A_M M}$ -совокупность передаточных функций. Тогда обобщенная схема описывается системой уравнений

$$U_2^{A_M M} = Q^{A_M M} U_1^{A_M M}.$$

Подобно формированию телевизионного кадра представление схемы конкретного радиоустройства, сводится к заданию передаточных характеристик в соответствующем элементе «кадра» обобщенной схемы.

Рассмотрим схему радиопередатчика с амплитудной или угловой модуляцией и автоматическим регулированием уровня (АРУ) выходной мощности (рис.11а).

Для уменьшения громоздкости рисунка, ограничимся аппроксимацией только электрического тракта радиопередатчика. Кроме того, поскольку общие прямые, обратные и перекрестные связи в схеме рис.11а отсутствуют, исключим сумматоры и другие незадействованные блоки ПС, а также и линии связи, соединяющие исключенные блоки. При анализе схемы это обеспечивается автоматически – программным способом или вручную, заданием значений (приравниванием к нулю или единице) соответствующих коэффициентов в выражениях передаточных функций данных блоков ПС.

Структурная аппроксимация на основе обобщенной схемы ПС представлена на рис.11б.

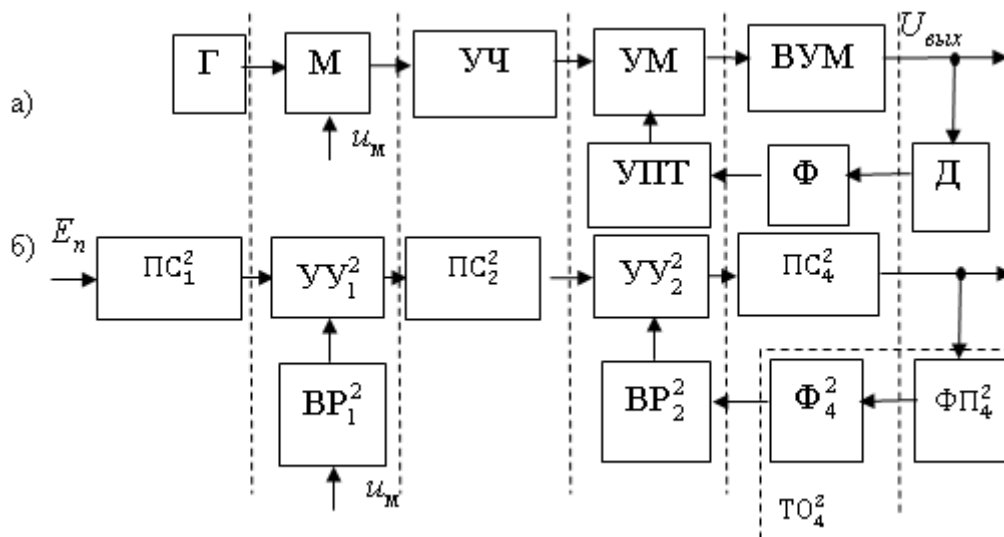


Рис. 11

Здесь приняты следующие обозначения: Г – генератор передатчика, М – модулятор, УЧ – умножитель частоты, УМ – регулируемый усилитель мощности, ВУМ – выходной усилитель мощности, Д, Ф и УПТ – детектор, фильтр и усилитель постоянного тока АРУ, u_m – модулирующий сигнал, E_n – напряжение питания. Обозначим также $U_\Gamma = U_m \cos \omega t$ – выходной сигнал генератора, U_m – амплитуда, ω – несущая частота, t – время, K_M , $K_{УЧ}$, $K_{УМ}$, $K_{ВУМ}$, D_A , M_A , n_A – коэффициенты передачи соответственно модулятора, умножителя частоты, регулируемого и выходного усилителей мощности, детектора, фильтра и усилителя постоянного тока АРУ, Φ_4^2 и $\Phi\Pi_4^2$ – фильтр и функциональный преобразователь TO_4^2 . В данном случае $\Phi\Pi_4^2$ осуществляет функцию амплитудного детектирования выходного сигнала ВУМ и его передаточная функция D_4^2 .

Тогда передаточные функции блоков обобщенной схемы: $\Pi_1^2 = (U_m/E_n) \cos \omega t$, $K_1^2 = K_M$, $\Pi_2^2 = K_{УЧ}$, $K_2^2 = K_{УМ}$, $\Pi_4^2 = K_{ВУМ}$, $K_1^1 = K_M$, $K_1^1 = \Pi_3^2 = n_1^2 = 1$, $W_1^1 = W_2^1 = W_1^2 = W_3^2 = 0$, $D_4^2 = D_A$, $M_4^2 = M_A$, $n_{2НУ}^2 = n_A$

Их подстановка в конечные передаточные функции преобразователя позволяет сразу получить выражения передаточных функций радиопередатчика для рассматриваемых воздействий; получить аналитические выражения и для динамических, амплитудно-частотных, модуляционных и других характеристик конкретного радиопередатчика; провести расчет, анализ и исследование данных характеристик; провести их оптимизацию. Для структурной аппроксимации потребовалась одна «строка» и два уровня раскрытия ПС.

Структурная аппроксимация пространства распространения радиосигналов

При структурной аппроксимации пространства распространения радиосигналов (радиоволн), к блоку ПС добавляется блок геометрических вычислений (БГВ).

БГВ учитывает преобразования пространственных параметров радиосигналов (угол азимута – α , угол места – β и параметр поляризации γ), а также преобразования координат трехмерного пространства (X, Y, Z), в процессе распространения радиосигнала.

Расчет параметров и характеристик радиосигналов осуществляется программным методом на основе НКЛФ.

Исходными данными для БГВ являются:

1. Трехмерные геометрические контуры реального пространства распространения радиосигнала с характеристиками отражающих и поглощающих свойств граничных

структур – в случае ограниченного пространства. Геометрические контуры привязываются к координатам местности и направлению «север-юг».

2. Координаты расположения передающих антенн (на рис.2 это ЭРП).
3. Аналитические выражения (или их аппроксимирующие функции) либо числовые отсчеты диаграмм направленности (ДН) передающих антенн.
4. Данные начальной ориентации оси главного лепестка ДН – угол азимута и угол места.
5. Данные о траектории перемещения, скорости перемещения и зависимости изменения скорости перемещения ЭРП во времени.
6. Параметры сканирования ДН передающих антенн во времени.
7. Трехмерные геометрические характеристики объектов, расположенных в пространстве распространения радиосигнала. В том числе и характеристики объектов, не имеющих четко очерченных границ.
8. Характеристики отражения и поглощения радиосигнала для пространственных объектов.
9. Данные траектории перемещения, скорости перемещения и зависимости изменения скорости перемещения подвижных объектов во времени.
10. Координаты расположения приемных антенн (на рис.2 это РЭП).
11. Аналитические выражения (или их аппроксимирующие функции) либо числовые отсчеты диаграмм направленности (ДН) приемных антенн.
12. Данные начальной ориентации оси главного лепестка ДН приемных антенн – угол азимута и угол места.
13. Данные траектории перемещения, скорости перемещения и зависимости изменения скорости перемещения РЭП во времени.
14. Параметры сканирования ДН приемных антенн во времени.

Координаты расположения передающих и приемных антенн, а также геометрические характеристики объектов и траектории перемещения антенн и объектов, могут быть привязаны к электронной карте местности, либо задаваться в виде опорных точек и (или) линий на масштабной сетке экрана монитора.

Алгоритм работы БГВ включает в себя следующие составляющие (этапы):

1. Представление геометрических характеристик пространства, и объектов, расположенных в пространстве, а также траекторий перемещения и скоростных характеристик, в виде аналитических выражений на основе НКЛФ.
2. Дискретизация в трехмерном пространстве диаграмм направленностей передающих антенн.
3. Пошаговое вычисление для каждого шага дискретизации, траекторий распространения радиосигналов. С учетом полного отражения от пространственных объектов или частичного отражения и частичного прохождения. А также с учетом дифракции радиоволн.
4. Пространственная фильтрация – отбор траекторий, попадающих в точку расположения приемной антенны.
5. Для каждой из отобранных в п.4 траекторий, расчет требуемого количества ПС, для аппроксимации преобразований радиосигналов при прохождении траектории.
6. Для каждой траектории, расчет эквивалентных управляющих сигналов ПС, для формирования соответствующих характеристик затухания и поглощения при прохождении траектории.
7. Вычисление мощности, фазовых и угловых параметров (α , β) и параметров поляризации (γ) в точках расположения приемных антенн.
8. Расчет весовых коэффициентов ВР для каждой траектории, на основе параметров α , β и γ радиосигналов и на основе выражений ДН приемных антенн.

9. Весовое суммирование в точке приема сигналов всех отобранных траекторий, с учетом их мощностных и фазовых характеристик.

При перемещениях объектов в пространстве распространения радиосигналов и при изменении характеристик направленности антенн, расчеты повторяются для заданных моментов (интервалов) времени.

После пространственной дискретизации, ДН передающей антенны представляет собой набор отдельных лучей (рис.12а). В двумерном пространстве функция луча с номером i имеет вид

$$y_i(x) = (k_i x + b_i) q_i(x), \quad (1)$$

где k_i и b_i – постоянные коэффициенты $y_i(x)$, $q_i(x)$ – переключающая НКЛФ (рис.12б). Выражение для переключающей НКЛФ

$$q_i(x) = \frac{\kappa}{2} \left(|x - x_A| - \left| x - \frac{1}{\kappa} - x_A \right| + \frac{1}{\kappa} \right), \quad (2)$$

где κ – крутизна переключающей НКЛФ – максимально большое число.

Для лучей, расположенных слева от вертикальной оси $x = x_A$, переключающая НКЛФ имеет вид

$$q_i^*(x) = \frac{|\kappa|}{2} \left(|x - x_A| - \left| x + \frac{1}{|\kappa|} - x_A \right| \right) + \frac{1}{2}. \quad (3)$$

В трехмерном пространстве применение НКЛФ позволяет аналогично описать лучи ДН передающей антенны.

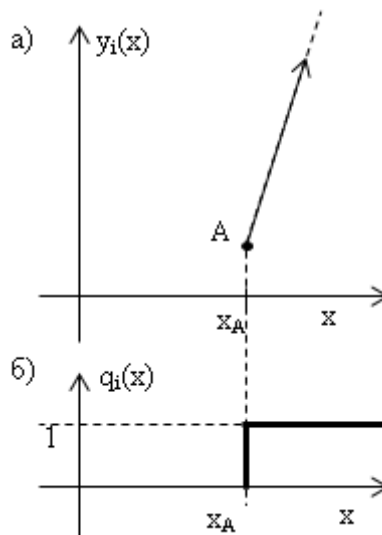


Рис. 12

Расчет траекторий распространения радиосигнала.

Для пояснения принципа расчета и алгоритма пространственной фильтрации (отбора) траекторий радиосигнала, рассмотрим упрощенный пример для двумерного пространства (рис.13а). На рисунке обозначено: А точка расположения в пространстве передающей антенны её координаты – $(x_A; y_A)$; G – пространственный объект отражающий

радиосигналы; E точка расположения в пространстве приемной антенны (x_E ; y_E); $y_1(x)$, $y_2(x)$ и $y_3(x)$ – первый, второй и третий лучи, оставшиеся после пространственной дискретизации ДН передающей антенны, эти функции описываются НКЛФ; $Q_0(x)$ – включающая НКЛФ, $y_0(x)$ – прямая совпадающая с отражающей плоскостью пространственного объекта; $y_4(x)$ и $y_5(x)$ отраженные от объекта G лучи, соответственно в точках отражения C и D; x_1, x_2 – проекции границ объекта G на оси x.

Отражающая плоскость объекта G ограничена в пространстве и может быть представлена в виде следующего аналитического выражения

$$y_G = y_0(x) Q_0(x), \quad (4)$$

где $y_0(x) = k_0x + b_0$ – уравнение прямой, k_0 и b_0 – постоянные коэффициенты.

$$Q_0(x) = \frac{\kappa}{2} \sum_{\lambda=0}^1 \sum_{\gamma=0}^1 (-1)^{\lambda+\gamma} \left| x - x_1 - \gamma \left(x_2 - x_1 - \frac{1}{\kappa} - \frac{\lambda}{\kappa} \right) \right|, \quad (5)$$

включая НКЛФ функции $y_0(x)$, κ – крутизна включающей НКЛФ, задается произвольно. Целесообразно задать максимально возможное значение.

График функции $Q_0(x)$ представлен на рис.13б.

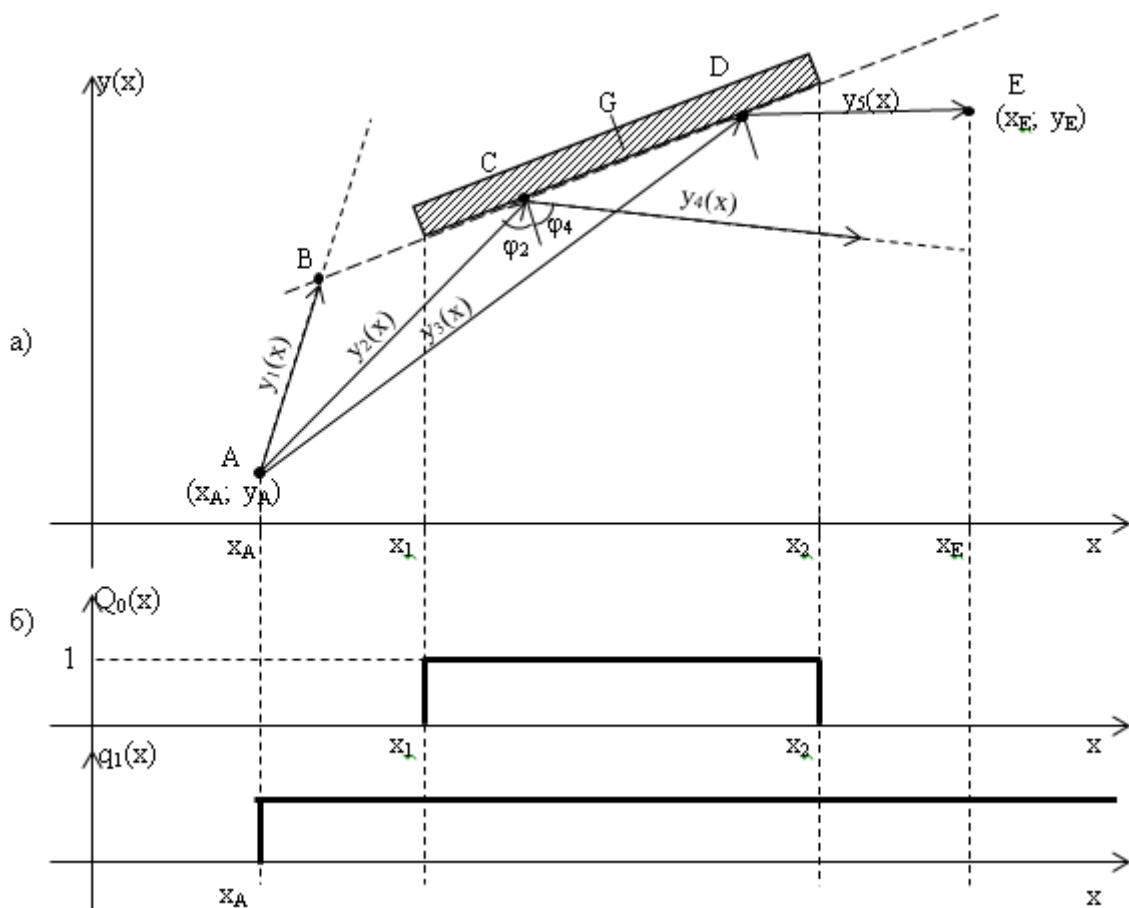


Рис. 13

В данном случае, для наглядности, после пространственной дискретизации ДН приемной антенны осталось только три луча.

Порядок расчета следующий:

1. Строим начальную траекторию для первого луча. Определяем возможную точку попадания первого луча на отражающий объект G. Координату x данной точки находим из уравнения (см. рис.13а)

$$y_1(x_B) = y_0(x_B), \quad (6)$$

откуда

$$x_B = \frac{b_0 - b_1}{k_1 - k_0}, \quad y_B = k_1 \frac{b_0 - b_1}{k_1 - k_0} + b_1. \quad (7)$$

2. Проверяем подлинность данной точки. Для этого вычисляем

$$L_1 = Q_0(x_B)q_1(x_B). \quad (8)$$

Если $L=1$ – точка отражения реально существует. Если $L=0$ – точка мнимая - отражения от объекта нет. Это соответствует рассматриваемому случаю (рис.13б).

В случае, когда исследуемый луч располагается слева от прямой $x=x_A$ и его аппроксимирующая прямая умножается на $q_n^*(x)$, в выражении (8) вместо $q_n(x)$ используется $q_n^*(x)$.

3. Поскольку другие отражающие объекты в данном примере отсутствуют, проверяем возможность попадания луча $y_1(x)$ в точку приема E.

Для этого вычисляем

$$\xi_1(x) = y_1(x_E) - y_E. \quad (9)$$

Если $\xi_1 \neq 0$ – траектория не попадает в точку расположения приемной антенны.

Если $\xi_1 = 0$ – траектория попадает в точку приема и соответственно далее участвует в формировании результирующего сигнала в точке приема, т.е. - в суммировании сигналов различных траекторий с учетом амплитудно фазовых соотношений.

В данном случае $\xi_1 \neq 0$ (рис.13а) и траектория не попадает в точку приема.

На этом расчет траектории для первого луча закончен.

4. Строим начальную траекторию для второго луча аналогично рассмотренной выше. Находим координату точки C из уравнения

$$y_2(x_C) = y_0(x_C), \quad (10)$$

определяем x_C и y_C

$$x_C = \frac{b_0 - b_2}{k_2 - k_0}, \quad y_C = k_2 \frac{b_0 - b_2}{k_2 - k_0} + b_2, \quad (11)$$

где k_2 и b_2 – коэффициенты $y_2(x)$.

5. Проверяем истинность точки C.

$$L_2 = Q_0(x_C)q_2(x_C), \quad L_2 = 1. \quad (12)$$

Точка отражения (см.13а), реально существует.

6. Исходя из равенства углов падения и отражения ($\varphi_2=\varphi_4$) и используя переключающую НКЛФ, находим выражение для луча $y_4(x)$.

7. Поскольку других отражающих объектов нет, проверяем возможность попадания луча y_4 в точку E.

Вычисляем

$$\xi_4(x)=y_4(x_E)-y_E. \quad (14)$$

Здесь $\xi_4 \neq 0$ (см. рис. 13а), траектория не попадает в точку приема.

Расчет траектории для второго луча завершен.

8. Строим начальную траекторию для третьего луча аналогично. Находим координату точки D из уравнения

$$y_3(x_D) = y_0(x_D), \quad (14)$$

определяем x_C и y_C

$$x_D = \frac{b_0 - b_3}{k_3 - k_0}, \quad y_D = k_3 \frac{b_0 - b_3}{k_3 - k_0} + b_3, \quad (15)$$

где k_3 и b_3 – коэффициенты $y_3(x)$.

9. Проверяем истинность точки D.

$$L_3 = Q_0(x_D)q_3(x_D) = 1, \quad L_3 = 1 \quad (16)$$

Точка отражения (см. рис.13а) реально существует.

10. Аналогично п.6 находим выражение для луча $y_5(x)$. Его коэффициенты k_5 и b_5 .

11. Поскольку других отражающих объектов нет, проверяем возможность попадания луча y_5 в точку приема E. Вычисляем

$$\xi_5(x)=y_5(x_E)-y_E \quad (17)$$

Здесь $\xi_5=0$, траектория (см. рис.13а) попадает в точку приема. Расчет траектории третьего луча завершен.

В рассмотренном примере для наглядности приведен только один отражающий объект. В реальном пространстве, количество объектов, их конфигурация и расположение могут быть произвольными, но при расчете траекторий радиосигнала используется тот же подход.

Кроме того, собственные размеры антенн (антенных систем) приняты малыми и в данном случае не учитывались. При необходимости, геометрическая конфигурация антенн описывается на основе НКЛФ, аналогично конфигурации пространственных объектов и учитывается при построении траекторий.

В процессе построения траекторий радиосигналов определяется количество и расположение в пространстве точек отражения (переотражения) от соответствующих объектов. Эти данные, в свою очередь определяют количество (рис.8) и характеристики ПС, аппроксимирующих отдельные траектории и пространство распространения радиосигналов в целом. Необходимые эквивалентные управляющие сигналы для ПС, а также угловые координаты траекторий и параметры начальных входных сигналов каждой траектории определяются в БГВ по заданным алгоритмам. Например, такие, как, расчет длин отрезков траекторий, для определения затухания сигнала на этих отрезках и др.

Учет диаграммы направленности приемной антенны осуществляется заданием на основании описывающей её функции, соответствующих весовых коэффициентов ВР в соответствии направлением прихода каждого луча в точку приема (в данном случае ВР выполняет функцию весового сумматора), для каждой пространственной траектории, приходящей в точку приема.

Если требуется исследовать распределение мощностных и фазовых характеристик в заданных точках пространства, безотносительно конкретной антенны, то в данных точках осуществляется просто линейное суммирование сигналов всех траекторий (с учетом их амплитудно фазовых характеристик), приходящих в каждую заданную точку.

В случае, когда пространственный объект имеет сложную геометрическую форму, она так же может быть аппроксимирована НКЛФ с любой заданной точностью (рис.14 – двумерное пространство). Функция $y(x)$, описывающая фигуру, для большинства значений x в области определения – неоднозначна. Исключения составляют точки фигуры, соприкасающиеся с вертикальными касательными. Применение НКЛФ позволяет исключить неоднозначность при аналитической записи $y(x)$.

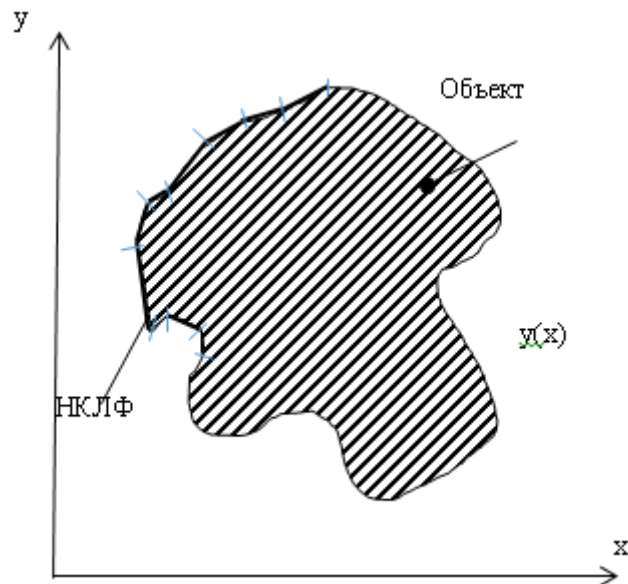


Рис. 14

Расчет траекторий радиосигнала в трехмерном пространстве осуществляется аналогично рассмотренному выше. При этом используются уравнения прямых и поверхностей в трехмерном пространстве, и трехмерные НКЛФ.

Оптимизация расчета траекторий радиосигналов

Дискретизация ДН передающей антенны при расчете траектории может привести к тому, что точка приема, в пространстве окажется между соседними траекториями, что повлияет на точность расчетов. В двумерном пространстве это иллюстрируется рис.15.

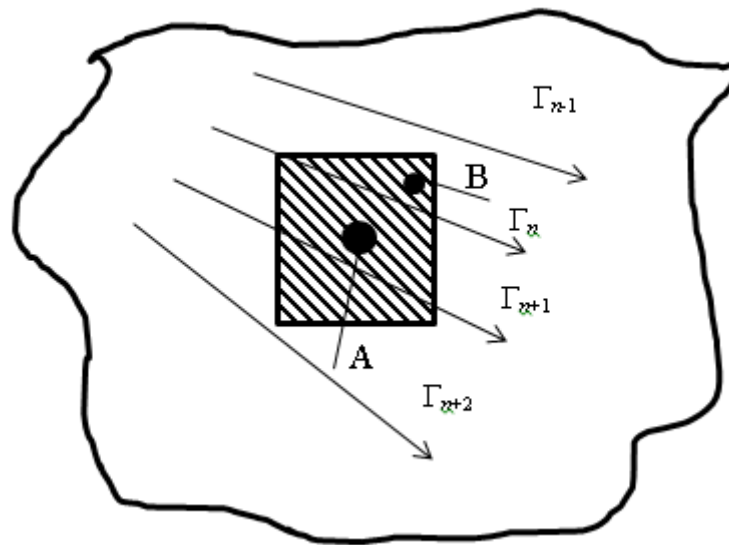


Рис. 15

Здесь обозначено Γ_n – траектории распространения радиосигналов, n – текущий номер траектории, A – точка расположения приемной антенны. На рисунке траектории Γ_n и Γ_{n+1} близки к точке A , но не пересекают ее. Для повышения точности расчетов представляется целесообразным местоположение приемной антенны на первом этапе задавать в виде поверхности, например, B (рис.15), аналитически представленной в форме НКЛФ. На втором этапе участок ДН передающей антенны, соответствующий траекториям $\Gamma_n \div \Gamma_{n+1}$, дискретизируется с меньшим шагом и поверхность B уменьшается. Процесс повторяется до обеспечения заданной точности вычислений.

Обобщенная структурная схема радиотехнической системы на основе преобразователей сигналов

В общем случае радиотехническая система (РТС) является многоканальной. Например, радиорелейная линия связи, системы космической и мобильной связи, радиопеленгационная и радионавигационная системы и др. Понятия многоканальности относятся к множеству независимых источников информационного сигнала, множеству несущих радиочастот, к множеству пространственных каналов (траекторий) распространения радиосигналов. Кроме того, к многоканальному может быть отнесено множество воздействий дестабилизирующих факторов на различные устройства, составляющие блоки РТС и на составляющие элементы пространства распространения радиосигналов.

Обобщенная структурная схема РТС может быть представлена в следующем виде (рис.16). На схеме приняты следующие обозначения: БФС – блок формирования сигнала; ПРРС – пространство распространения радиосигнала; БОС – блок обработки сигнала; БВС – блок вспомогательных сигналов, ϵ_f , ϵ_0 и ϵ_b соответственно множества дестабилизирующих воздействий на устройства, составляющие блоки – БФС, БОС и БВС; ϵ_n – множество дестабилизирующих воздействий на среду распространения и объекты, расположенные в ПРРС; u_f , u_0 , u_b – много канальный информационный сигнал БФС, БОС, БВС; θ_n – массив информационных воздействий в ПРРС на параметры и характеристики радиосигналов.

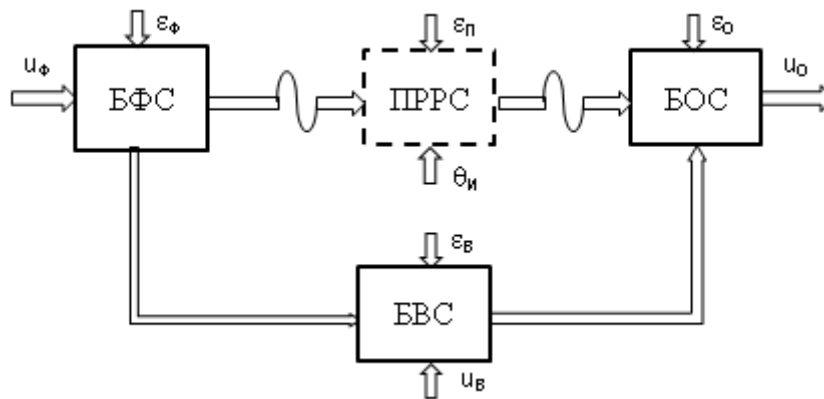


Рис. 16

Воздействие $\theta_{и}$ отражает ситуацию, когда информация формируется непосредственно в ПРРС и отражает параметры и характеристики как элементов (участков), пространства, так и объектов расположенных в пространстве. Например: положение и изменение параметров скорость, высота, направление движения летящего самолета; геометрические характеристики, направление перемещения, влажностные характеристики облачных образований атмосферы; температурные неоднородности атмосферы и т.д.

Широкие прямые стрелки, по аналогии с рассмотренными ранее обозначают одновременную передачу массива – нескольких сигналов, параметров, воздействий и т.п. Широкие волнистые стрелки показывают направление прохождения массива радиосигналов. Как и ранее начало, и окончание стрелки соответствует одной геометрической точке пространства, а радиосигналы от начала и до окончания стрелки передаются мгновенно во времени, и без изменения своих параметров.

Следует отметить, что под ПРРС подразумевается не только пространство, в частности, между передающей и приемной антеннами, но вся область пространства, в которой располагаются траектории прохождения радиосигналов. Это могут быть и участники пространств за антеннами (например, при наличии отражающих объектов), если там располагаются траектории радиосигналов на их пути от передающей до приемной антенн. При использовании одной приемно-передающей антенны – подход аналогичен.

Представленная обобщенная схема позволяет реализовать системный подход и одновременно исследовать процессы и пространственного, и электрического преобразования сигналов. Этой схемой могут быть представлены все известные схемы РТС и РТС передачи информации. В том числе: радиолокационные станции; пассивные, активные и пассивно-активные радиометеорологические линии связи, системы мобильной связи и т.д.

При анализе и исследовании, например, пассивной радиометеорологической системы, в качестве БФС выступает совокупность физических процессов, формирующих радиотепловое излучение исследуемых объектов. Далее эти процессы структурно аппроксимируются соответствующим набором ПС.

При исследовании импульсной радиолокационной станции, когда используется одна приемно-передаточная антенна, все параметры и характеристики передающей антенны БФС и приемной антенны БОС, задают одинаковыми. Одинаковыми задают и координаты расположения антенн в пространстве. Переключение антенны из режима «передача» в режим «прием» обеспечивается сигналами, формируемыми в БВС. В этом же блоке может формироваться, например, маркер времени излученного сигнала в режиме измерения дальности до цели.

Вышесказанное иллюстрирует, как из обобщенной схемы может быть получена структура конкретной РТС и наоборот – как от конкретной РТС осуществляется переход у обобщенной схеме.

Обобщенная схема РТС состоит из отдельных блоков, поэтому для структурной аппроксимации системы и последующего получения ее передаточных функций, заменим блоки обобщенной схемы, соответствующими блоками преобразователей. Получили обобщенную схему РТС в виде системы преобразователей сигналов (рис.17).

На схеме обозначено: ФБПС – формирующий блок преобразователей сигналов; ПБПС – пространственный блок преобразователей сигналов; ОБПС – обрабатывающий блок преобразователей сигналов; БГВ – блок геометрических вычислений; ВБПС – вспомогательный блок преобразователей сигналов; Каждый блок ПС структурно аппроксимирует соответствующий блок обобщенной схемы РТС.; θ_{Π} – массив пространственных координат, пространственных параметров и характеристик объектов; u_{Π} – массив эквивалентных ПС.

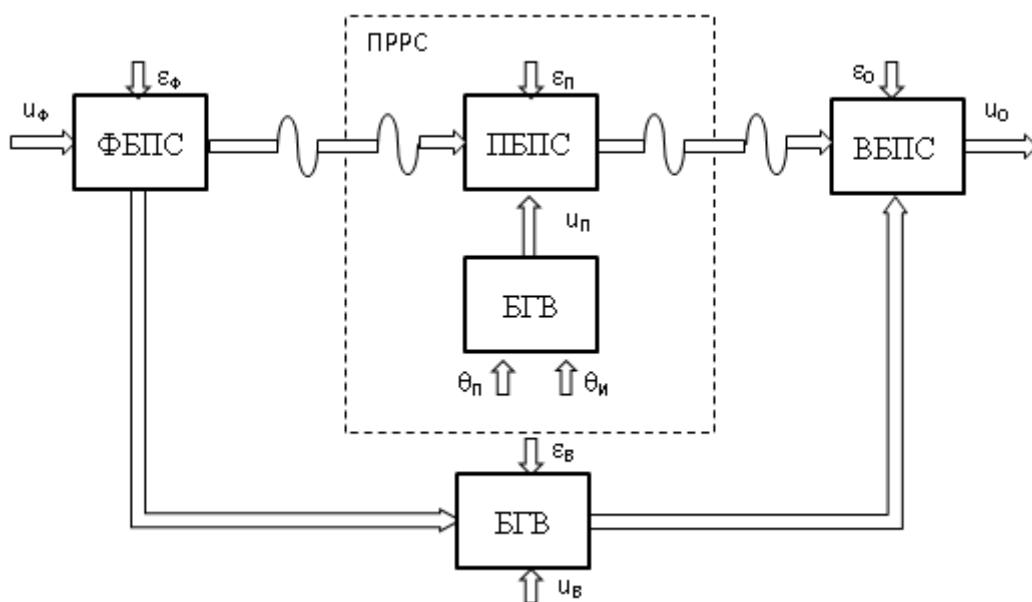


Рис. 17

Блок ПРРС обобщенной схемы включает в себя два блока ПБПС и БГВ.

Каждый блок ПС включает в себя последовательно-параллельное соединение ПС. Конкретное количество ПС в каждом блоке и схема соединения преобразователей определяются структурой аппроксимируемого блока РТУиС. Преобразователи, входящие в блоки имеют нулевой уровень раскрытия. Структура блока не имеет общих и местных обратных связей между составляющими блоками ПС. Все обратные учтены в нижестоящих уровнях раскрытия преобразователей блока. Следует отметить, что структурная аппроксимация и исследование конкретной радиосистемы осуществляется без промежуточного перехода к обобщенной схеме РТС, а непосредственно по схеме рис.17.

Обобщенная схема РТС в виде преобразователей сигналов позволяет структурно аппроксимировать РТС любого вида и конфигурации, представить всю РТС в виде одного ПС и получить соответствующую систему (набор) готовых передаточных функций.

Передаточные функции РТС позволяют проводить анализ и исследование реакции и характеристик системы при заданных сигналах и воздействиях и дестабилизирующих факторов.

При чем, как отмечалось выше для каждой конкретной системы или устройства не требуется составлять уравнения, описывающие их работу, находить их решения и получать передаточные функции. Не требуется и повторение данных процессов при каждом изменении конфигурации конкретных РТУиС, а также при изменении любых характеристик составляющих их звеньев.

Заключение

Предложен новый метод анализа и исследования РТУиС и проведено обоснование разработанного метода.

Метод предполагает проведение структурной аппроксимации радиоустройств на основе разработанной обобщенной схемы.

Исследование конкретных РТУиС проводится по передаточным функциям обобщенной схемы. Применение НКЛФ позволяет исследовать радиоустройства произвольной структуры, с произвольными нелинейными характеристиками и произвольными видами инерционной составляющих блоков и звеньев. Исследование проводится на основе конечных выражений передаточных функций обобщенной схемы.

Вычислительные процессы при исследовании радиоустройств по данному методу просты и не требуют применения специализированных вычислительных устройств и программ.

Наряду с электронными радиоустройствами метод охватывает и исследование радиосигналов в пространстве их распространения. Пространстве с произвольной конфигурацией, произвольными характеристиками и элементами пространства, и с произвольными параметрами и характеристиками расположенных в нем пространственных объектов. В том числе и объектов, не имеющих явно определенных пространственных границ.

Метод позволяет осуществить разработку специализированной программной среды (оболочки), позволяющей существенно упростить и автоматизировать процессы комплексного анализа и исследования произвольных РТУиС.

При этом на первом этапе, на экране монитора оператором формируется аппроксимирующая схема радиоустройства из однотипных стандартных схем преобразователей сигналов. Возможно формирование оператором на экране структурной (функциональной, принципиальной) схемы радиоустройства, с последующей автоматизированной заменой её на аппроксимирующую схему.

Далее вводятся конкретные характеристики безынерционных и инерционных блоков (звеньев) аппроксимируемого радиоустройства, и параметры (характеристики) пространства распространения радиосигналов.

На завершающем этапе по конечным выражениям передаточных функций преобразователей, рассчитываются искомые параметры и характеристики конкретных РТУиС.

При проведении исследований радиоустройств, программно вводятся изменяемые параметры и характеристики, и рассчитываются искомые выходные данные. Строятся исследуемые графики, таблицы и диаграммы РТУиС.

При этом известные программы, такие как MicroCap, OrCad и т.п. могут использоваться как вспомогательные, для расчета, например, нелинейных характеристик конкретных блоков и звеньев радиоустройств. Или для расчета характеристик влияния конкретных дестабилизирующих факторов на параметры конкретного звена.

Разработанный метод позволяет осуществлять как анализ, так и синтез РТУиС на аналитическом и структурном уровнях. Поскольку в общем случае нелинейные дифференциальные уравнения произвольного порядка, описывающие реакцию радиоустройств, могут быть сведены к линейным уравнениям первого порядка, решение обратной задачи (синтез), не представляет сложности, как на аналитическом, так и на программном уровнях.

Необходимо отметить, что разработанный метод применим к любым видам и типам систем и устройств, реализующих процессы формирования, передачи, приема, извлечения и обработки информации (в аналоговом и цифровом виде), и использующих в том числе, волновые процессы (электромагнитного и механического характера), и пространственные тракты для передачи, приема и извлечения информации. В частности, он применим для анализа, исследования и синтеза оптических, оптоволоконных, акустических и электроакустических систем и устройств.

Литература

1. Курилов И.А., Булкин В.В., Григорюк Е.Н., Калинин М.В., Кириллов И.Н., Лашин А.Е. Принципы управления информационными потоками в технологических процессах / Методы и устройства передачи и обработки информации. 2013. № 15 (15). С. 60-65.
2. Григорюк Е.Н., Булкин В.В. Система управления сложным технологическим процессом промышленного предприятия / Системный анализ в проектировании и управлении: Сб. науч. тр. XVIII Междунар. науч.-практ. конф. Ч.2. – СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2014. –С.147-148.
3. Булкин В.В., Григорюк Е.Н., Лашин А.Е. Структурный анализ системы управления воздушным движением с точки зрения повышения безопасности в системе «человек-машина» / Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. №12, 2013. С.1-7.
4. Grigoryuk E.N., Bulkin V.V. Problems of Automation and Management Principles Information Flow in Manufacturing / IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, Volume 221, 2017, 012006. doi:10.1088/1757-899X/221/1/012006.
5. Курилов И.А., Булкин В.В., Васильев Г.С. Динамические характеристики формирователя калибровочного сигнала метеорадиолокатора на основе НКЛФ / Радиотехнические методы в дистанционном зондировании сред [Электронный ресурс]: сб. докладов Четвёртой Всероссийской научной школы и конференции, Муром, 30 июня – 3 июля 2009 г. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2009. -С.319-323. –№ гос. регистрации 0320901239.
6. Кузичкин О.Р., Суржик Д.И., Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М. Характеристики синтезатора частот с комбинированной автоматической компенсацией помех / Прикладные вопросы формирования и обработки сигналов в радиолокации, связи и акустике [Электронный ресурс]: Всероссийские открытые Армандовские чтения «Муром 2020» / Сб. тез. докладов XI научно-практического семинара. -Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2020. С. 35-38.
7. Васильев Г.С., Курилов И.А., Харчук С.М., Суржик Д.И. Исследование устойчивости преобразователя сигналов на основе непрерывных кусочно-линейных функций / Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2012. № 1 (5). С. 4-7.
8. Vasilyev G.S., Kurilov I.A., Kharchuk S.M., Surzhik D.I. Analysis of dynamic characteristics of the nonlinear amplitude-phase converter at complex input influence, 2013, International Siberian Conference on Control and Communications, SIBCON 2013 - Proceedings. 2013. DOI:10.1109/SIBCON.2013.6693641.
9. Кузичкин О.Р., Васильев Г.С., Курилов И.А., Суржик Д.И., Харчук С.М. Частотные характеристики гибридного синтезатора частот с автокомпенсацией фазовых помех / Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2019. № 3 (35). С. 56-64.
10. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М. Анализ динамических характеристик преобразователей сигналов на основе непрерывных кусочно-линейных функций / Научно-технический вестник Поволжья. 2010. № 1. С. 100-104.
11. Курилов И.А. Обобщенная схема амплитудно-фазового преобразования сигналов / Радиотехника. 2006. № 6. С. 91-93.

12. Курилов И.А., Васильев Г.С., Суржик Д.И. Компенсация искажений ЦВС в гибридных синтезаторах частот / Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - 2015. – № 4(20). - С. 13-19.
13. Курилов И.А., Васильев Г.С., Суржик Д.И., Ромашов В.В. Передаточные функции гибридного синтезатора частот с автокомпенсацией фазовых искажений и регулированием по возмущению / Радиотехнические и телекоммуникационные системы. - 2016. – № 2(22). - С. 12-20.
14. Курилов И.А., Васильев Г.С., Суржик Д.И., Харчук С.М. Шумовые свойства формирователя сигналов с автокомпенсацией фазовых помех / Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2015. № 4 (20). С. 5-12.
15. Курилов И.А., Васильев Г.С., Харчук С.М., Суржик Д.И. Частотные характеристики автокомпенсатора фазовых помех цифрового вычислительного синтезатора частот / Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2015. № 1 (17). С. 12-20.