

На правах рукописи

Никитин Юрий Александрович

**ТЕОРИЯ И ПРИМЕНЕНИЕ ЦИФРОАНАЛОГОВЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТЫ
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ**

2.2.13. Радиотехника, в том числе
системы и устройства телевидения

Автореферат диссертация на соискание ученой степени
доктора технических наук

Санкт-Петербург – 2026

Работа выполнена в Федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича» на кафедре электроники.

Научный консультант: **Филин Владимир Алексеевич**,
доктор технических наук, профессор, Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, профессор

Официальные оппоненты: **Рябов Игорь Владимирович**,
доктор технических наук, профессор, федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Поволжский государственный технический университет», кафедра проектирования и производства ЭВС, профессор

Ямпурин Николай Петрович,
доктор технических наук, профессор, Арзамасский политехнический институт (филиал) федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева», кафедра конструирования и технологии радиоэлектронных средств, профессор

Егоров Владимир Викторович,
доктор технических наук, профессор, акционерное общество «Российский институт мощного радиостроения», главный научный сотрудник

Ведущая организация: **Акционерное общество «Концерн «Созвездие»**,
г. Воронеж

Защита состоится 21 октября 2026 года в 14.00 на заседании диссертационного совета 55.2.004.01, созданном на базе Федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича», по адресу: Санкт-Петербург, пр. Большевиков, д. 22, корп. 1, ауд. 554/1.
С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке СПбГУТ по адресу Санкт-Петербург, пр. Большевиков, д. 22, корп. 1 и на сайте www.sut.ru.

Автореферат разослан 20 августа 2026 года.

Ученый секретарь
диссертационного совета 55.2.004.01,
канд. техн. наук, доцент

А.Г. Владыко

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность проблемы. Необходимость увеличения плотности информационных сигналов и их перенос в более высокочастотные области спектра заставляет применять новые, более сложные способы кодирования информации, что предъявляет более жесткие требования к колебаниям синтезаторов частоты – к формирующим трактам мощных радиопередающих устройств (к возбудителям передатчиков), и к гетеродинным трактам радиоприемных устройств – прежде всего, к гетеродинам измерительных радиоприемников и анализаторов спектра; ужесточаются требования к точности установки частоты на выходе синтезаторов, к уменьшению времени переключения при смене формируемых частот, к преамплексности фазы при смене выходных частот, к минимизации помеховых составляющих колебаний – шумовых и дискретных, формируемых на их выходе.

Научная проблема цифроаналогового синтеза частот – неполнота и разобщенность существующих локальных теорий – есть теории пассивного аналогового и пассивного цифрового синтеза частот, есть теория колец компенсации или возвратного гетеродинамирования, есть теория активного синтеза частот на основе умножающих колец импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАП).

Цифроаналоговые синтезаторы частоты есть результат компромисса с целью достижения требуемого набора характеристик выходного колебания при соблюдении разумных ограничений на $f_{\text{опВЧ}}$, $f_{\text{выхНЧ}}$ и сложности реализации требуемых выходных параметров при использовании доступной элементной базы.

Основы теории пассивного цифрового синтеза частот обнародованы в работах зарубежных авторов – V. Kroupa, B. Gold, C. Rader, B-G Goldberg – в их работах впервые были предложены структуры пассивных цифровых синтезаторов на основе схем сложения импульсных последовательностей и многоуровневых синтезаторов на основе накапливающих сумматоров (НС) и ЦАП; в работах J. Vankka подробно рассмотрены различные реализации многоуровневого синтеза частот в твердотельном исполнении.

В трудах отечественных авторов – школы М.М. Зарецкого и И.Н. Гуревича, впервые в отечественной литературе в общем виде был сформулирован оптимальный алгоритм пассивного цифрового синтеза частот (ПЦС) без привязки к конкретной реализации. Кроме того, рассматривались системы ПЦС на основе делителя с дробно-переменным коэффициентом деления (ДДПКД), НС и управляемым устройством задержки (УУЗ), а также спектры некоторых колебаний, в частности, квазимеандры (КМ).

В работах В.А. Иванова, А.А. Львовича, Н. Н. Леготина, В. П. Коданева, Е. Д. Коконова рассматривались синтезаторы на основе НС и спектры формируемых ими колебаний, в том числе, спектр КМ.

В работах школы В.Н. Кочемасова исследовались структуры пассивного цифрового синтеза частот, дополненные УУЗ (при двухуровневом синтезе) и ЦАП (при многоуровневом синтезе) и спектры получаемых колебаний, в том числе, КМ и ЛЧМ.

В работах Г. Л. Седлецкого, В. С. Котова, С. А. Белевитина, Ю. В. Липатова, Б. Д. Кузьмина исследовались структуры и спектры на выходе схем сложения импульсных последовательностей. В работах Н.П. Ямпурин, А.С. Галина, Ю. И. Алехина, Ю. К. Богатырева исследовались структуры пассивного аналогового и, позднее, пассивного цифрового синтеза частот.

В работах И.В. Рябова, В.Я. Шишова, В. Макаренко, В.Г. Лучкова, В. В. Ромашова рассматривались структуры пассивного цифрового синтеза, пригодные для решения конкретных частных задач и спектры формируемых колебаний.

Теория активного цифрового синтеза частот на основе синтезаторных колец ИФАП разрабатывалась в трудах F. Gardner, W. C. Lindsey, V. Manassewitsch, A.V. Chenakin, U.L. Rohde. Отечественные авторы также уделяли большое внимание анализу и синтезу синтезаторных колец ИФАП. Следует отметить работы Е.Г. Момота по использованию колец

ФАП для демодуляции сигналов с угловой модуляцией; работы М.В. Капанова по созданию теории аналоговых колец ФАП; работы Ю.И. Алехина, Ю.К. Богатырева, М.М. Зарецкого по использованию ДДПКД в цепи обратной связи синтезаторных колец ИФАП; работы В.Н. Кулешова, А.В. Рыжкова по фильтрации помех в кольцах ИФАП; работы В.И. Юзвинского и В.А. Левина по анализу и синтезу систем возвратного гетеродинамирования; работы Н.М. Тихомирова, Д.Н. Шапиро, В.В. Шахгильдяна, Б.И. Шахтарина, по систематизации структур колец ИФАП и предложению новых структур ИФАП и схем с повышенными фильтрующими свойствами, с увеличенным быстродействием.

Постоянно появляются новые структуры синтеза частот, однако, информация о новых структурах фрагментарна, отсутствует единообразный и общепринятый понятийный аппарат [20], не используется единый подход к рассмотрению работы цифроаналоговых синтезаторов разных типов, отсутствует детальная классификация известных методов синтеза частот, проводимая с единых позиций. Отсутствуют единые методики расчета спектров когерентных колебаний, формируемых цифроаналоговыми синтезаторами частоты.

Эти локальные теории не связаны между собой ни единообразными подходами, ни едиными моделями, ни единым математическим и даже понятийным аппаратом. Они связаны только конечной целью – формированием выходного колебания с заданным спектральным составом в заданном выходном диапазоне с заданным шагом сетки частот.

В известных работах отсутствует постановка и решение рассматриваемого варианта формулировки цели и проблемы научного исследования. Кроме того, их интегральный взаимоувязанный учет в рамках решения известных задач подобного типа не рассматривался. Отсутствует объединяющее начало различных направлений синтеза частот.

Для комплексного решения указанных проблем необходим анализ современного состояния теории и техники синтеза частот, нахождение связующего общего, объединяющего на данном этапе развития отдельные направления рассматриваемого раздела радиотехники и, на основе новых знаний, создание единой теории цифроаналогового синтеза частот.

Заметим, что при синтезе частот мы всегда имеем дело со счетными множествами (частот, коэффициентов делений), которые можно описать рациональными числами вида $N = P/Q$, используя аппарат теории чисел, где Q, P – целые (натуральные) числа.

Звеном, объединяющим современные методы цифрового и цифроаналогового синтеза частот, может быть **конечный автомат** (КА) – цифровая структура, элементы которой – триггеры, счетчики импульсов, регистры и накапливающие сумматоры, широко используются в современных синтезаторах частоты.

Функциональная схема абстрактного автомата представлена на рисунке 1, где приняты следующие обозначения: S_i – текущее состояние автомата; S_{i+1} – новое состояние автомата; X_i – текущий входной символ; Y_i – текущий выходной символ, i – такты. Порядок работы абстрактного автомата следующий:

- при поступлении очередного символа X_i на вход автомата функция переходов α на основании поступившего символа X_i и текущего состояния S_i определяет новое состояние автомата S_{i+1} ;

- выходная функция на основе текущего состояния автомата S_i и текущего входного символа X_i определяет текущий выходной символ Y_i .

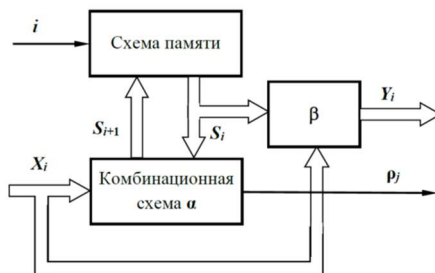


Рис. 1. Структура абстрактного автомата

Применительно к задачам синтеза частот предыдущее определение абстрактного КА удобнее сформулировать иначе: детерминированный КА есть устройство или программа, которые могут изменять свои состояния в дискретные моменты времени, кратные тактовому интервалу i и которые имеют конечное число устойчивых состояний, т.е. обладают конечной памятью. Все перечисленные выше устройства подпадают под определение КА. В технике синтеза частот полезными функциями КА являются функция переходов α и функция выхода ρ_j .

Единообразный подход позволяет системно, с единых позиций и по единым критериям анализировать различные цифровые и цифроаналоговые структуры синтеза частот, а в спектральной области вместо рядов с конечными или бесконечными пределами, после некоторых теоретико-числовых преобразований, получать свернутые суммы в виде аналитических выражений.

Наличие и вид КА в архитектуре современного синтезатора частот во многом определяет его основные выходные параметры. По широте задач, решаемых КА при синтезе частот, и по степени его влияния на параметры выходного колебания, можно сделать вывод, что автомат является важным, если не важнейшим, элементом практически любого современного цифроаналогового синтезатора частот, независимо от того, активный это синтезатор или пассивный.

Отсутствие единого подхода (единой методологии) к анализу и синтезу структур синтеза частот потенциально приводит к существенному снижению качества разрабатываемых синтезаторов и ухудшению их технико-экономических показателей.

Формулировка научной проблемы: Разработка общей теории цифроаналогового синтеза частот с использованием конечных автоматов, развитие методов описания КА и формируемых на их выходах когерентных колебаний во временной и в частотной областях с помощью аналитических выражений.

Объектом исследования являются цифроаналоговые синтезаторы частоты, построенные с помощью МКА для возбудителей мощных радиопередающих устройств и гетеродинов высокочувствительных радиоприемных устройств с большим динамическим диапазоном.

Под термином «модифицированный КА» – МКА, будем понимать оптимальный КА, дополненный цифроаналоговыми устройствами –ЦАП и(или) управляемым устройством задержки (УУЗ).

Предметом исследования является конечный автомат (в широком смысле) и его составляющие – оптимальный КА, ЦАП и УУЗ, методы описания состояния оптимального КА во временной области, а также методы спектрального анализа выходных колебаний КА и МКА.

Цель исследования – создание общей теории цифроаналогового синтеза частот с помощью КА, разработка методологических, теоретических и математических основ исследования и проектирования цифроаналоговых синтезаторов частоты для возбудителей мощных радиопередающих устройств и гетеродинов высокочувствительных радиоприемных устройств с большим динамическим диапазоном – для повышения их эффективности и качества.

Методы исследования. При выполнении исследований использован аппарат теории чисел, аппарат теории линейных электрических цепей, частотные методы анализа систем автоматического регулирования, элементы теории рядов, методы математического и схемотехнического моделирования и экспериментальные исследования.

Критерий достижения цели диссертационных исследований – минимизация уровня побочных спектральных составляющих синтезируемого колебания при широкополосном формировании сетки частот.

Основные положения, выносимые на защиту.

1. Систематизация и обобщение теории цифроаналогового синтеза частот на основе теории оптимального и модифицированного (цифроаналогового) КА – МКА, теории спектрального анализа колебаний при когерентном синтезе частот с помощью

КА, теории линейного динамического управления временным положением импульсов в наносекундном диапазоне, включающих:

- **методы формирования квазиравномерной последовательности импульсов (КРП);**
- **метод сложнопериодической решетчатой функции (СРФ) для анализа и расчета спектров периодических колебаний при когерентных преобразованиях частот с помощью КА;**
- **метод алгоритмической компенсации помех дробности на выходе синтезаторного кольца ИФАП.**

Различные направления теории цифроаналогового синтеза частот систематизированы и объединены в единое целое на основе теории МКА. Для этого общая теория разбита на частные теории и методы – теорию оптимального КА, теорию модифицированного (цифроаналогового) КА, теорию спектрального анализа колебаний при когерентном синтезе частот, теорию динамического управления временным положением импульсов в наносекундном диапазоне.

Локальные теории связаны единой методологией исследований, единым математическим и понятийным аппаратом, что позволило объединить их в качественно новое целое – теорию цифроаналогового синтеза частот.

Для рассмотрения роли и места КА в общей теории цифроаналогового синтеза частот введено понятие оптимального КА, который формирует КРП.

С помощью теоретико-числовых преобразований найдены алгоритмы формирования КРП, наиболее пригодных для целей синтеза частот, т.е. имеющих наименьшее временное отклонение от ближайших к ним импульсов идеально равномерной последовательности (ИРП) требуемой частоты (периода). Доказана оптимальность таких колебаний в указанном смысле. Получена аналитическая запись выражений, с помощью которых описаны функция переходов и функция выхода оптимального КА, а также формулы, позволяющие предсказать состояние оптимального КА в любой наперед заданный момент времени.

Кроме того, сформулирована прямая и обратная задачи, решаемые автоматами при синтезе частот. Рассмотрена структурная реализация прямочастотных и прямопериодных оптимальных автоматов.

2. Теория спектрального анализа периодических колебаний на основе метода сложнопериодической решетчатой функции (СРФ) для анализа и расчета спектров периодических колебаний при когерентных преобразованиях частот с помощью КА на основе математической модели СРФ и аппарата теории чисел.

Для расчета спектров когерентных колебаний, формируемых КА, найден, прежде всего, спектр рационального числа N в свернутом виде, и далее, используя различные оконные функции, получены спектры периодических колебаний, наиболее востребованных в технике синтеза частот.

3. Теория модифицированного КА – МКА. Оптимальный КА дополнен цифроаналоговыми компонентами – ЦАП и УУЗ, с целью уменьшения ошибки воспроизведения огибающей формируемого колебания при многоуровневом синтезе частот и уменьшения временной ошибки формируемого потока импульсов при двухуровневом синтезе частот.

Такие решения приводят к уменьшению уровня дискретных побочных спектральных составляющих – основного параметра выходных колебаний синтезаторов частоты.

Показана возможность увеличения точности воспроизведения огибающей многоуровневого колебания с помощью одновременного управления по двум координатам – амплитуде и фазе.

Впервые предложен метод нониусного цифроаналогового преобразования, который позволяет существенно повысить конечную точность преобразования при ограниченной исходной точности используемых элементов. Полученный выигрыш в точности

преобразования составляет $2(n-1)$ для одного варианта и $2n$ для второго варианта метода, где n – число разрядов парциальных ЦАП. Например, при использовании 12-разрядных двоичных парциальных ЦАП итоговое разрешение нониусного ЦАП составит 22 и 24 бит соответственно.

Впервые показано, что при многоуровневом пассивном цифровом синтезе частот из-за дробной кратности разрядности ЦАП и емкости КА возникают субгармоники $F_{\text{ДПСС}} = F_s/\nu$ частоты шага сетки F_s , где ν – наибольший общий делитель (P, J), P – емкость КА, J – емкость ЦАП, что нежелательно.

Рассмотрены структуры двухуровневых МКА и показано уменьшение временной неравномерности формируемого потока импульсов вследствие введения УУЗ с точной и неточной настройкой. Например, в случае двухуровневого МКА с тактовой частотой 20 МГц и эффективностью УУЗ 52 дБ на выходной частоте около 4 МГц, эквивалентная тактовая частота оптимального КА, при прочих равных, должна быть не менее 8 ГГц.

4. Теория линейного динамического управления временным положением импульсов в наносекундном диапазоне применительно к задачам широкополосного пассивного цифроаналогового синтеза частот.

Показано, что период неравномерности структуры потока выходных импульсов не изменяется (не возникает дополнительных спектральных компонентов) в случаях:

- неточной настройки линейного двухуровневого УУЗ;

- наличии нелинейности преобразования цифрового кода управления во временной интервал, хотя отмечено изменение распределения уровня помех на оси частот. Показано, что минимуму уровня дискретных побочных спектральных составляющих (ДПСС) на выходе двухуровневого МКА с нелинейным УУЗ соответствует неточная настройка УУЗ.

Предложены новые структуры УУЗ с повышенной точностью и линейностью преобразования цифрового кода управления во временной интервал, которые позволили на структурном уровне существенно увеличить разрешающую способность по времени в 80-400 раз (до 100 пС...125 пС в абсолютных цифрах) по сравнению с временной неравномерностью потока импульсов на выходе оптимального КА, в октавном диапазоне выходных частот.

Рассмотрено влияние и вклад компонентов УУЗ наносекундного диапазона, построенных на основе промежуточных преобразований, на линейность преобразования цифрового кода управления во временной интервал и получены формулы для расчета указанных вкладов.

5. Метод алгоритмической компенсации помех дробности для исключения на выходе синтезаторного кольца ИФАП низкочастотных помех, кратных частоте шага сетки.

Научно-технические предложения реализации прямочастотных КА, построенных на основе НС, и прямопериодных КА, построенных на основе ДДПКД, умножающих колец ИФАП с пониженным уровнем ДПСС, конечных автоматов, в том числе и модифицированных, частотных и фазовых модуляторов.

Теоретическая значимость работы. Теоретическая значимость работы заключается в развитии и совершенствовании теории цифроаналогового синтеза частот с помощью конечных автоматов. Разработаны теории оптимального и модифицированного КА для целей синтеза частот, а именно:

1. Теория оптимального КА и метод формирования квазиравномерной последовательности (КРП) импульсов или точек на числовой оси с минимально возможным временным отклонением от идеально равномерной последовательности требуемой частоты; получены аналитические выражения для полного описания состояния оптимального КА и параметров КРП, формируемой на его выходе, в любой наперед заданный момент времени.

2. Теория спектрального анализа периодических колебаний на выходе КА (МКА) при когерентных преобразованиях на основе метода сложнопериодической решетчатой

функции (СРФ) с открытой архитектурой совместно с аппаратом теории чисел, позволяющая найти амплитудный спектр рационального числа $N = P/Q$.

3. Теория модифицированного КА с целью уменьшения ошибки воспроизведения, огибающей синтезируемого колебания относительно идеального колебания той же формы и частоты.

4. Теория линейного динамического управления временным положением импульсов в наносекундном и субнаносекундном диапазонах с помощью метода промежуточных преобразований.

Практическая ценность работы.

1. Предложены новые структурные и схемотехнические решения прямочастотных и прямопериодных пассивных цифровых синтезаторов частоты, что расширяет возможности разработки эффективных структур синтеза частот и сигналов. Введение УУЗ в структуру МКА позволило дополнительно уменьшить уровень ДПСС на (38-52) дБ по сравнению с уровнем ДПСС на выходе исходного оптимального КА.

2. Получены аналитические выражения для расчета спектров колебаний на выходе цифровых и цифроаналоговых конечных автоматов, что позволяет сократить сроки их разработки, повысить качество и точность проектирования.

3. На основе сочетания методов управления временной задержкой и методов активного и пассивного цифрового синтеза разработаны структуры частотных и фазовых манипуляторов на основе оптимальных автоматов и умножающих колец ИФАП, что позволило совместить формирование мелкой сетки частот и телеграфных сигналов в одном устройстве и с пониженным уровнем внеполосного излучения.

4. Впервые предложены два варианта метода и структуры нониусного цифроаналогового преобразования информации, позволившие резко повысить точность и(или) скорость преобразования цифрового кода управления в выходной параметр – напряжение или ток.

5. Предложены новые структуры умножающих колец ИФАП с пониженным уровнем помех в ближней зоне отстроек, что позволяет существенно улучшить спектральный состав выходного колебания. При одной декаде дробности в ДДПКД чисто цифровым способом удалось подавить наиболее опасные помехи с частотами F_s и $3F_s$, при модуле дробности 12 – подавить помехи с частотами F_s и $2F_s$, а при модуле дробности 20 – с частотами F_s , $2F_s$ и $3F_s$.

Даны конкретные инженерные рекомендации и методики по выбору и расчету структурных схем широкополосных синтезаторов частоты с мелким шагом сетки и пониженным уровнем шумовых и дискретных ПСС; разработана инженерная методика расчета фильтрации помех умножающим кольцом ИФАП с разными вариантами трактов приведения.

Апробация работы. Основные положения работы и отдельные её результаты докладывались и обсуждались на 90 международных, всесоюзных, всероссийских и республиканских научно-технических конференциях, симпозиумах и семинарах.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 221 работа, в том числе две монографии, 10 учебных пособий, 49 статей в ведущих рецензируемых научных журналах, определенных Высшей аттестационной комиссией, 9 отчетов о НИР, имеющих государственную регистрацию, 17 авторских свидетельств СССР, 4 патента РФ на изобретения, патент на полезную модель РФ и 2 патента США.

Достоверность и обоснованность результатов является следствием корректного применения методов теории чисел и спектрального анализа, математического, структурного и схемотехнического моделирования, а также натуральных экспериментов.

Полученные результаты не противоречат, но детализируют, дополняют и развивают выводы отечественных и зарубежных ученых, опубликованных в ведущих научно-

технических журналах и монографиях, а также подтверждаются широким обсуждением результатов диссертации на международных и российских конференциях.

Личный вклад. Результаты, содержащиеся в диссертационной работе, получены автором самостоятельно или при его непосредственном участии.

Реализация и внедрение результатов работы. Основные результаты исследований использовались при проведении НИОКР и производстве серийной аппаратуры на предприятии «Санкт-Петербургский филиал ФГБУ НИИР – ЛОНИИР», АО «РИМР», ЗАО «РАДИАН» и в учебном процессе ФГБОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича» при подготовке студентов по направлению подготовки 11.03.04 «Электроника и наноэлектроника, направление промышленная электроника» (дисциплина «Схемотехника цифроаналоговых синтезаторов частот», что подтверждено соответствующими актами.

Структура и объём работы. Диссертация состоит из введения, семи глав, заключения, списка использованных источников из 284 наименований и 5 приложений. Общий объём работы 344 страницы, основной текст изложен на 321 странице машинописного текста. Диссертация содержит 148 рисунков и 47 таблиц.

ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

ВВЕДЕНИЕ содержит обоснование актуальности исследования, формулировку целей и задач диссертационной работы, ее общую характеристику, перечень новых научных результатов и основных положений, представленных к защите.

ПЕРВЫЙ РАЗДЕЛ посвящен обзору существующих методов синтеза частот и их классификации, учитывающих широкое применение цифровой элементной базы.

Методы синтеза частот условно можно разделить на две большие группы – методы пассивного синтеза частот и методы активного синтеза частот, которые сведены в одно «дерево реализаций» (рисунок 2).

Наилучший спектр выходного колебания у оптимальных систем пассивного цифрового синтеза (ПЦС), на их выходе временная функциональная фазоимпульсная модуляция (ФФИМ) минимальна, т.е. временная ошибка между ИРП и реальным колебанием той же частоты по модулю не превышает половины периода тактового колебания и является минимально возможной величиной для класса цифровых структур.

Однако, дальнейшего снижения величины ФФИМ и, соответственно, понижения уровня ДПСС с помощью чисто цифровых методов синтеза можно добиться только увеличением коэффициента деления $N = f_{\text{опВЧ}}/f_{\text{выхНЧ}} = P/Q$ тактовой (опорной) частоты, что не всегда приемлемо.

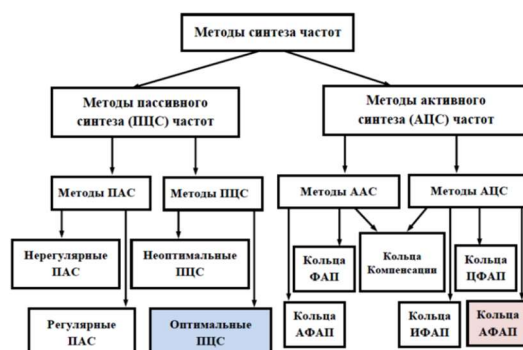


Рис. 2. Укрупненная классификация методов синтеза частот

Поэтому на практике используют цифроаналоговые методы пассивного цифрового синтеза частот, дополняя цифровые структуры либо УУЗ по времени, либо преобразуя мгновенный код фазы в амплитуду выходного колебания. В последнем случае говорят о

многоуровневом ПЦС; в обоих случаях такие автоматы называют модифицированными конечными автоматами - МКА.

Все известное многообразие структур пассивного цифрового синтеза частот можно свести к «дереву реализаций», показанному на рисунок 3. Две основные группы этого дерева – двухуровневый и многоуровневый синтез. Цветом выделены структуры, наиболее широко применяемые в настоящее время.

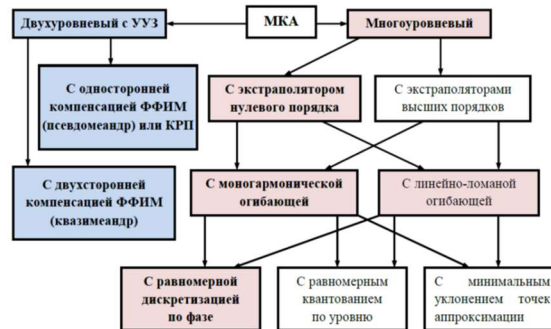


Рис. 3. Классификация МКА по способу реализации огибающей

При активном синтезе частот в цепи отрицательной обратной связи (в тракте приведения выходной частоты перестраиваемого генератора к частоте сравнения) умножающего кольца ИФАП наиболее часто используют элементы цифровой схемотехники – счетчики импульсов (СИ) и (или) накапливающие сумматоры (НС), что, однако, не исключает аналоговых и цифроаналоговых трактов приведения (ТП).

Возможное «дерево реализаций» однокольцевых (базовых) систем ИФАП приведено на рисунке 4.

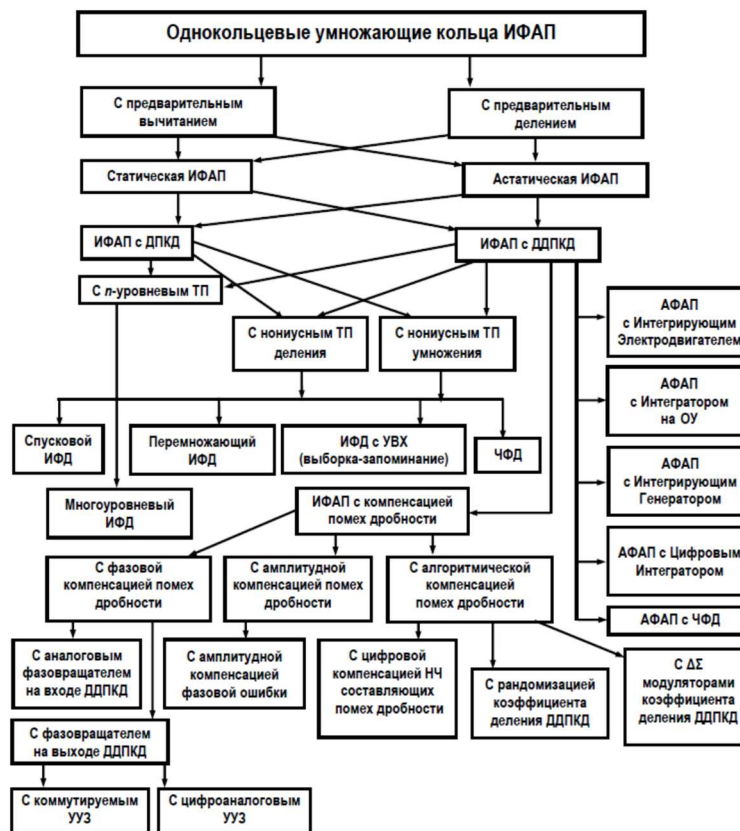


Рис. 4. Классификация однокольцевых цифровых синтезаторов частот на основе умножающих колец ИФАП

Автоматы различных структур в современных умножающих кольцах ИФАП используются разнообразно, повсеместно и эффективно.

Требования к качественным параметрам синтезируемого колебания непрерывно ужесточаются. Решение рассмотренные выше проблем возможно только с помощью сочетания разных методов синтеза, что приводит к синергетическому эффекту и дает наилучшие результаты при неприменном использовании конечных автоматов различной конфигурации в рассмотренных структурах.

ВТОРОЙ РАЗДЕЛ посвящен рассмотрению теории работы [детерминированного] КА во временной области. Целью раздела является предложение метода аналитического описания колебаний, формируемых на выходах КА, определение КРП импульсов и доказательство ее оптимальности с точки зрения минимума ФФМ, классификация простейших (базовых) автоматов, применяемых в технике синтеза частот, выбор критериев оценки качества их выходных колебаний.

С позиции теории когерентного широкополосного синтеза частот представляет интерес описание работы КА – его функций выходов и переходов – не только во временной, но и в частотной областях.

Описать работу автомата в интересах синтеза частот можно с помощью квазиравномерной последовательности импульсов или точек на числовой оси.

Наибольший интерес для синтеза частот представляют оптимальные КА в том смысле, что временная ошибка между одноименными перепадами (точками на числовой оси) на выходе автомата и ближайшими к ним одноименными перепадами (точками на числовой оси) ИРП той же частоты не превышает по модулю половины длительности тактового интервала и является минимально возможной величиной для класса чисто цифровых структур. Такие автоматы назовем *оптимальными*. На их выходе формируется квазиравномерная последовательность – КРП – импульсов (одноименных перепадов), которую также можно рассматривать в виде точек на числовой оси.

Представить КРП точек можно двумя способами, при этом первый способ предпочтителен для анализа прямопериодных автоматов, у которых период выходного колебания $T_{\text{выхНЧ}} = T_{\text{опВЧ}} N$ пропорционален коду управления Q ; второй способ предпочтителен для анализа прямочастотных автоматов, у которых частота выходного колебания $f_{\text{выхНЧ}} = f_{\text{опВЧ}} / N$ пропорциональна коду управления Q .

При первом способе описания КА выходная квазиравномерная последовательность логических перепадов или точек на числовой оси представляется в виде парциальных целочисленных коэффициентов деления КА: $\lfloor iN \rfloor = \lfloor iP/Q \rfloor$, усреднение которых на периоде неравномерности выходного потока импульсов T_s дает требуемое значение выходного периода $T_{\text{выхНЧ}}$, выраженного в долях тактового периода $T_{\text{опВЧ}}$: $N = T_{\text{выхНЧ}} / T_{\text{опВЧ}}$. Здесь и далее $\lfloor * \rfloor$ - оператор выделения целой части числа, меньшей или равной ему; $T_s = PT_{\text{опВЧ}} = QT_{\text{выхНЧ}}$.

При втором способе описания КА выходная квазиравномерная последовательность логических перепадов или точек на числовой оси представляется в виде парциальных целочисленных значений частоты КА: $\lfloor j/N \rfloor = \lfloor jQ/P \rfloor$, усреднение которых на том же периоде неравномерности T_s дает требуемое значение выходной частоты $f_{\text{выхНЧ}}$, при этом $N = f_{\text{опВЧ}} / f_{\text{выхНЧ}}$.

КРП точек первого типа инвариантны начальному сдвигу (начальной фазе) и могут быть приведены к общему виду

$$\vartheta_n = \left\lfloor \left\lfloor \frac{nP-R}{Q} \right\rfloor \right\rfloor, \quad (1)$$

где $R = \lfloor \lfloor Q(-\alpha) \rfloor \rfloor$ или $R = \lfloor Q(-\alpha) \rfloor$, α - начальная фаза. В таблице 1 приведены соотношения между целыми частями числа при различных способах выделения целой части.

Два целых взаимно простых числа P и Q , т.е. $(P, Q) = 1$, полностью определяют структуру КРП точек первого типа, а целое число R определяет смещение этой последовательности на оси времени.

Согласно (1) момент времени ϑ_n является целочисленной (дискретной) функцией своего номера n . Представляет интерес выяснение и другой зависимости – определение номера n точки ϑ_n , ближайшей слева от заданного момента времени (предшествующей ему) Иными словами, представляет интерес смена аргумента и функции в (2) и переход от описания прямопериодного автомата по (1) к прямочастотному автомату по (2).

$$n = \left\lfloor \frac{\vartheta_n Q + R}{P} \right\rfloor \quad (2)$$

В соответствии с таблицей 1 возможны различные варианты разбиения рационального числа на целую и дробную части. На рисунках 5 – 8 показаны различные варианты разбиения рационального числа X при различных способах выделения его целой части.

Таблица 1. Способы выделения целой части аргумента

$\bullet$	$\lfloor X \rfloor$	$\lceil X \rceil$	$\lfloor \lfloor X \rfloor \rfloor$	$\lceil \lceil X \rceil \rceil$
$\lfloor X \rfloor$	$\bullet$	$-\lceil -X \rceil$	$-\lfloor \lfloor -X \rfloor \rfloor - 1$	$\lceil \lceil X \rceil \rceil - 1$
$\lceil X \rceil$	$\lfloor -X \rfloor$	$\bullet$	$\lfloor \lfloor X \rfloor \rfloor + 1$	$-\lceil \lceil -X \rceil \rceil + 1$
$\lfloor \lfloor X \rfloor \rfloor$	$-\lfloor \lfloor -X \rfloor \rfloor - 1$	$\lceil X \rceil - 1$	$\bullet$	$-\lceil \lceil -X \rceil \rceil$
$\lceil \lceil X \rceil \rceil$	$\lfloor X \rfloor + 1$	$-\lceil \lceil -X \rceil \rceil - 1$	$-\lfloor \lfloor -X \rfloor \rfloor$	$\bullet$

Очевидно, что логическая КРП первого типа представляет собой двухзначную функцию $X_k = X(k)$ целочисленного аргумента k . Поэтому для логической КРП первого типа должна быть справедлива формула:

$$X_k = \left\lfloor \frac{(k+1)Q + R}{P} \right\rfloor - \left\lfloor \frac{kQ + R}{P} \right\rfloor. \quad (3)$$

Формула (3) является конечной разностью первого порядка функции (2), в которой ϑ_n заменена своим номером k , т.е. выражение (3) есть дискретный аналог первой производной функции непрерывного аргумента.

Точкой на графиках обозначена граница [замкнутого интервала (с включением точки в интервал):

$$[a.b) \leftrightarrow a \leq X < b; (a,b] \leftrightarrow a < X \leq b.$$

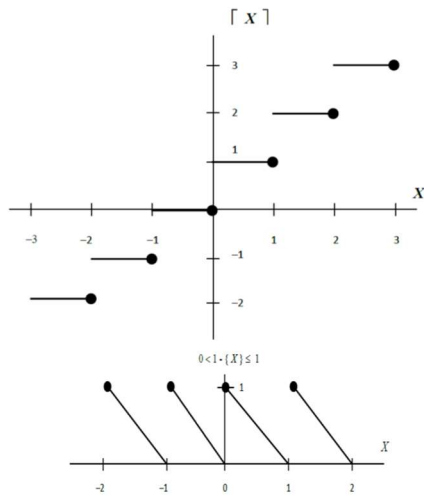


Рис. 5. Целочисленная $\lceil X \rceil$ (а) и дробная $1-\{X\}$ (б) функции непрерывного аргумента X

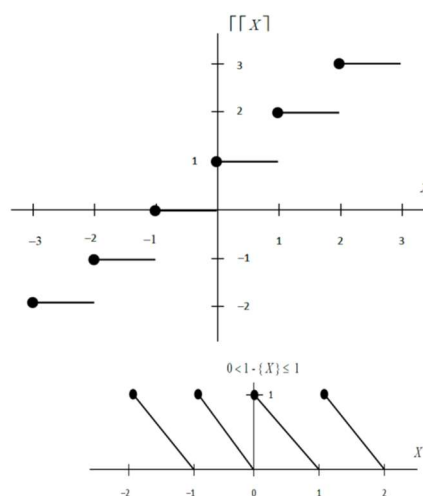


Рис. 6. Целочисленная $\lceil X \rceil$ (а) и дробная $1-\{X\}$ (б) функции непрерывного аргумента X

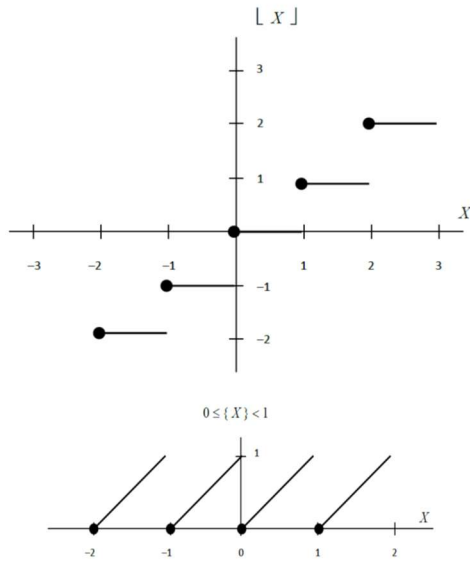


Рис. 7. Целочисленная $[X]$ (а) и дробная $\{X\}$ (б) функции непрерывного аргумента X

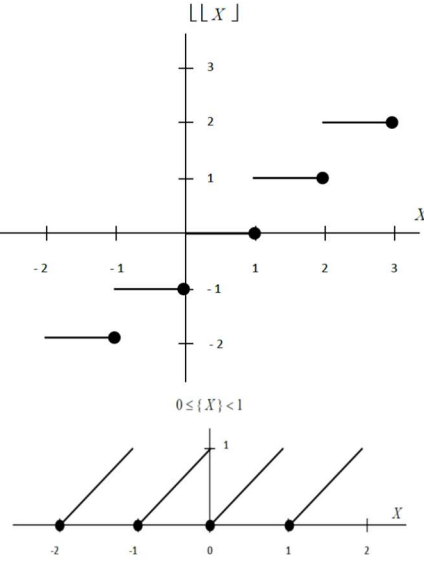


Рис. 8. Целочисленная $[X]$ (а) и дробная $\{X\}$ (б) функции непрерывного аргумента X

Формула (3) позволяет предсказать мгновенную частоту X_k на выходе прямочастотного автомата в любой наперед заданный момент времени; эта формула полезна для описания работы прямочастотного конечного автомата, но неудобна тем, что в нее кроме одного аргумента k входит и второй аргумент $k+1$. Чтобы разрешить эту коллизию, введем в рассмотрение функцию:

$$\frac{Y_k}{P} = \frac{kQ + R}{P} - \left\lfloor \frac{kQ + R}{P} \right\rfloor; \quad (4)$$

назовем эту функцию фазой X_k на периоде неравномерности P . Из (4) следует:

$$kQ + R = Y_k + P \left\lfloor \frac{kQ + R}{P} \right\rfloor.$$

Фаза Y_k логической КРП первого типа может принимать любое из целочисленных значений от 0 до $P-1$ и однозначно определяется выражением:

$$Y_k = P \left\{ \frac{kQ + R}{P} \right\}. \quad (5)$$

$$X_k = \left\lfloor \frac{Y_k + Q}{P} \right\rfloor. \quad (6)$$

Таким образом, выражение (5) однозначно определяет функцию текущей фазы $Y(k)$ прямочастотного КА на периоде P , а функция (4) однозначно определяет текущую частоту его выходной последовательности в любой наперед заданный момент времени.

Второй способ представления КРП точек или логических перепадов предпочтителен для анализа прямопериодных КА, у которых период выходного колебания пропорционален коду управления Q .

КРП точек второго типа могут быть приведены к общему виду:

$$\vartheta_k = \left\lfloor \frac{kQ - S}{P} \right\rfloor, \quad (7)$$

где $S = \lfloor P(-\beta) \rfloor$ или $S = \lfloor P(-\beta) \rfloor$, β - начальная фаза. КРП точек второго типа, как и КРП точек первого типа, инвариантна начальному сдвигу.

Два целых взаимно простых числа P и Q , т.е. $(P, Q) = 1$, полностью определяют структуру КРП точек второго типа, а целое число S определяет смещение этой последовательности на оси времени.

Согласно (7) момент времени ϑ_k является целочисленной (дискретной) функцией своего номера k . Представляет интерес смена аргумента и функции в (7) и переход от описания прямочастотного КА по (7) к прямопериодному КА по (8).

$$k = \left\lfloor \frac{\vartheta_k P + S}{Q} \right\rfloor \quad (8)$$

Для логической КРП второго типа должна быть справедлива формула:

$$X_n = \left\lfloor \frac{(n+1)P + S}{Q} \right\rfloor - \left\lfloor \frac{nP + S}{Q} \right\rfloor. \quad (9)$$

Формула (9) является конечной разностью первого порядка функции (8), в которой ϑ_k заменена своим номером n , т.е. аналогом первой производной функции непрерывного аргумента.

КРП 1	КРП 2
$\lfloor iN \rfloor = \lfloor iP/Q \rfloor$	$\lfloor jN \rfloor = \lfloor jQ/P \rfloor$
$\overline{T_{\text{выхНЧ}}} = \frac{1}{Q} \sum_{i=0}^{Q-1} \left\lfloor i \frac{P}{Q} \right\rfloor T_{\text{опВЧ}}.$	$\overline{f_{\text{выхНЧ}}} = \frac{1}{P} \sum_{j=0}^{P-1} \left\lfloor j \frac{Q}{P} \right\rfloor f_{\text{опВЧ}}.$
$\frac{t}{T_{\text{опВЧ}}} = \Psi_n = n \frac{P}{Q}.$	$\frac{t}{T_{\text{выхНЧ}}} = Y_k = k \frac{Q}{P}.$
Область значений ϑ , удовлетворяющую одному из условий: $\begin{cases} \Psi_n + \varepsilon - 1 \leq \vartheta < \Psi_n + \varepsilon, & (5.а) \\ \Psi_n + \varepsilon - 1 < \vartheta \leq \Psi_n + \varepsilon, & (5.б) \\ \Psi_n + \varepsilon \leq \vartheta < \Psi_n + \varepsilon + 1, & (5.в) \\ \Psi_n + \varepsilon < \vartheta \leq \Psi_n + \varepsilon + 1, & (5.г) \end{cases}$ где $\varepsilon = 0,5$. Назовем эту область ϑ интервалом захвата. Ψ_n – текущая (мгновенная) фаза идеально равномерной последовательности (ИРП) точек; ϑ – текущая (мгновенная) фаза квазиравномерной (КРП) последовательности точек.	Область значений ϑ , удовлетворяющую одному из условий: $\begin{cases} Y_k + \varepsilon - 1 \leq \vartheta < Y_k + \varepsilon, & (2.25.а) \\ Y_k + \varepsilon - 1 < \vartheta \leq Y_k + \varepsilon, & (2.25.б) \\ Y_k + \varepsilon \leq \vartheta < Y_k + \varepsilon + 1, & (2.25.в) \\ Y_k + \varepsilon < \vartheta \leq Y_k + \varepsilon + 1, & (2.25.г) \end{cases}$ где $\varepsilon = 0,5$. Назовем эту область ϑ интервалом захвата. Y_k – текущая (мгновенная) фаза идеально равномерной последовательности (ИРП) точек; ϑ – текущая (мгновенная) фаза квазиравномерной (КРП) последовательности точек.
В выражениях (5.а) и (5.в) интервал захвата замкнут слева, а выражениях (5.б) и (5.г) справа, и во всех случаях в нем всегда окажется одно и только одно целочисленное значение $\vartheta = \vartheta_n$. Точка оси, соответствующая этому целочисленному значению, и будет точкой формируемой КРП, имеющей номер n .	В выражениях (2.25.а,в) интервал захвата замкнут слева, а в выражениях (2.25.б,г) – справа, и во всех случаях в нем всегда окажется одно и только одно целочисленное значение $\vartheta = \vartheta_k$. Точка оси, соответствующая этому целочисленному значению, и будет точкой формируемой КРП второго типа, имеющей номер k .

Формула (9) позволяет предсказать мгновенный период выходной последовательности автомата в любой наперед заданный момент времени и поэтому полезна для описания работы конечного автомата, однако, она неудобна тем, что в нее кроме одного аргумента k входит и второй аргумент $k+1$. Чтобы разрешить эту коллизию, введем в рассмотрение функцию

$$Y_n = nP + S - Q \left\lfloor \frac{nP + S}{Q} \right\rfloor,$$

и назовем эту функцию фазой X_n на периоде Q . Фаза Y_n логической КРП второго типа может принимать любое из целочисленных значений от 0 до $Q - 1$ и однозначно определяется выражением:

$$Y_n = Q \left\{ \frac{nP + S}{Q} \right\} = mQ. \quad (10)$$

$$X_n = \left\lfloor \frac{Y_n + P}{Q} \right\rfloor. \quad (11)$$

Таким образом, выражение (10) однозначно определяет функцию мгновенной (текущей) фазы $Y(n)$ прямопериодного автомата на периоде Q , а функция (9) однозначно определяет мгновенный период его выходной последовательности в любой наперед заданный момент времени.

После ряда теоретико-числовых преобразований параметры КРП и ее основные функции можно записать в виде:

Каноническая форма записи КРП	
КРП 1	КРП 2
Функция состояний КРП 1 ϑ_n в любой наперед заданный момент времени:	Функция состояний КРП 2 ϑ_k в любой наперед заданный момент времени:
$\vartheta_n = \left\lfloor \frac{nP - R}{Q} \right\rfloor.$	$\vartheta_k = \left\lfloor \frac{kQ - S}{P} \right\rfloor.$
Номер точки n , соответствующий заданному состоянию функции ϑ_n :	Номер точки k , соответствующий заданному состоянию функции ϑ_k :
$n = \left\lfloor \frac{\vartheta_n Q + R}{P} \right\rfloor.$	$k = \left\lfloor \frac{\vartheta_k P + S}{Q} \right\rfloor.$
Функция переходов КРП 1 на периоде неравномерности P :	Функция переходов КРП 2 на периоде неравномерности P :
$Y_k = P \left\{ \frac{kQ + R}{P} \right\}.$	$Y_n = Q \left\{ \frac{nP + S}{Q} \right\}.$
Функция выхода КРП 1:	Функция выхода КРП 2:
$X_k = \left\lfloor \frac{(k+1)Q + R}{P} \right\rfloor - \left\lfloor \frac{kQ + R}{P} \right\rfloor.$	$X_n = \left\lfloor \frac{(n+1)P + S}{Q} \right\rfloor - \left\lfloor \frac{nP + S}{Q} \right\rfloor.$

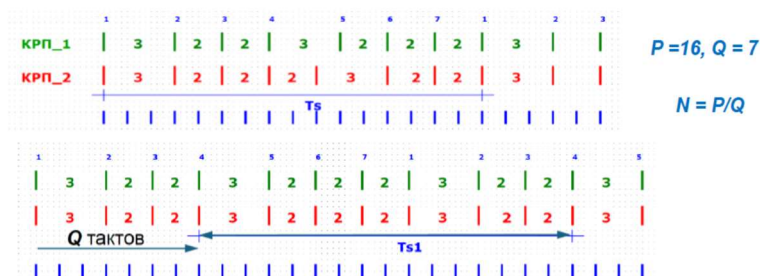


Рис. 9. КРП_1 и КРП_2

КРП_1 и КРП_2 на рисунке 9 суть разновидности одной КРП, они идентичны по структуре и сдвинуты друг относительно друга на Q тактов.

Структуры конечных автоматов.

При синтезе частот коэффициент передачи КА по частоте (коэффициент деления) $N = P/Q$ есть рациональное число, которое всегда можно выразить цепной дробью конечной длины, полученной разложением этого коэффициента по алгоритму Евклида.

Наиболее широко в системах активного и пассивного цифрового синтеза частот используют накапливающие сумматоры (НС) и счетчики импульсов (СИ), которые могут включать в себя поглотители импульсов (ПИ) – рисунок 10.

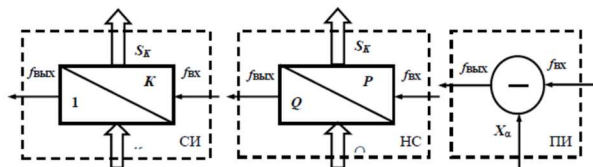


Рис. 10. Элементы оптимальных ПЦС

Для того, чтобы наиболее полно реализовать потенциальные возможности пассивного цифрового синтеза частот необходимо рассмотреть все возможные сочетания его базовых элементов – счетчиков импульсов (СИ), накапливающих сумматоров (НС) и поглотителей импульсов (ПИ).

Рассмотрим структурные схемы и свойства основных элементов автоматов (таблицы 2 – 6), используемых в технике цифрового синтеза частот – НС, СИ (делителя с переменным или дробно-переменным коэффициентами деления, соответственно ДПКД или ДДПКД) и ПИ, а также описывающие их работу алгоритмы.

Применение цифровых структур, приведенных в таблицах 2 – 6 позволяет гибко строить цифровые тракты синтезаторов частот и реализовывать различные алгоритмы управления частотой и периодом формируемых колебаний.

Таблица 2.

№	КА на основе СИ и ПИ	Формула для $f_{\max}$
1		$f_{\max} = f_{\text{вх}} \frac{1}{K}$
2		$f_{\max} = f_{\text{вх}} \frac{1}{K} \cdot \frac{1}{L}$
3		$f_{\max} = f_{\text{вх}} \frac{1}{1+K}$
4		$f_{\max} = f_{\text{вх}} \left(1 - \frac{1}{K}\right) = f_{\text{вх}} \frac{K-1}{K}$
5		$f_{\max} = f_{\text{вх}} \frac{1}{1 + \frac{1}{K}} = f_{\text{вх}} \frac{K}{1+K}$
6		$f_{\max} = f_{\text{вх}} \frac{1}{K + \frac{1}{L}} = f_{\text{вх}} \frac{L}{1+KL}$
7		$f_{\max} = f_{\text{вх}} \left(\frac{1}{K} - \frac{1}{L}\right) = f_{\text{вх}} \frac{L-K}{KL}$

Таблица 3.

№	КА на основе НС и ПИ	Формула для $f_{\max}$
1		$f_{\max} = f_{\text{вх}} \frac{Q}{P}$
2		$f_{\max} = f_{\text{вх}} \frac{QS}{PR}$
3		$f_{\max} = f_{\text{вх}} \frac{1}{P+Q} = f_{\text{вх}} \frac{Q}{P+Q}$
4		$f_{\max} = f_{\text{вх}} \left(1 - \frac{Q}{P}\right) = f_{\text{вх}} \frac{P-Q}{P}$
5		$f_{\max} = f_{\text{вх}} \frac{1}{1 + \frac{Q}{P}} = f_{\text{вх}} \frac{P}{P+Q}$
6		$f_{\max} = f_{\text{вх}} \frac{Q}{P} \frac{1}{1 + \frac{SQ}{PR}} = f_{\text{вх}} \frac{QR}{PR+SQ}$
7		$f_{\max} = f_{\text{вх}} \left(\frac{Q}{P} - \frac{S}{R}\right) = f_{\text{вх}} \frac{QR-PS}{PR}$

Таблица 4.

№	КА на основе СИ, НС и ПИ	Формула для $f_{\max}$
1		$f_{\max} = f_{\text{вх}} \frac{Q}{PK}$
2		$f_{\max} = f_{\text{вх}} \frac{Q}{PK}$
3		$f_{\max} = f_{\text{вх}} \frac{1}{K + \frac{P}{Q}} = f_{\text{вх}} \frac{P}{K+Q}$
4		$f_{\max} = f_{\text{вх}} \frac{Q}{P \left(1 + \frac{Q}{KP}\right)} = f_{\text{вх}} \frac{KQ}{KP+Q}$
5		$f_{\max} = f_{\text{вх}} \left(\frac{Q}{P} - \frac{1}{K}\right) = f_{\text{вх}} \frac{KQ-P}{KP}$

Таблица 5.

№	Цепная структура СИ	Формула для $f_{\max}$
1		$f_{\max} = f_0 \frac{1}{b_1 + \frac{1}{b_2 + \frac{1}{\dots + \frac{1}{b_n}}}}$
2		1) n – нечетное; 2) n – четное

Таблица 6.

№	Цепная структура НС	Формула для $f_{\max}$
1		$f_{\max} = f_0 \frac{q_1}{p_1 + \frac{q_2}{p_2 + \frac{q_3}{\dots + \frac{q_{n-1}}{p_{n-1} + \frac{q_n}{p_n}}}}$
2		1) n – нечетное; 2) n – четное

Критерии оценки конечных автоматов. Алгоритм работы КА должен быть оптимизирован с точки зрения минимизации временной неравномерности формируемого потока импульсов – функциональной фазоимпульсной модуляции (ФФИМ), что в спектральной области соответствует минимальному уровню дискретных побочных спектральных составляющих (ДПСС), вызванных неравномерностью структуры потока выходных импульсов (логических перепадов).

Коэффициент деления автомата $N = f_{\text{опвч}}/f_{\text{вынч}}$ есть неправильная дробь, $N = P/Q > 1$. При дробном коэффициенте N можно говорить о частоте $f_{\text{вынч}}$, усредненной на периоде неравномерности структуры двухуровневой импульсной последовательности (ДИП) $T_n = 1/F_s = PT_{\text{опвч}} = QT_{\text{вынч}}$. Здесь P и Q – целые числа, соответственно выражающие входную и выходную частоты КА в единицах общей меры F_s .

Поэтому основным временным критерием оценки качества формируемой автоматом **двухуровневой** импульсной последовательности служит модуль максимальной временной ошибки между импульсами (одноименными перепадами с номером k) гипотетического,

идеально равномерного во времени колебания требуемой частоты $f_{\text{выхНЧ}}$ и импульсами (одноименными перепадами с тем же номером k) синтезируемой частоты $f_{\text{выхНЧ}}$ на периоде неравномерности структуры выходного потока T_n :

$$\Delta_{\max} = \min \left| \frac{t_{k_{\Gamma}} - t_{k_{\text{выхНЧ}}}}{T_{\text{опВЧ}}} \right|_{\Delta T = T_n}.$$

У оптимальных автоматов величина модуля максимальной временной ошибки $\Delta_{\max}$ минимальна и не превышает половины периода тактового интервала $T_{\text{опВЧ}}$.

Критерием оценки качества **двухуровневого** выходного колебания КА в спектральной области может служить относительный уровень D_Q первой гармоники U_Q выходного колебания с номером Q , отнормированный к уровню первой гармоники идеального меандра (ИМ) той же амплитуды, выраженный в децибелах. Если принять уровень двухуровневой импульсной последовательности (ДИП) на выходе КА, равной единице, то амплитуда ИМ $U_{\text{ИМ}} = 2/\pi$. Тогда:

$$D_Q = 20 \lg \frac{U_Q}{U_{\text{ИМ}}} = 20 \lg \frac{\pi U_Q}{2}.$$

Рассмотренные критерии оценки являются интегральными, но информативными. Их удобно использовать для сравнительной оценки колебаний двухуровневых КА и МКА.

Критерии оценки формируемого **многоуровневого** (цифроаналогового) колебания разделяют на критерии выбора наилучшей формы выходного аппроксимирующего колебания (минимальное отклонение формы и/или площади) и на критерии выбора выходного аппроксимирующего колебания с наилучшим спектром. Второй критерий предпочтителен для связанных приложений. Оценки по указанным критериям близки или совпадают.

Критерии наилучшего приближения формы может быть следующим: минимум среднеквадратической ошибки формы огибающей на периоде неравномерности T_s (минимум мощности некротных побочных спектральных составляющих), т. е. минимум разности квадратов координаты узла аппроксимации реального A_p и координаты исходного непрерывного колебания A_n – минимум интегрального отклонения формы (МИУФ):

$$\Delta_{\text{МИУФ}} = P^{-1} \sum_{i=1}^P \sum_{j=1}^A \{A_n^2(a, t) - A_p^2(i, j)\}^2$$

Основной критерий качества формируемого многоуровневого колебания в спектральной области, как и в аналоговом синтезе – минимум уровня шумовых (ПСС) и дискретных (ДПСС) побочных спектральных составляющих.

В ТРЕТЬЕМ РАЗДЕЛЕ рассмотрен метод анализа спектров колебаний, получаемых при когерентных преобразованиях. Метод базируется на основе модели сложнопериодической решетчатой функции (СРФ) в совокупности с аппаратом теории чисел, а именно с представлением рационального числа $N = P/Q$ в виде цепной дроби и решением диофантовых уравнений; приведены примеры получения спектров колебаний, формируемых на выходе КА – цифровых и модифицированных, в свернутом виде, без обращения к рядам.

У модели СРФ открытая архитектура, т. е. имеется возможность выбирать амплитуду, частоту и типы периодических колебаний, подаваемых на ее входы и действий над ними для решения конкретной задачи.

Во многих практических случаях «верхней» оценки уровня ДПСС $D \leq -20 \lg N$ недостаточно. Выходные колебания КА могут быть не только дискретны во времени с шагом дискретизации $T_0 = 1/f_0$, но и квантованы по амплитуде с шагом h . В данном разделе принято обозначение $T_0 \equiv T_{\text{опВЧ}}$.

В модели СРФ (рисунок 11) принято, что ИФФ – идеальный формирующий фильтр с требуемой шириной окна τ . Другое название ИФФ с прямоугольным окном – экстраполятор нулевого порядка. Его временной характеристике соответствует частотная характеристика

$$L(j\omega) = \frac{1}{j\omega} \left(e^{j\frac{\omega\tau}{2}} - e^{-j\frac{\omega\tau}{2}} \right) = \frac{2}{\omega} \sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right), \quad (12)$$

где $\omega = 2\pi d/PT_0$, $d = 1, 2, \dots$.

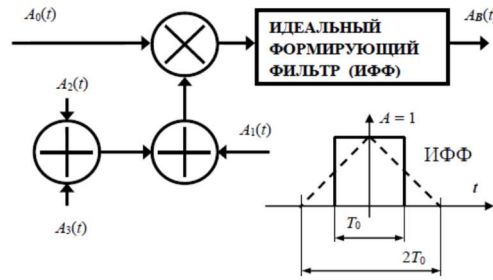


Рис. 11. Модель формирования периодического колебания с помощью СРФ

В таблице 7 приведены исходные колебания модели СРФ для наиболее распространенных колебаний, формируемых на выходах автоматов – цифровых – двухуровневых и цифроаналоговых – многоуровневых.

Основа модели – периодический поток δ -импульсов или импульсов постоянной ширины, следующих с заданным периодом T_0 . Спектр потока δ -импульсов имеет вид:

$$A_0(t) = \frac{1}{T_0} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} \exp[jn\Omega_0(t - \mu)],$$

где $\Omega_0 = 2\pi/T_0$, μ – начальная фаза (временной сдвиг относительно момента времени $t = 0$).

Таблица 7. Исходные колебания модели СРФ

№	Вид колебания	$A_0(t)$	$A_{\Sigma}(t)$
1	Пачка импульсов		
2	Функция Уолша		1 или 0
3	Квазиравномерная последовательность импульсов КРП		
4	Псевдомеандр		
5	Квазимеандр		
6	Цифровой аппроксимированный треугольник		
7	ЦИТ Цифровая аппроксимированная моногармоника ЦИМ		

Дополнительные колебания модели задаются периодическими функциями – с гладкими огибающими, или с огибающими, претерпевающими разрывы первого рода – таблица 7.

Идеальный формирующий фильтр с прямоугольным окном в (14), удобная абстракция физически нереализуемой цепи, позволяет перейти от модулированной по амплитуде δ -импульсной последовательности к искомому колебанию, имеющему разрывы первого рода.

С помощью модели СРФ получены спектры пачки импульсов

$$A_{\text{пачки}} = \frac{1}{d\pi} \times \frac{\sin\left(\frac{dQ}{P}\right)}{\cos\left(\frac{d\pi}{2P}\right)}.$$

Спектр пачки импульсов инвариантен четности-нечетности Q и P . Здесь и далее d – номер гармоники частоты шага сетки F_s .

Спектр СРФ КРП δ -импульсов имеет вид, показанный в левой части таблицы 8:

Таблица 8. Спектры СРФ КРП и рационального числа N .

Спектр СРФ КРП δ -импульсов	Спектр рационального числа N
$A_{\text{срф_крп}} = \frac{\sin\left(\frac{RQ}{P}\pi\right)}{T_0 P \times \sin\left(\frac{R}{P}\pi\right)}$	$A_N = \frac{\sin\left(\frac{RQ}{P}\pi\right)}{P \times \sin\left(\frac{R}{P}\pi\right)}$

При замене временной оси в модели СРФ числовой осью, и замене периода T_0 следования δ -импульсов единичным интервалом, последнюю формулу можно рассматривать как спектр рационального числа N (правая часть таблицы 8), что является еще одной уникальной характеристикой этого числа и позволяет говорить о создании основы спектральной теории рациональных чисел.

После пропускания СРФ КРП δ -импульсов через идеальный формирующий фильтр (ИФФ) с прямоугольным окном получаем спектр квазиравномерной последовательности (КРП) импульсов постоянной ширины:

$$|A_{\text{крп}}| = \frac{\sin\left(\frac{d}{P}\pi\right) \times \sin\left(\frac{RQ}{P}\pi\right)}{\pi d \times \sin\left(\frac{R}{P}\pi\right)},$$

где $R = (-1)^{r-1}(d)P_{r-1}$, $a = R/P$ и ИФФ с шириной окна T_0 .

Заметим, что ширину окна ИФФ можно задавать разной, в зависимости от алгоритма работы КА. У арифметического сумматора она может быть равной T_0 или $T_0/2$, а у ДДПКД – равной, как правило, $T_0/2$.

Спектр квазиеандра (КМ). Используя модель СРФ и строки 4, 5 в таблице 7 можно, например, получить спектр цифрового двухуровневого колебания вида квазиеандр с равномерной дискретизацией по времени T_0 .

$$A_{\text{срф_км}} = \frac{\sin\left[\left(\frac{R}{2}\right)\pi\right]}{T_0 P \times \sin(a\pi)}.$$

Спектр амплитуд КМ образуется пропусканием СРФ δ -импульсов КМ через идеальный формирующий фильтр с прямоугольным окном и шириной окна, равной PT_0/Q . Тогда для идеальной модели КМ

$$|A_{\text{км}}| = \frac{\sin\left(\frac{d\pi}{2P}\right) \times \sin\left(\frac{R\pi}{2}\right)}{\pi d \times \sin\left(\frac{R\pi}{2P}\right)}.$$

где $N = \frac{2P}{Q}$, $R = (-1)^{r-1}(d)P_{r-1}$, $a = \frac{R}{2P}$, и ИФФ с шириной окна T_0 .

Спектр цифрового аппроксимированного треугольника (ЦАТ). Используя метод СРФ, можно, например, получить спектр цифрового аппроксимированного треугольного колебания (ЦАТ) с равномерной дискретизацией по времени T_0 .

$$A_{\text{цат}} = \frac{\sin\left(\frac{d\pi}{2P}\right)}{2\pi d P} \times \left[\frac{\sin\left(\frac{R\pi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{R\pi}{P}\right)} \right]^2.$$

На рисунке 12 приведен спектр многоуровневого колебания вида цифровой аппроксимированный треугольник с числом ступеней квантования: $J = P = 256$, $Q = 7$, $f_{\text{опвч}} = 512$ кГц и $f_{\text{выхнч}} = 7$ кГц, а на рисунке 13, спектр КМ для того же случая.

Спектр цифровой аппроксимированной моногармоники (ЦАМ). Если положить в математической модели СРФ $A_1 = \sin(\pi \frac{Q}{P})$, $A_2 = A_3 = 0$, получим модель, пригодную для формирования цифрового аппроксимированного моногармонического колебания (ЦАМ) с равномерной дискретизацией по времени $T_{опвч}$. Спектр такого колебания можно представить в виде:

$$\Phi_p(t) = \frac{1}{\pi T_0} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} \left[\sin \left(\frac{(Q + nP)\pi}{P} \right) \right] \exp[jd\omega t].$$

Тогда спектр амплитуд ЦАМ запишется в виде:

$$A_{\text{цам}}(n) = (-1)^n P \frac{\sin \left(\frac{Q}{P} \pi \right)}{\pi(nP \pm Q)},$$

где $n = 0, 1, \dots$

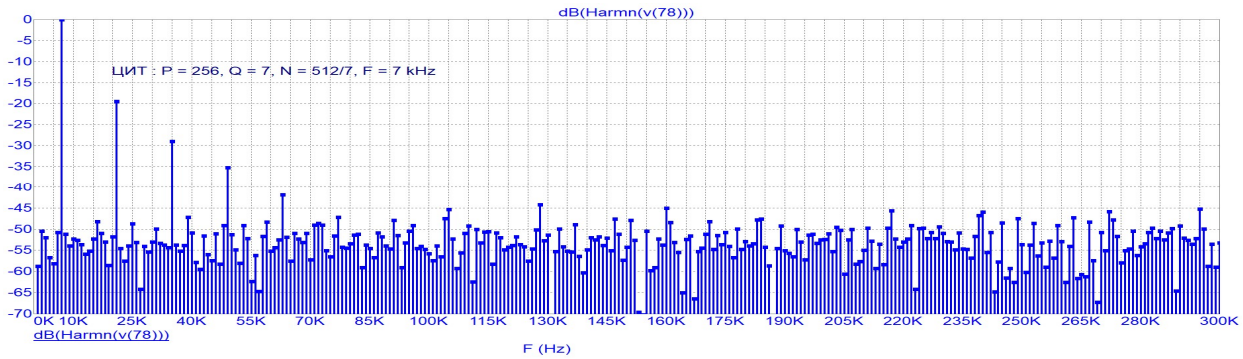


Рис. 12. Спектр цифрового аппроксимированного треугольного колебания

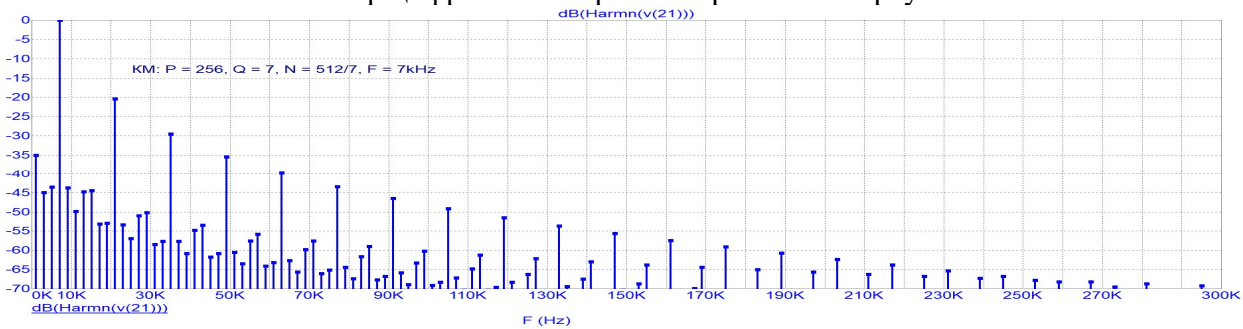


Рис. 13. Спектр квазигеандра

Сравнение спектров ЦАТ (рисунок 12) и КМ (рисунок 13) показывает, что уровень дискретных ПСС при многоуровневом синтезе значительно ниже, чем при двухуровневом. Иначе: модификация КА с помощью добавления цифроаналогового узла, а именно ЦАП, превращает его в модифицированный КА (МКА) со значительно лучшим спектральным составом выходного колебания.

Представляет интерес случай получения колебания вида цифровой модулированной моногармоники (ЦММ); для ее получения заменяют последовательность δ -импульсов тактового колебания на идеальный меандр той же частоты при и производят его свертку с моногармоническим колебанием. Спектр амплитуд ЦММ запишется в виде:

$$A_{\text{цмм}} = \frac{\sin \left(\frac{L}{2} \pi \right)}{2Q \times \sin \left(\frac{L}{Q} \pi \right)},$$

где $L = d(-1)^r Q_{r-1}$, $a = L/2Q$.

На рисунке 14 приведено распределение спектральных компонент выходного сигнала многоуровневого ПЦС с моногармонической огибающей (ЦАМ) при $P = 1000$, $Q = 39$: а) для идеальной модели, б) для модели с дополнительным тактированием (ЦММ).

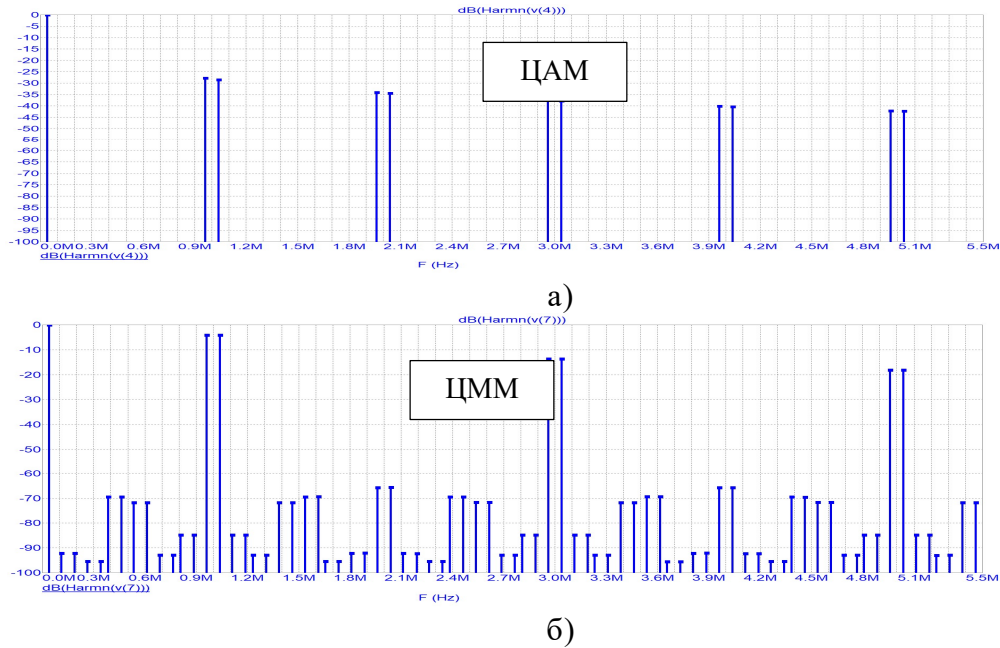


Рис. 14. Распределение спектральных компонент выходного сигнала многоуровневого ПЦС с моногармонической огибающей при $P = 1000$, $Q = 39$: а) для идеальной модели, б) для модели с дополнительным тактированием

Ширина первого лепестка спектра у обоих колебаний (ЦАМ и ЦММ) одинакова, но у ЦММ второй и последующие лепестки спектра имеют удвоенную ширину, что можно объяснить заменой в исходной модели СРФ тактовой последовательности δ -импульсов периода $T_{\text{опвч}}$ на последовательность вида ИМ того же периода.

Приведенные формулы, не претендуя на полноту охвата, демонстрируют возможности модели СРФ.

В ЧЕТВЕРТОМ РАЗДЕЛЕ рассмотрена структурная реализация оптимальных КА и получены аналитические выражения для записи функции выхода и функции перехода прямочастотного и прямопериодного автомата, а также доказана оптимальность формируемых потоков импульсов на их выходах; предложены структуры конечных автоматов с переменной емкостью и повышенным быстродействием.

На выходе оптимального автомата отклонение КРП точек от ИРП точек той же частоты следования инвариантно начальному сдвигу, по модулю не превышает половины периода тактового интервала и является минимально возможной величиной для класса чисто цифровых структур, т.е. модуль разности ИРП и КРП

$$\left| \left\{ \frac{nP}{Q} \right\} \right| < 1/2.$$

Из формулы следует, что для мгновенной (текущей) фазы можно записать:

$$\vartheta_n = \left[n \frac{P}{Q} \right]. \quad (13)$$

Прямочастотный автомат формирует на своем выходе двухуровневую последовательность импульсов (логических перепадов), частота следования которой, усредненная на периоде неравномерности T_S , прямо пропорциональна коду управления Q .

Конечная разность первого порядка определяет мгновенную частоту импульсной последовательности на выходе прямочастотного автомата:

$$\rho_k = \left[k \frac{Q}{P} \right] - \left[(k-1) \frac{Q}{P} \right], \quad (14)$$

которую на периоде неравномерности P можно интерпретировать как среднюю частоту следования импульсов на выходе прямочастотного автомата.

Относительная (отнесенная к частоте тактового колебания) среднеквадратическая частотная ошибка σ_p КРП на выходе оптимального прямочастотного автомата относительно ИРП той же частоты минимальна для класса чисто цифровых структур и не превышает:

$$\sigma_p = \sqrt{\frac{P^2 - 1}{12 \cdot 2}},$$

где P – емкость НС прямочастотного автомата; при $P \gg 1$ $\sigma_p \approx 1/\sqrt{12}$.

Ярким представителем прямочастотного автомата является накапливающий сумматор (НС).

Формализуем описание выходных сигналов НС первого порядка (НС1) – рисунок 14. Напомним, что он представляет собой комбинационную логическую схему емкостью P единиц (собственно арифметический сумматор) и регистр памяти той же емкости P , в котором в каждом такте k запоминают текущий код S_k входной величины Q и значение текущей суммы в предыдущем такте (S_{k-1}).

Содержимое регистра линейно растет (или уменьшается) во времени со скоростью, которая зависит от величины входного кода Q установки выходной частоты $f_{\text{выхНЧ}} = QF_s$ (рисунок 15) и тактовой частоты PF_s .

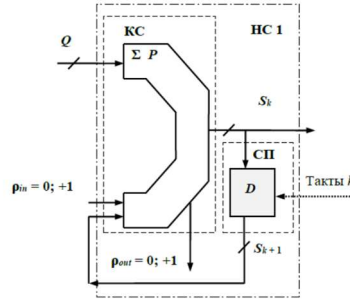


Рис. 15. Накапливающий сумматор 1 ($\Delta\Sigma$ модулятор первого порядка $n = 1$)

Заметим, что моменты переполнения НС (моменты появления импульсов переполнения ρ_k) инвариантны режимам работы НС (на суммирование или на вычитание чисел).

Если принять емкость НС первого порядка равной P единиц, то на его вход можно записать число $Q \in (0, 1, 2, \dots, P - 1)$. Функцию переходов для НС записывают следующим образом:

$$\text{или} \quad \begin{cases} \frac{S_k}{P} = \left\{ k \frac{Q}{P} \right\} - \text{вариант суммирования;} \\ \frac{S_k}{P} = \left\{ k \frac{P-Q}{P} \right\} - \text{вариант вычитания.} \end{cases} \quad (15)$$

Оператор $\{x\}$ в (15) обозначает выделение дробной части числах, $0 \leq \{x\} < 1$.

Полезным сигналом, кроме кода текущей (мгновенной) фазы S_k , при двухуровневом синтезе служат импульсы переполнения НС ρ_k ; эти импульсы следуют с усредненной на периоде неравномерности $T_s = 1/F_s$ частотой $f_{\text{выхНЧ}} = QF_s$ – рисунок 15 и описываются выражением в виде конечной разности первого порядка от текущей фазы:

$$\rho_k = \lfloor kQ/P \rfloor - \lfloor (k-1)Q/P \rfloor, \quad \rho_k \in (0, 1). \quad (16)$$

Оператор $\lfloor x \rfloor$ в (16) обозначает операцию выделения целой части числах, меньшей или равной ему. Из изложенного следует:

- формируемая на выходе НС квазиравномерная последовательность (КРП) является периодической функцией времени с периодом неравномерности (повторения) $T_s = PT_{\text{опВЧ}} = QT_{\text{выхНЧ}}$;

- при поступлении на вход НС P импульсов (одноименных перепадов) на его выходе будет сформировано Q импульсов (одноименных перепадов).

Между двумя ближайшими друг к другу δ -импульсами формируемой КРП, совпадающими с δ -импульсами гипотетической, идеально равномерной (опорной ИРП требуемой частоты) ИРП, будут расположены $Q - 1$ δ -импульсов формируемой КРП, не совпадающих во времени с соответствующими δ -импульсами опорной ИРП частоты $f_{\text{выхНЧ}}$.

Во все тактовые моменты времени, а не только в моменты переполнения НС (при $\rho_k = 1$), соблюдается равенство $S_i + \bar{S}_i = P$. Эта особенность работы НС окажется полезной при модификации оптимального прямочастотного автомата – его дополнением управляемым устройством задержки. Значения текущей фазы S_i в моменты появления импульсов переполнения ρ_i на периоде неравномерности T_s пробегают все значения от 1 до $Q-1$ в очередности, которая определяется арифметической структурой числа $N = P/Q$.

В прямопериодных автоматах коду управления Q соответствует период выходного колебания, а не частота. Такие автоматы характеризуются бóльшим быстродействием и чаще применяются в системах активного цифрового синтеза частот в качестве цифрового тракта приведения частоты перестраиваемого генератора к частоте сравнения в синтезаторном кольце ИФАП. Также прямопериодные автоматы используются при ограниченных возможностях в выборе элементной базы по предельному быстродействию.

Наиболее быстродействующим КА является двоичный счетчик импульсов. Его быстродействие может быть сделано равным быстродействию первого триггера.

Функцию переходов для СИ записывают следующим образом:

$$S_i = K\{i/K\}, \quad (17)$$

где $\{*\}$ – оператор выделения дробной части числа, $0 \leq \{i/K\} < 1$.

Функцию выхода ρ_k для СИ можно представить в виде конечной разности первого порядка от текущей фазы:

$$\rho_i = \lfloor i/K \rfloor - \lfloor (i-1)/K \rfloor, \quad (18)$$

где $\rho_i \in (0, 1)$, i – натуральное число, K – емкость (коэффициент пересчета) СИ.

Функция выхода СИ ρ_i в (18), как и аналогичная функция для НС в (16), суть **конечная разность первого порядка** (аналог производной для непрерывной функции) от текущей (мгновенной) фазы i/K .

Сравнительный анализ формул (14) и (18), (15) и (17) показывает, что СИ есть вырожденная форма НС для случая $Q = 1$ при $K = P$.

Структурная схема реализации ДДПКД с помощью оптимального прямопериодного КА на основе ДДПКД приведена на рисунке 16. В этом случае выходной период пропорционален статическому коэффициенту деления $N = \lfloor N \rfloor + \{N\} = \lfloor N \rfloor + \alpha/Q$, $\alpha \in (0, 1, 2, \dots, Q-1) \equiv \{P/Q\}$, Q – модуль дробности. Поскольку $\lfloor N \rfloor = \lfloor N \rfloor + 1$, т.е. $N \in (\lfloor N \rfloor, \lfloor N \rfloor)$, можно записать:

$$N = \lfloor N \rfloor + \{N\} = \frac{\lfloor N \rfloor(Q - \alpha) + \lfloor N \rfloor \alpha}{Q}.$$

В прямопериодном автомате НС используют для реализации дробности коэффициента деления N .

Тактируют НС импульсами выходной частоты $f_{\text{выхНЧ}}$, поэтому требования к его быстродействию ослаблены в $\lfloor N \rfloor$ раз.

$$\begin{aligned} \beta &= \left(\left\lfloor j \left\{ \frac{P}{Q} \right\} \right\rfloor - \left\lfloor (j-1) \left\{ \frac{P}{Q} \right\} \right\rfloor \right) \\ \gamma &= i - \beta; \quad \beta \in (0, 1); \\ j &= \left\lfloor \gamma \left\{ \frac{P}{Q} \right\} \right\rfloor - \left\lfloor (\gamma-1) \left\{ \frac{P}{Q} \right\} \right\rfloor; \\ j &= \left\lfloor (i - \beta) \left\{ \frac{P}{Q} \right\} \right\rfloor - \left\lfloor (i-1 - \beta) \left\{ \frac{P}{Q} \right\} \right\rfloor. \end{aligned}$$

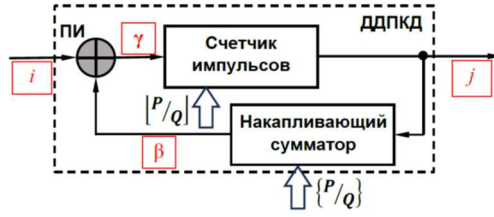


Рис. 16. Структурная схема двухуровневого КА на основе ДПКД

Прямопериодный автомат на основе СИ (ДПКД), как и прямочастотный автомат на основе НС, является оптимальным с точки зрения минимальной временной неравномерности выходного потока импульсов (одноименных перепадов), т.е. обеспечивает на своем выходе минимальный уровень функциональной фазоимпульсной модуляции (ФФИМ).

$$\Delta_{\text{ка}}^{\text{макс}} = \frac{Q-1}{Q} < 1. \quad (19)$$

Следовательно, на выходе ДПКД синтезируется КРП импульсов (одноименных перепадов), а ФФИМ, как и в случае с НС, является наименьшей для класса чисто цифровых КА.

Попутно заметим, что при записи $N = MP/Q$, выражение (19) не изменяется. Это означает, что при поступлении КРП импульсов на вход СИ, на его выходе также будет формироваться поток импульсов вида КРП, изменится лишь распределение спектральных компонентов, поскольку изменится арифметическая структура числа N .

Относительная (отнесенная к периоду тактовой частоты) среднеквадратическая временная ошибка σ_q КРП на выходе оптимального прямопериодного автомата на основе ДПКД относительно ИРП той же частоты также минимальна для класса чисто цифровых структур, как и среднеквадратическая частотная ошибка на выходе прямочастотного автомата на основе НС

$$\sigma_q = \sqrt{\frac{Q^2-1}{12Q^2}}.$$

При $Q \gg 1 \rightarrow \sigma_q \approx 1/\sqrt{12}$.

Относительные среднеквадратическая частотная ошибка, и среднеквадратическая временная ошибка, уменьшаются с увеличением емкости автомата, как прямочастотного – P , так и прямопериодного – Q .

Относительный уровень ДПСС на выходе КА достаточно высок, и это не позволяет использовать такие автоматы для синтеза спектрально чистых колебаний.

Цель **ПЯТОГО РАЗДЕЛА** заключается в нахождение путей дальнейшего улучшения спектрального состава колебаний, формируемых на выходах конечных автоматов. Рассмотрены модифицированные автоматы – оптимальные КА, дополненные функциональными преобразователями (ФП) – на основе аналоговых и цифроаналоговых устройств.

Таковыми устройствами являются УУЗ в случае синтеза двухуровневых колебаний, и ЦАП в случае синтеза многоуровневых колебаний.

При двухуровневом синтезе частот вводят интерполяцию временного положения импульсов переполнения r_k (выходного колебания оптимального КА) внутри периода опорного колебания $T_{\text{опвч}}$ на выходной частоте автомата $f_{\text{выхнч}}$.

Такая интерполяция импульсов (одноименных перепадов) позволяет более точно расставлять импульсы r_k на временной оси и уменьшить величину ФФИМ в линейном приближении в L раз, где $L = T_{\text{опвч}}/\tau_{\text{и}}$ – число точек интерполяции, $\tau_{\text{и}}$ – квант интерполяции.

Заметим, что в обоих рассмотренных двухуровневых МКА (на основе НС и на основе ДПКД) УУЗ осуществляет цифроаналоговую операцию: преобразует цифровой код текущей задержки S_u в аналоговую величину – время. В том или ином виде в большинстве реализаций

УУЗ присутствует ЦАП. Его можно непосредственно использовать для формирования многоуровневого колебания с квазимоногармонической или любой другой огибающей (рисунок 17).

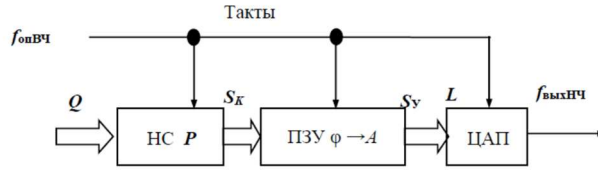


Рис. 17. Структурная схема многоуровневого МКА

Проанализирован выбор узлов аппроксимации и их влияние на амплитуду полезной компоненты спектра ступенчатого аппроксимированного моногармонического колебания при равномерной дискретизации по фазе. Показано, что при $P \gg Q$ наилучшим в смысле среднеквадратического отклонения колебаний $s(t)$ и $R(t)$ является случай $\lambda = 1/2$. Тогда значения амплитуд опорных колебаний на промежутках $[(k-1), k]T_{\text{опВЧ}}$ равны значениям амплитуд аппроксимируемого колебания $R(t)$ в середине этих промежутков.

Если исходить из обеспечения минимума δ_{RMS} , то для h_k получим

$$h_k = \frac{P}{\pi Q} \sin\left(\frac{\pi Q}{P}\right) \sin[\alpha(k)] = \frac{\sin\left(\frac{\pi Q}{P}\right)}{\frac{\pi Q}{P}} \sin[Q\alpha(k)]. \quad (20)$$

Если же не требовать минимума δ_{RMS} , а выбирать высоту h_k ступенек колебания $s(t)$, равными значениям колебания $R(t)$ в точках $T_{\text{опВЧ}}[(k-1) + \lambda]$, то придем к

$$h_k = \sin \frac{2\pi Q(k-1 + \lambda)}{P} = \sin Q[\alpha(k) + \lambda(k)].$$

В частности, при $\lambda = 1/2$

$$h_k = \sin \frac{\pi Q(2k-1)}{P} = \sin Q\alpha(k). \quad (21)$$

Сравнивая значения h_k в формулах (20) и (21), увидим, что они отличаются друг от друга на постоянный (при заданных P и Q) множитель

$$\beta = \left(\sin \frac{\pi Q}{P} / \frac{\pi Q}{P} \right). \quad (22)$$

При $P \gg Q$ в (22) $\beta \rightarrow 1$. В зависимости от отношения Q и P можно выбирать наилучший сдвиг аппроксимирующего колебания $s(t)$ относительно аппроксимируемого колебания $R(t)$ для минимизации среднеквадратической ошибки воспроизведения формы выходного колебания.

Для линейного двухуровневого МКА с точной настройкой УУЗ минимальная величина временной ошибки $\Delta_L = \tau_L / T_{\text{опВЧ}} = 1/L$. Значение текущей задержки S_k может быть вычислена для любого наперед заданного номера k импульса КРП для КА на основе НС и для КА на основе ДДПКД. Зная код текущей задержки S_k можно управлять местоположением импульсов p_k КРП таким образом, чтобы дополнительно уменьшить временное рассогласование между импульсами (одноименными перепадами) ИРП и КРП.

Введение в структуру КА линейного УУЗ с точной настройкой и числом градаций задержки $L \neq Q$ не изменяет характера выходного потока импульсов (одноименных перепадов), но увеличивает эквивалентную тактовую частоту автомата $f_{\text{опВЧ}}$ в L раз.

Модуль временной ошибки Δ_L между δ -импульсами опорной ИРП и ближайшими к ним δ -импульсами требуемой КРП не превышает величины $1/2L$, т.е.

$$|\Delta_L| = \frac{\Delta t_L}{T_{\text{опВЧ}}} < \frac{1}{2L}.$$

На выходе идеального двухуровневого прямопериодного модифицированного конечного автомата формируется КРП импульсов (одноименных логических перепадов), если на вход УУЗ поступает КРП импульсов (логических перепадов), но структура выходной КРП отличается от структуры входной КРП.

$$\frac{\Delta t_k}{T_{\text{опВЧ}}} = k \frac{P}{Q} - \frac{t_k}{T_{\text{опВЧ}}} = k \frac{P}{Q} - \left\lfloor kL \frac{P}{Q} \right\rfloor \frac{1}{L} = \left\{ kL \frac{P}{Q} \right\} \frac{1}{L}. \quad (23)$$

Следовательно, наибольшая величина временной ошибки на выходе идеального двухуровневого МКА

$$\Delta_{\text{мка}}^{\text{макс}} = \frac{Q-1}{QL} = \frac{\Delta_{\text{ка}}^{\text{макс}}}{L}. \quad (24)$$

Выражения (23) и (24) показывают, что поток импульсов (одноименных перепадов) на выходе идеального двухуровневого МКА, как и поток на выходе оптимального КА, представляет собой КРП, но описывается этот поток новым параметром $N_{\text{мка}} = NL$.

При этом период неравномерности T_s остался прежним, а величина ФФИМ уменьшилась в L раз. При $L = Q$ правая часть (23) обращается в ноль, что означает отсутствие ФФИМ; в этом случае на выходе МКА формируется ИРП импульсов (одноименных перепадов). Заметим, что согласно выражениям (23) и (24) эквивалентная тактовая частота идеального двухуровневого МКА с точной настройкой в L раз превышает его тактовую частоту $f_{\text{опВЧ}}$.

При неточной настройке линейного двухуровневого МКА (неточной настройки интерполяции в УУЗ) временная ошибка (величина ФФИМ) уменьшается в L раз, если параметр нелинейности $V < L^{-1}$, либо в $(1 - V^{-1})$ раз, если $V > L^{-1}$. Здесь V – относительная, отнесенная к периоду опорного колебания $T_{\text{опВЧ}}$, неточность интерполяции в УУЗ:

$$V = \left| \frac{T_{\text{опВЧ}} - L\tau_L}{T_{\text{опВЧ}}} \right| \ll 1,$$

т.е. величина относительной неточности настройки УУЗ.

$$\frac{\Delta t_L}{T_{\text{опВЧ}}} = \frac{kP}{Q} - \frac{t_k}{T_{\text{опВЧ}}} = \left\{ \frac{kPL}{Q} \right\} \frac{1}{L(1+V)} + \left\{ \frac{kP}{Q} \right\} \frac{V}{1+V}. \quad (25)$$

В этом случае выходное колебание МКА можно представить в виде суперпозиции двух компонентов: колебания на выходе идеального двухуровневого МКА – первое слагаемое в правой части (25) – и колебания на выходе оптимального КА, значение ФФИМ у которого уменьшено в $1 - V^{-1}$ раз. В зависимости от соотношения величин L и V^{-1} в правой части (27) можно пренебречь либо первым, либо вторым слагаемым.

Двухуровневый модифицированный конечный автомат	
Точная настройка МКА	
$ \Delta_L = \left \frac{\Delta t_j}{T_{\text{опВЧ}}} \right = \left \left\{ j \frac{LP}{Q} \right\} \frac{1}{L} \right < \frac{1}{2L}; \quad L - \text{число квантов задержки в УУЗ}; \quad L \neq Q.$	
$S_j = LP \left\{ j \frac{LP}{Q} \right\}$	
$\rho_j = \left(\left\lfloor j \frac{LP}{Q} \right\rfloor - \left\lfloor (j-1) \frac{LP}{Q} \right\rfloor \right) \frac{1}{L}.$	
$\Delta_{\text{мка}}^{\text{макс}} = \frac{Q-1}{QL} = \frac{\Delta_{\text{ка}}^{\text{макс}}}{L}.$	
Неточная настройка МКА	
$ \Delta_L = \frac{\Delta t_L}{T_{\text{опВЧ}}} = k \frac{P}{Q} - \frac{t_k}{T_{\text{опВЧ}}} = \left\{ k \frac{PL}{Q} \right\} \frac{1}{L(1+V)} + \left\{ k \frac{P}{Q} \right\} \frac{V}{1+V}; \quad V = \left \frac{T_{\text{опВЧ}} - L\tau_L}{T_{\text{опВЧ}}} \right \ll 1,$	
При неточной настройке линейного двухуровневого МКА (неточной настройки интерполяции в УУЗ) временная ошибка (величина ФФИМ) уменьшается в L раз, если параметр ошибки $V < L^{-1}$, либо в $(1 - V^{-1})$ раз, если $V > L^{-1}$.	

Возможно построение прямочастотного МКА на основе НС (рисунок 18).

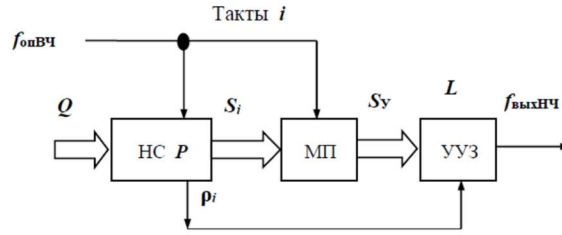


Рис. 18. Структурная схема двухуровневого МКА на основе НС и УУЗ

Значения текущей фазы S_k на периоде неравномерности $T_s = 1/F_s = QT_\Gamma = PT_0$ пробегают все значения от 1 до $P-1$ в очередности, которая определяется структурой арифметической числа $N = P/Q$ – его разложением в цепную дробь по алгоритму Евклида.

На рисунке 19 показан пример введения в КА УУЗ с числом интерполируемых участков $L = 5$ при установке кода выходной частоты $Q = 4$.

Возможно также построение прямопериодного МКА на основе ДДПКД (рисунок 20). КА на основе ДДПКД оптимальный, как и КА на основе НС.

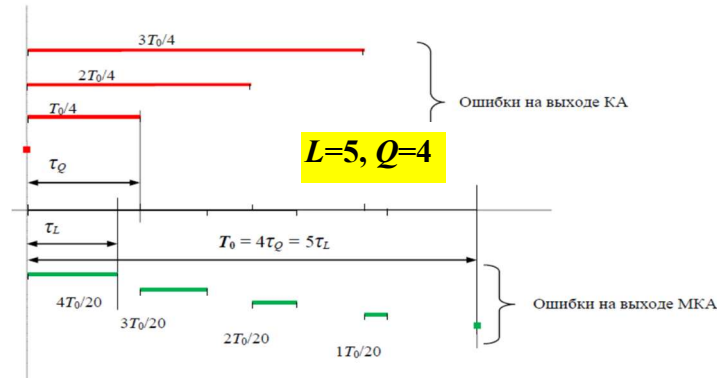


Рис. 19. Сравнение временной ошибки КРП на выходе КА и МКА при $Q = 4$ и числе градаций задержки в УУЗ $L = 5$

На рисунке 21 показано изменение уровня первых гармоник синтезируемых колебаний с различными огибающими как функции коэффициента деления N .

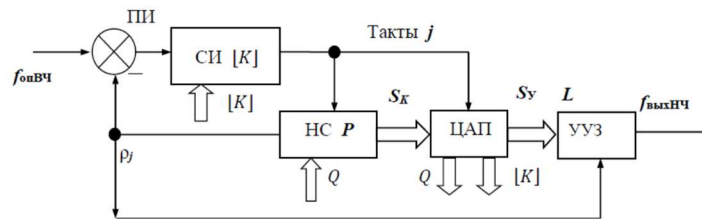


Рис. 20. Структурная схема КА на основе ДДПКД и УУЗ

При увеличении коэффициента деления N уровень полезной компоненты спектра цифрового двухуровневого колебания приближается к уровню первой гармоники идеального двухуровневого колебания вида «идеальный меандр (ИМ)».

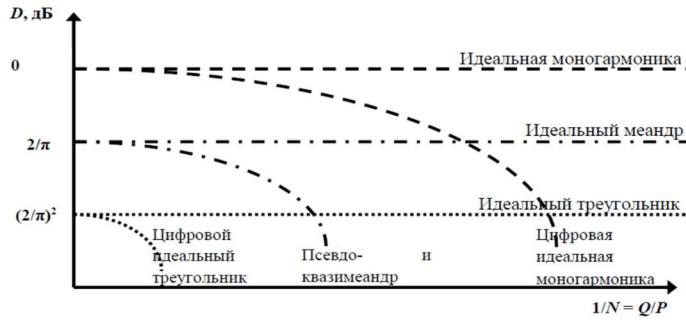


Рис. 21. Зависимость уровня полезной компоненты спектра от коэффициента деления для различных колебаний, формируемых КА

В ШЕСТОМ РАЗДЕЛЕ предложены методы и структуры управления временной задержкой в наносекундном диапазоне с повышенной точностью и линейностью преобразования кода управления во временной интервал, а также рассмотрено влияние нелинейности этого преобразования на качество выходного колебания.

Управляемое устройство задержки вводится в модифицированный автомат для интерполяции внутри периода тактового колебания автомата на его выходной (синтезируемой) частоте.

В первом варианте УУЗ «код-напряжение-время» выходной импульс (активный перепад) КА запускает процесс промежуточных преобразований с целью калиброванного сдвига этого импульса (активного перепада) на заданную величину, пропорциональную коду управления задержкой, например, при использовании преобразования «код – напряжение – время» (рисунок 22).

Выход компаратора формирует двухуровневую последовательность импульсов или активных перепадов, которая является КРП, как и на входе, но с новыми параметрами; эквивалентный коэффициент деления КА увеличится и станет равным $N_{\text{ЭКВ}} = LP/Q$.

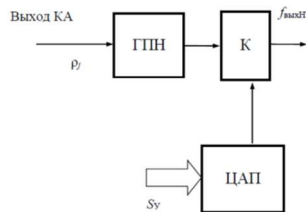


Рис. 22. Структурная схема УУЗ «код-напряжение-время»

Крутизна пилообразного напряжения ГПН является функцией кода управления Q , тока заряда I_0 , величины хранирующей емкости C_0 и размаха напряжения E на выходе ЦАП:

$$t_3 = \frac{S_k E C_0}{Q I_0} = \frac{S_k}{Q} T_0.$$

Иными словами, введение в структуру КА управляемого устройства задержки в линейном приближении эквивалентно увеличению входной частоты $f_{\text{опвч}}$ в L раз. Временные диаграммы работы УУЗ1 приведены на рисунке 23.

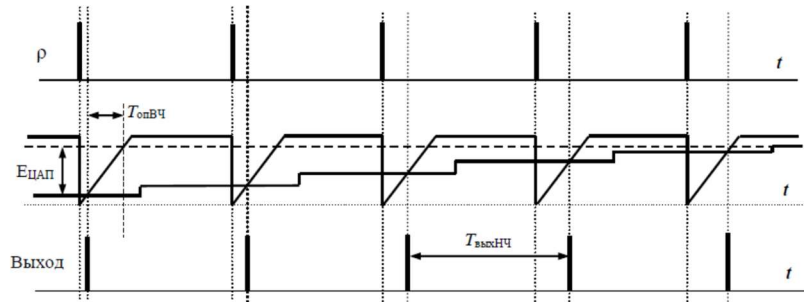


Рис. 23. Временные диаграммы работы устройства задержки на основе преобразования «код-напряжение-время»

Спектр квазиеандра после УУЗ показан на рисунке 24. Гармоники выходного колебания легко отфильтровываются с помощью простейшего фильтра нижних частот, а амплитуды субгармоник существенно уменьшены (в L раз) вследствие введения в структуру синтезатора управляемого устройства задержки.

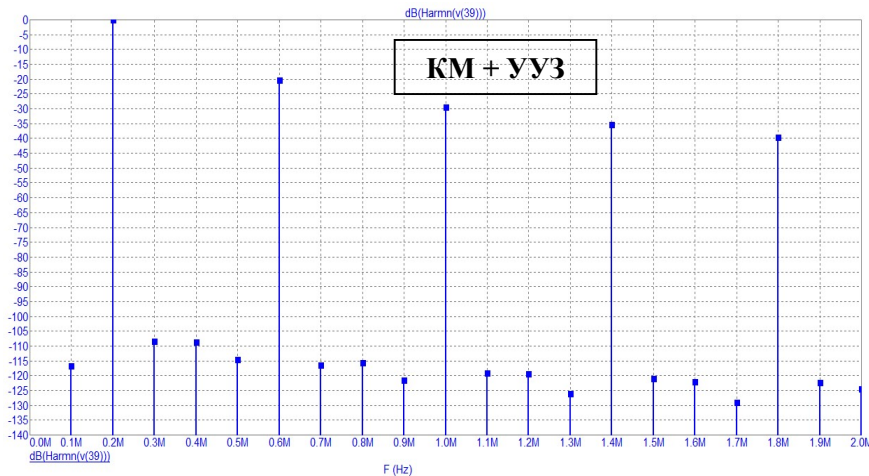


Рис. 24. Спектр двухуровневого цифроаналогового колебания вида «квазиеандр + УУЗ» в пакете моделирования MicroCap 11 при $N = (4 + 1/4) \times 2 = 17/2$

На рисунке 25 приведен серийный образец синтезатора частоты с УУЗ «код-напряжение-время».

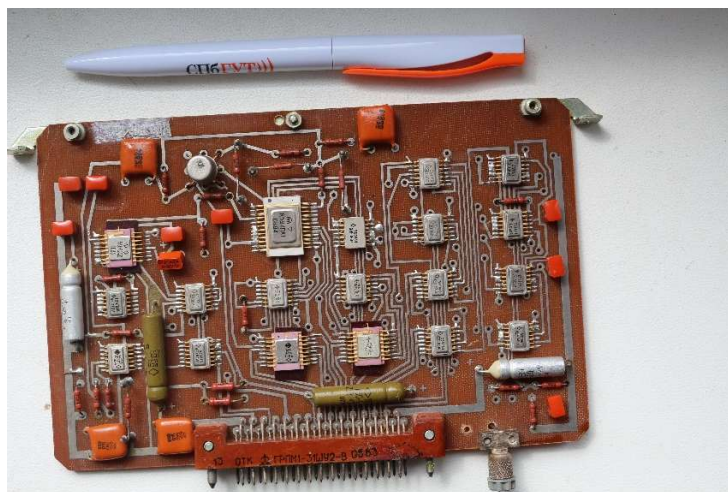


Рис. 25. Прямопериодный синтезатор частот с УУЗ «код-напряжение-время» СЧД ЕР2.329.008

На рисунке 26 приведена структура УУЗ «код – переменный угол – напряжение – время».

В данной структуре арифметическую операцию деления-умножения кодов заменяют управлением крутизной ГПН, которая пропорциональна отношению кодов Q/Q_y ; такое решение реализуется с помощью управления амплитудой E ЦАП или током заряда I_0 , что ослабляет ограничения на требуемое быстродействие МП.

Получение минимального кванта временной задержки в рассмотренных структурах УУЗ ограничивается, прежде всего, нелинейностью ГПН наносекундного диапазона.

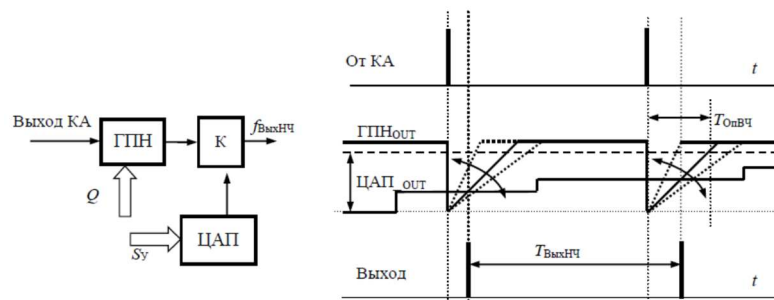


Рис. 26. Структурная схема и временные диаграммы работы модифицированного УУЗ «переменный угол – напряжение – время»

На рисунке 27 приведена структура УЗЗ «код – угол – координата – время», которая также не требует от МП выполнения операции деления-умножения. Хронирующую емкость C_0 в течение постоянного времени заряжает ток, пропорциональный коду требуемой задержки. По окончании заряда емкость C_0 начинает разряжаться током, пропорциональным отношению кодов Q/Q_y .

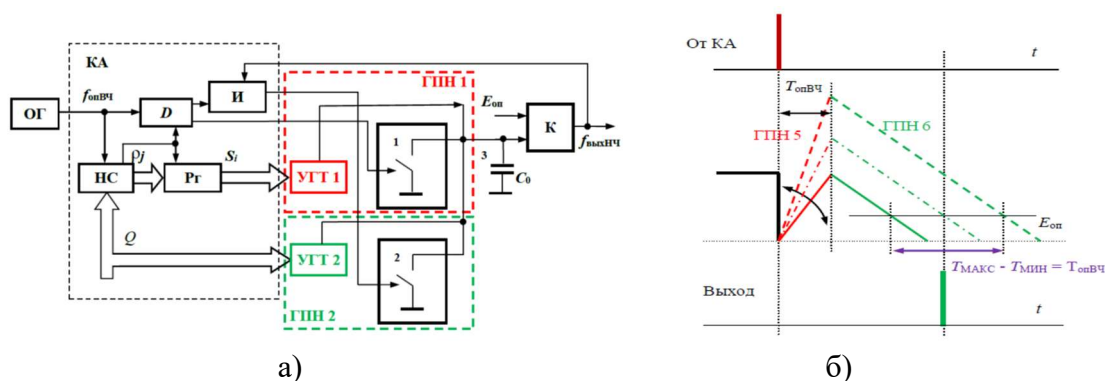


Рис. 27. КА и УУЗ 3 «угол – координата – время». Структурная схема –а) и временная диаграмма работы б)

Достоинств у этой структуры два. Во-первых, компаратор срабатывает в одной точке своей входной характеристики, т.е. исключена нелинейность его входа.

Во-вторых, время заряда хранирующей емкости должно быть постоянным, но не обязательно равным периоду опорного колебания; оно может составлять несколько периодов $T_{опвч}$.

$$\frac{\Delta t_3}{T_{опвч}} = \frac{S_i I_3}{Q I_p}$$

При $I_3 = I_p$ осуществляется полная компенсация ФФИМ заднего фронта импульса на выходе компаратора **К** во всем диапазоне выходных частот.

Но, однако, такое решение преобразования кода задержки во временной интервал аналогично решению в АЦП двойного интегрирования и предъявляет достаточно жесткие требования линейности ГПН 1 и ГПН 2 и к элементам их структуры.

Структура УУЗ «код – угол – задержка – угол – время» (рисунок 28) позволяет значительно ослабить (теоретически – снять) требования к линейности ГПН, оба ГПН можно заменить коммутируемыми RC цепочками, напряжение на которых изменяется по экспоненциальному закону. Необходимо лишь обеспечить одинаковый характер изменения напряжения на входах компаратора.

Действительно, в линейном приближении обе хранирующие емкости в ГПН 1 и ГПН 2 (рисунок 28) заряжаются токами, пропорциональными коду X_k . Запускается ГПН 2 со сдвигом на величину эталонного интервала времени $T_{опВЧ}$.

$$U_1(t) = I_1 t / C_1; \quad U_2(t) = I_2 (t - T_{опВЧ}) / C_2.$$

Таким образом, в момент $U_1(t) = U_2(t)$

$$t_3 = \frac{I_2 C_1 T_{опВЧ}}{I_2 C_1 - I_1 C_2}. \quad (26)$$

При $C_2 = C_1 = C_0$; $I_1 = X_k I_0$; $I_2 = (1 + X_k) I_0$ и $t_3 / T_0 = 1 + X_k$. В случае изменения напряжений $U_1(t)$ и $U_2(t)$ по экспоненциальному закону, т.е.

$$U_1(t) = E_{оп} \left[1 - \exp \left(-\frac{t}{\tau_1} \right) \right]; \quad U_2(t) = E_{оп} \left\{ 1 - \exp \left[-\frac{t - T_{опВЧ}}{\tau_2} \right] \right\},$$

где $\tau_1 = R_1 C_1$; $\tau_2 = R_2 C_2$; $C_2 = C_1 = C_0$; $R_1 = X_k R_0$; $R_2 = (1 + X_k) R_0$. В момент равенства напряжений время задержки t_3 будет также определяться (26).

На практике нелинейность рассматриваемой УУЗ ограничивается (кроме точности компаратора) точностью поддержания разности в знаменателе (26).

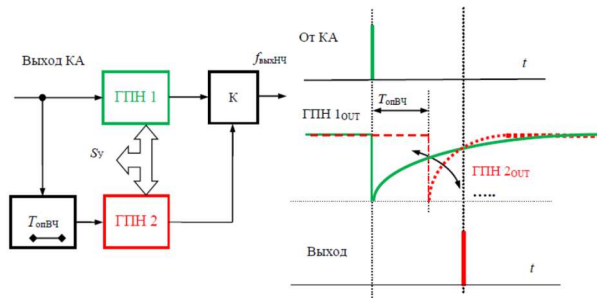


Рис. 28. Структурная схема и временные диаграммы работы УУЗ «код – угол – задержка – угол – время»

Структура УУЗ «код – угол – угол – время», приведенная на рисунке 29 позволяет не только ослабить требования к линейности напряжений на выходах обоих ГПН, но и не накладывает жестких требований к нелинейности входной характеристики компаратора. Даже при изменении напряжений на входах компаратора по экспоненциальному закону будет сохранена линейность преобразования кода задержки во временной интервал.

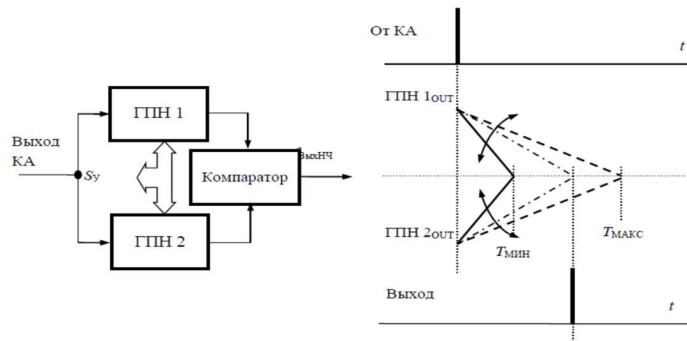


Рис. 29 Структурная схема и временные диаграммы работы УУЗ «угол – угол – время»

Показано, что в УУЗ наносекундного диапазона, выполненном на основе промежуточных преобразований, реально достижимый выигрыш составляет 38...46 и более дБ и ограничен рядом факторов. Прежде всего, это нелинейность ГПН наносекундного диапазона (рисунок 30), а также конечное быстродействие компаратора и ЦАП. Напряжение на выходе ЦАП вследствие конечного выходного сопротивления и емкости устанавливается с заданной точностью за определенное время.

Задержанный импульс (перепад напряжения) на выходе компаратора **К** (рисунок 30) появляется в момент равенства напряжения $U_{\text{ЦАП}}$ и $U_{\text{ГПН}}$, т.е. при $U_{\text{ЦАП}}(X) = U_{\text{ГПН}}(t)$, где $U_{\text{ЦАП}}(X) = X \cdot E$; $0 \leq X < 1$ – код требуемой задержки; E – размах напряжения на выходе ЦАП, соответствующий $\tau_3 = T_{\text{опВЧ}}$.

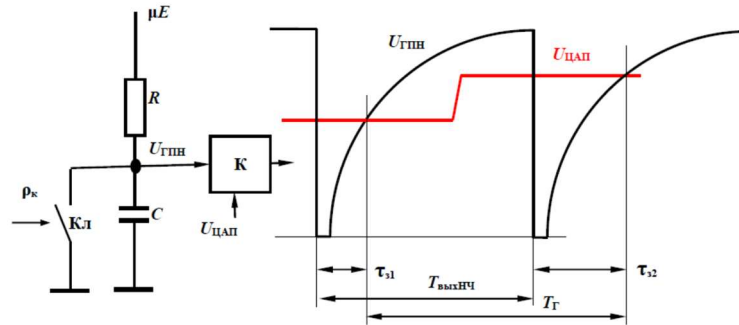


Рис. 30. Упрощенная схема и временные диаграммы работы простейшей УУЗ на основе RC генератора пилообразного напряжения и ЦАП

В подавляющем большинстве случаев напряжение на выходе ГПН можно описать экспоненциальной функцией:

$$U_{\text{ГПН}}(t) = \mu E (1 - \exp(-\frac{t}{\mu T_{\text{опВЧ}}}))$$

где $\mu \gg 1$ – параметр ГПН. Для момента равенства напряжений $U_{\text{ЦАП}}$ и $U_{\text{ГПН}}$ с точностью до постоянной задержки можно записать:

$$\alpha_3 = -\mu \ln(1 - \frac{X}{\mu}), \quad (27)$$

где $\alpha_3 = \tau_3 / T_{\text{опВЧ}} < 1$.

Перепишем (27) с учетом того, что согласование ЦАП и ГПН в УУЗ производится в двух точках – в начале ($t = 0$) и в конце ($t = T_{\text{опВЧ}}$) преобразования цифрового кода задержки X во временной интервал:

$$\alpha_3 = \frac{\ln(1 - X/\mu)}{\ln(1 - 1/\mu)}. \quad (28)$$

Выражение (28) можно записать в виде степенного полинома:

$$\alpha_3 = XW(x) \approx X \sum_{m=0}^M \frac{1 + (\frac{X}{\mu})^m}{1 + \frac{\mu^{-m}}{1+m}}, \quad (29)$$

где M – порядок аппроксимирующего полинома; W – коэффициент нелинейности УУЗ.

Отметим, что полином (29) не накладывает существенных ограничений на представление коэффициента W , позволяя в то же время производить вычисления с требуемой точностью. На практике $W \approx 1$ с точностью долей процентов, что позволяет при анализе обойтись линейным ($M=0$) или квадратичным ($M=1$) приближением. В последнем случае

$$\alpha_3 = \frac{X(1 + \frac{X}{2\mu})}{1 + \frac{1}{2\mu}}.$$

Показано, что минимальному значению ФФМ на выходе двухуровневого нелинейного МКА соответствует его неточная настройка и нелинейность УУЗ не вызывает появления дополнительных дискретных побочных спектральных составляющих.

$$\Delta_3 = \left\{ \frac{kPL}{Q} \right\} \frac{W}{(1+V)L} + \left\{ \frac{kP}{Q} \right\} \left(1 - \frac{W}{1+V} \right). \quad (30)$$

Анализ выражения (30) показывает, что выбором величины и знака коэффициента V можно частично скомпенсировать нелинейность ГПН в УУЗ.

Логический сигнал на выходе двухуровневого МКА с нелинейным УУЗ не является КРП импульсов (перепадов); оно тем быстрее приближается к КРП, чем выше линейность УУЗ, т.е. больше параметр μ в ГПН.

Основной вклад в нелинейность преобразования УУЗ кода управления во временной интервал вносит генератор пилообразного напряжения наносекундного диапазона. Теория работы таких ГПН в части обеспечения линейности пилообразного напряжения разработана недостаточно подробно и точно, поскольку элементы ГПН (генераторы тока, ключи напряжения или тока) работают в режимах большого сигнала и на пределе своего быстрогодействия.

Основными источниками нелинейности формируемого пилообразного напряжения являются:

- конечное значение модуля выходного сопротивления генератора тока $|z_{гт}|$;
- конечное значение модуля сопротивления нагрузки $|z_n|$;
- конечное значение модуля сопротивления закрытого ключа $|z_{кл}|$;
- нелинейная зависимость емкости $C_{гт}$ коллекторного перехода транзистора генератора тока от формируемого пилообразного напряжения $U_c(t)$;
- нелинейная зависимость емкости $C_{кл}$ коллекторного перехода транзистора разрядного ключа напряжения от формируемого пилообразного напряжения $U_c(t)$.

Полное выражение для определения нелинейности ГПН:

$$|\delta_r| \approx \frac{kE_n}{R_n I_0} + \frac{\Delta C}{C_0} + 2 \frac{C_k}{C_0} + \exp \left(-\frac{\tau_r}{\tau_n} \right). \quad (31)$$

Выражение (31) дает завышенное значение δ_r , поскольку слагаемые в правой части взяты без учета их знаков. Например, δ_n и δ_z имеют разные знаки, однако разброс их значений велик, что затрудняет возможность взаимной компенсации.

В СЕДЬМОМ РАЗДЕЛЕ рассмотрены существенные особенности использования КА в тракте приведения умножающего кольца ИФАП и применение различных алгоритмов функционирования автомата с целью минимизации уровня дискретных побочных спектральных составляющих (ДПСС).

Все «дерево реализаций» синтезаторных систем ИФАП можно свести к обобщенной однокольцевой структурной схеме, показанной на рисунке 31.

В случае активного цифрового синтеза коэффициент преобразования частоты

$$f_{\text{выхВЧ}} / f_{\text{опНЧ}} = N \gg 1.$$

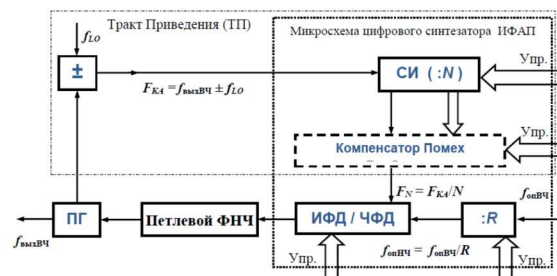


Рис. 31. Обобщенная структурная схема умножающего кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАП)

Коэффициент передачи условно разомкнутого кольца ИФАП с единичной ООС:

$$G_1(s) = K_D K_V K_I(s) K_{ПФ}(s) E_y \frac{1}{s} = K_D K_I(s) K_{ПФ}(s) \frac{\Omega_y}{s} = \frac{K_1(s)}{s T_{ПГ}}$$

1. Коэффициент передачи на выход системы ИФАП с неединичной ООС фазовых шумов ν опорного сигнала

$$\Phi_{N\nu}(s) = \frac{G_N(s)}{1+G_N(s)} N. \quad (32)$$

2. Коэффициент передачи на выход системы ИФАП с неединичной ООС фазовых возмущений ε , вызванных помехами, воздействующими на собственно ПГ

$$\Phi_{N\varepsilon}(s) = \frac{1}{1+G_N(s)}. \quad (33)$$

Анализ выражения (32) и графиков рисунка 32 показывает, что помехи, которые приходят с опорным колебанием $f_{опНЧ}$ и попадают в полосу прозрачности кольца $\Omega_{ФАП}$, возрастают в N раз.

Ухудшение фильтрующих свойств синтезаторного (цифрового) кольца ИФАП по сравнению с обычным аналоговым кольцом ФАП (следающим фильтром) есть плата за переход в новое качество – возможность синтеза сетки частот.

Заметим, что коэффициент $\Phi_{N\nu}$ в (33) зависит, в основном, от параметра N : в охватывающем (суммирующем) кольце ИФАП $N = 1$, но кольцо при этом синтезаторным не является.

Уменьшать коэффициент передачи в ТП умножающего кольца ИФАП возможно не только введением дробности в коэффициент N , но и введением дополнительного колебания в тракт приведения – частоты подставки f_{LO} .

В качестве элемента ДПКД в тракте приведения возможно использовать реверсивный счетчик импульсов или реверсивный НС с подключенным к нему ЦАП. Пример спектра колебания с треугольной огибающей (ЦАТ) приведен на рисунке 33.

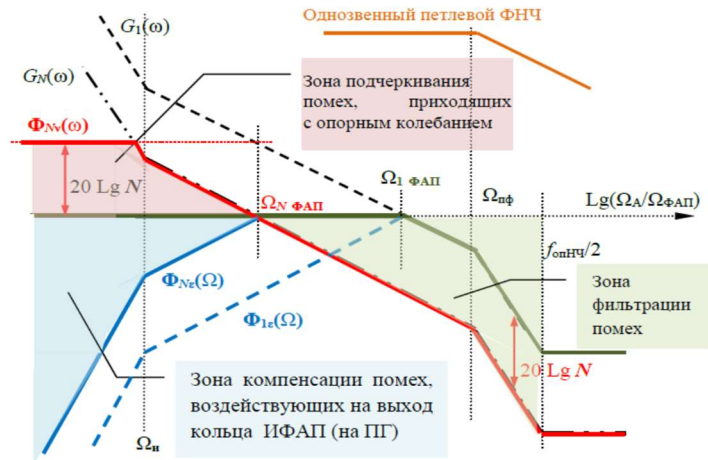


Рис. 32. ЛАХ синтезаторного кольца ИФАП для анализа фильтрации помех

Заметим, что накапливающий сумматор суть цифровой интегратор и увеличение числа цифровых интеграторов в цепи обратной связи ДДПКД кольца позволяет повысить крутизну убывания амплитуд субгармоник частоты сравнения ($f_{опНЧ}$) с уменьшением номера гармоник частоты F_s . Такое решение позволяет уменьшить влияние помех дробности на спектральные характеристики кольца, но увеличивает период неравномерности.

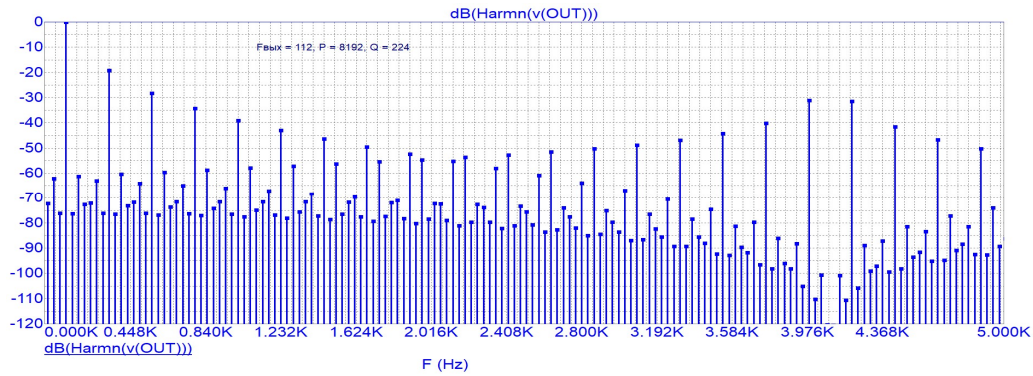


Рис. 33. Спектр цифрового аппроксимированного треугольника при $N = 256/7 = 36,57$ или 31,26 дБ. Уровень ближайших субгармоник, кратных шагу сетки – 61,24 дБ. Квадратичная зависимость (-62,52дБ).

Реализовать алгоритм цифровой компенсации можно с помощью НС второго порядка или с помощью НС более высоких порядков. Структурная схема НС третьего порядка (НС3) приведена на рисунке 34.

Для функции выхода НС 3-го порядка (3 включенных последовательно НС, реализующих операцию получения конечной разности третьего порядка) можно записать:

$$\rho_k^{(3)} = \left[(k+3) \frac{m}{Q} \right] - 3 \left[(k+2) \frac{m}{Q} \right] + 3 \left[(k+1) \frac{m}{Q} \right] - \left[k \frac{m}{Q} \right].$$

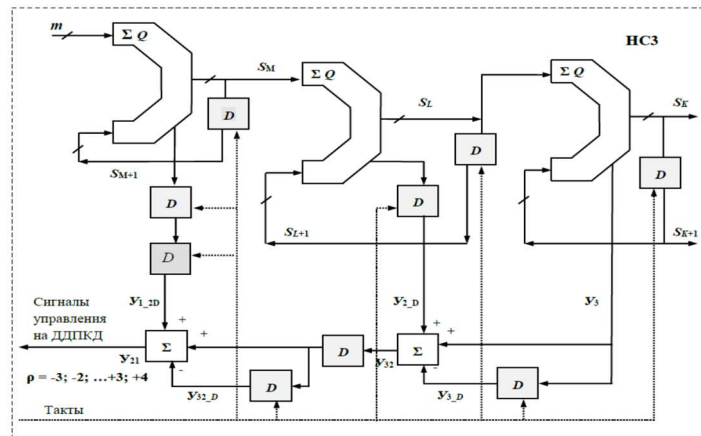


Рис. 34. НС 3 или $\Delta\Sigma$ модулятор третьего порядка
В таблице 9 приведен пример работы НС 3 емкости $Q = 7$ и числа $m = 3$.

Таблица 9. Состояния НС3 при $Q = 7$; $m = 3$

НС 3: $Q = 7$; $m = 3$								
№ тактов		0	1	2	3	4	5	6
Текущая сумма 1	S_M	3	6	2	5	1	4	0
Текущая сумма после задержки D на такт S_{M+1}		0	3	6	2	5	1	4
Сигнал управления Y_1 после задержки 2D на 2 такта Y_{1_2D}		0	1	0	0	1	0	1
Текущая сумма 2	S_L	3	2	4	2	3	0	0
Текущая сумма D	S_{L+1}	0	3	2	4	2	3	0
Сигнал управления Y_2 после задержки D	Y_{2_D}	0	0	1	0	1	0	1
Текущая сумма 3	S_M	3	5	2	4	0	0	0
Текущая сумма D	S_{M+1}	0	3	5	2	4	0	0
Сигнал управления	Y_3	0	0	1	0	1	0	0
Y_3 после задержки D на такт и инверсии	Y_{3D}	0	0	0	-1	0	-1	0
Y_{32}		0	0	2	-1	2	-1	0
Y_{32_D}		-1	0	0	-2	1	-2	1
Сигнал управления СИ (ДДПКД)	ρ	-1	1	2	-3	4	-3	3
Модифицированный сигнал управления СИ (ДДПКД) ρ для $N_{нов} = N_{всх} - 3$		2	4	5	0	7	0	6

Возможен еще один метод уменьшения помех дробности в кольце ИФАП – алгоритмический. Алгоритмическую цифровую компенсацию помех дробности можно реализовать, например, используя специальный алгоритм управления дробностью, при котором дробность образуют не минимальным набором коэффициентов деления ДДПКД N и $N+1$, а расширенным набором коэффициентов $N-2, N-1, N, N+1, N+2$ и т. д. В этом случае можно так подобрать (рассчитать) чередование N , что одна или несколько самых низкочастотных помех дробности будут подавлены, причем чисто цифровым способом.

Временная ошибка импульсов приведенного колебания ПГ и опорного колебания в ИФД в кольце ИФАП с ДДПКД:

$$\Delta T_k = \frac{N_k}{NF_{\text{опнч}}} - \frac{1}{F_{\text{опнч}}} = -\frac{1}{NQF_s} \delta_k,$$

где $\delta_k = N - N_k - x/Q + \eta_k$, $x \in \{0, 1, \dots, Q-1\}$, $N_k = [N] - \eta_k$, η_k – число натурального ряда.

Эти отклонения накапливаются от цикла к циклу

$$\Delta T_n = \sum_{k=1}^Q \Delta T_k = -\frac{1}{NQF_s} \left(\frac{nx}{Q} + \sum_{k=1}^Q \eta_k \right)$$

и периодически повторяются $\Delta T_n = \Delta T_{n+Q}$. Таким образом, колебание на выходе ИФД описывается выражением:

$$f(t) = \begin{cases} E & \text{при } \frac{n}{QF_s} + \Delta T_n \leq t < \frac{n}{QF_s} + T_s, \\ 0 & \text{при } \frac{n}{QF_s} + T_s \leq t < \frac{n+1}{QF_s} + \Delta T_{n+1}. \end{cases}$$

Разлагая полученное выражение в ряд Фурье, находим амплитуды ортогональных составляющих

$$a_m = -\frac{E}{m\pi} \sum_{n=0}^{Q-1} \sin 2\pi m \left(\frac{n}{Q} + F_s \Delta T_n \right), \quad b_m = -\frac{E}{m\pi} \sum_{n=0}^{Q-1} \cos 2\pi m \left(\frac{n}{Q} + F_s \Delta T_n \right).$$

Представляя тригонометрические функции a_m и b_m в виде ряда Тейлора по малому параметру $F_s \Delta T_n$ и пренебрегая членами ряда, начиная с третьего, определим амплитуды помеховых составляющих ($m < Q$):

$$A_m = \frac{2E}{NQ} \sqrt{a_m^2 + b_m^2} = \frac{E}{NQ} B_m, \quad a_m = \sum_{n=1}^Q \gamma_n \cos \frac{2\pi mn}{Q}, \\ b_m = \sum_{n=1}^Q \gamma_n \sin \frac{2\pi mn}{Q}, \quad \gamma_n = \sum_{k=1}^n \delta_k = \frac{n}{Q} x + \sum_{k=1}^n y_k.$$

Полученные выражения позволяют вычислить уровень дискретных ПСС при произвольном алгоритме работы ДДПКД, т.е. решить задачу анализа. Сложнее решается задача синтеза – определение алгоритма работы ДДПКД, при котором исключаются помехи с частотой F_s и ее некоторые гармоники.

Можно выразить через коэффициент B_m относительный уровень помех дробности, отстоящих от выходной частоты на величину отстройки nF_s

$$D_{\Pi} = \frac{U_{\Pi}}{U_{\text{выхВЧ}}} = \frac{\Omega_V}{mF_s} \left| \frac{K_{\Pi\Phi}(mnF_s)}{K_{\Pi\Phi}(0)} \right| \frac{B_m}{NQ},$$

где Ω_V – полоса перестройки (удержания) ПГ, U_{Π} – напряжение помехи с частотой F_S , $U_{\text{выхВЧ}}$ – напряжение полезной компоненты спектра выходного колебания.

Вычислим значения B_m в [дБ] для рассмотренных алгоритмов работы ДДПКД и сведем их в таблицу 10.

Таблица 10. Амплитуды помех дробности

m x	1, 9	2, 8	3, 7	4, 6	6
1a, 9a	×	6,4	×	10,6	14
1б, 9б	×	13	×	0,5	14
2, 8	- ∞	10,6	- ∞	6,4	- ∞
3, 7	×	10,6	×	6,4	14
4, 6	- ∞	6,4	- ∞	10,6	- ∞
5	- ∞	- ∞	- ∞	- ∞	14

В тех строках таблицы 10, где значения помехи отмечены крестиком, ее величина по расчету также равна минус бесконечности. Следует, однако, учитывать допущения, сделанные при выводе формул - пренебрежение членами ряда Тейлора, начиная в третьего. Верхняя оценка отброшенных величин показывает, что в этом случае:

$$B_m \leq 20 \lg \frac{2\pi m}{NQ}.$$

Результаты натурного эксперимента совпадают с результатами расчета с точностью до 1,5 дБ в лучшую сторону.

Из изложенного следует вывод, что с помощью алгоритма таблицы 10 можно в кольце ИФАП с ДДПКД с одной декадой дробности цифровым способом подавить помехи дробности с нечетными номерами и тем самым расширить полосу прозрачности $f_{\text{ФАП}}$ кольца ИФАП в два раза.

Подавление (компенсация) НЧ помех позволяет расширить полосу пропускания петлевого фильтра кольца ИФАП, что благотворно влияет на уровень фазовых шумов в ближней зоне. Однако такой способ компенсации применим лишь при небольшом значении дробных разрядов (модуля дробности) N . Также получены результаты для модуля дробности $Q = 12$ и 20 – таблицы 11 и 12, но дробность реализуется с кратностью $N \pm 0,5k$ (переключение дробности по фронту и спаду тактовой импульсной последовательности).

Таблица 11. Амплитуды помех дробности при $n = 12$

x	$A_3 N/E$	$A_4 N/E$	$A_5 N/E$
1, 9	$\Delta/(\sqrt{2})$	0,386	0,25
2, 8	0	0,386	0,5
3, 7	$\Delta/(\sqrt{2})$	0	0,25
4, 10, 12	0	0,386	0
5	$\Delta/(\sqrt{2})$	0,386	0,25
6	0	0	0,5

Таблица 12. Амплитуды помех дробности при $n = 20$

x	$A_4 N/E$	$A_5 N/E$	$A_{10} N/E$
1, 19	0,34	$\Delta/(\sqrt{2})$	0,25
2, 18	0,53	0	0,5
3, 17	0,53	$\Delta/(\sqrt{2})$	0,25
4, 16	0,34	0	0
5, 15	0	$\Delta/(\sqrt{2})$	0,25
6, 14	0,34	0	0,5
7, 13	0,53	$\Delta/(\sqrt{2})$	0,25
8, 12	0,53	0	0
9, 11	0,34	$\Delta/(\sqrt{2})$	0,25
10	0	0	0,5

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основная задача настоящей работы заключается в развитии компетенций, т.е. знаний и умения их использовать, в области цифроаналогового синтеза частот на основе единого подхода, который объединяет в себе различные направления теории и практики синтеза частот с помощью элементов теории конечных автоматов.

Кроме того, задачей настоящего исследования является предложение схем и структур синтеза частот для их реализации в твердотельном и(или) гибридном исполнении и в обосновании такого решения.

Развитие отечественной микроэлектроники приведет к этапу структурного и схемотехнического наполнения новых технологий; результаты данной работы могут способствовать развитию аналоговой и аналого-цифровой элементной базы современной и перспективной базы микроэлектроники.

1. Предложен новый подход к созданию общей теории цифроаналогового синтеза частот с помощью конечных автоматов, который позволил объединить известные локальные теории пассивного и активного синтеза частот в единое целое.

2. Введено понятие оптимального конечного автомата в смысле минимального уровня функциональной фазоимпульсной модуляции (минимальной временной неравномерности потока импульсов) для класса цифровых структур. Сформулированы прямая и обратная задачи, решаемые автоматами при синтезе частот.

Доказано, что модуль максимальной временной ошибки любого оптимального КА, как прямочастотного, так и прямопериодного минимален для класса цифровых структур и не превышает половины периода его тактового интервала.

3. Рассмотрены типы основных КА, построенных на основе сочетания простейших цифровых элементов; найдены структуры прямочастотных и прямопериодных автоматов, оптимальных с точки зрения критериев их применимости к задачам синтеза частот.

4. На основе теоретико-числовых преобразований разработана универсальная математическая модель и предложен метод аналитического описания колебаний, формируемых на выходах оптимальных КА, во временной области и получены аналитические выражения для текущей суммы и для импульсов переполнения (текущей частоты или периода) оптимального КА – прямочастотного и прямопериодного.

Показано, что функция выхода КА p_k есть конечная разность первого порядка от функции переходов S_k ; формируемая на выходе оптимального автомата КРП импульсов (одноименных перепадов) является периодической функцией времени с периодом неравномерности (повторения) $T_s = PT_{\text{опвч}} = QT_{\text{выхнч}}$.

5. Развита теория спектрального анализа когерентных колебаний на выходе КА и МКА на основе метода сложнопериодической решетчатой функции (СРФ) с открытой архитектурой и аппарата теории чисел, позволивший получить аналитическую запись спектров колебаний при когерентном преобразовании частот с коэффициентом преобразования $N = P/Q$.

С помощью метода СРФ получены аналитические выражения спектров колебаний, формируемых на выходе КА – КРП импульсов постоянной ширины, квазимерандра, цифрового аппроксимированного треугольника, цифровой аппроксимированной моногармоники и цифровой модулированной моногармоники. Адекватность моделей подтверждена расчетом спектров с применением САПР FASTMEAN 6.0.

6. Разработана теория модифицированного конечного автомата (МКА), в которых оптимальный автомат дополнен цифроаналоговыми узлами для уменьшения ошибки воспроизведения огибающей синтезируемого колебания:

- в многоуровневом МКА — это ЦАП;
- в двухуровневом МКА – это УУЗ и ЦАП.

Показано, что при многоуровневом пассивном цифровом синтезе частот из-за дробной кратности емкости ЦАП и емкости КА возникают субгармоники $F_{\text{дпсс}} = F_s/\nu$ частоты шага

сетки F_s , где ν – наибольший общий делитель (P, J), P – емкость КА, J – емкость ЦАП, что нежелательно.

Впервые предложены нониусные способы преобразования цифрового кода управления в многоуровневое выходное колебание, которые позволяют в $2(m-1)$ раз в одном случае или в $2m$ раз другом случае повысить точность преобразования для m - разрядного ЦАП без потери быстродействия.

7. Развита теория линейного динамического управления временным положением импульсов в наносекундном и субнаносекундном диапазонах применительно к задачам широкополосного пассивного цифроаналогового синтеза частот.

Введение УУЗ в структуру МКА позволило дополнительно уменьшить уровень ДПСС на (38-52) дБ по сравнению с уровнем ДПСС на выходе исходного оптимального КА при той же выходной частоте. Показано, что период неравномерности не изменяется (не возникает дополнительных спектральных компонентов) в случаях:

- неточной настройки линейного двухуровневого МКА;
- наличии нелинейности преобразования цифрового кода управления во временной интервал, хотя отмечено изменение распределения уровня помех на оси частот.

Показано, что минимуму уровня дискретных ПСС на выходе двухуровневого МКА с нелинейной УУЗ соответствует неточная настройка УУЗ.

Доказано, что при числе градаций задержки $L = Q$ в линейном УУЗ происходит полная компенсация функциональной фазоимпульсной модуляции выходного сигнала и модифицированный КА формирует на своем выходе идеально равномерную последовательность импульсов требуемой частоты.

Предложены новые структуры УУЗ наносекундного диапазона с повышенной точностью и линейностью преобразования цифрового кода управления во временной интервал, которые позволили на структурном уровне существенно увеличить разрешающую способность по времени в 80-400 раз (до 125 пС в абсолютных цифрах) в октавном диапазоне выходных частот по сравнению с временной неравномерностью потока импульсов на выходе оптимального КА. Например, в случае двухуровневого МКА с тактовой частотой 20 МГц и эффективностью УУЗ 52 дБ на выходной частоте около 4 МГц, эквивалентная тактовая частота оптимального КА, при прочих равных, должна быть не менее 8 ГГц.

8. Впервые предложен и опробован метод алгоритмической цифровой компенсации помех дробности с целью исключения самых опасных помех, кратных частоте шага сетки на выходе синтезаторного кольца ИФАП. При одной декаде дробности в ДДПКД чисто цифровым способом удалось подавить наиболее опасные помехи с частотами F_s и $3F_s$, при модуле дробности 12 – подавить помехи с частотами F_s и $2F_s$, а при модуле дробности 20 – гармоники с частотами F_s , $2F_s$ и $3F_s$.

Использование результатов настоящей работы позволяет формализовать и автоматизировать выбор и расчет параметров структур и схем цифроаналогового синтеза частот, спектров формируемых колебаний, в том числе, с использованием элементов искусственного интеллекта.

Предложены новые структуры умножающих колец ИФАП, частотных и фазовых манипуляторов, конечных автоматов, в том числе и модифицированных, а также способы временной задержки импульсных сигналов повышенной точности и линейности в наносекундном диапазоне, способы нониусного цифроаналогового преобразования.

СПИСОК РАБОТ, ОПУБЛИКОВАННЫХ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

Научные статьи, опубликованные в журналах из перечня ВАК

1. Никитин Ю.А., Филин В.А. Моделирование параллельного нониусного цифроаналогового преобразователя второго типа // Труды учебных заведений связи. – 2026. – Т. 12. – № 2. – С. 27-35.

2. *Никитин Ю.А.* Моделирование параллельного нониусного цифроаналогового преобразователя первого типа // Труды учебных заведений связи. – 2025. – Т. 11. – № 4. – С. 7-16.
3. *Никитин Ю.А.* Аналитическое описание квазиравномерной последовательности импульсов первого типа // Труды учебных заведений связи. – 2025. – Т. 11. – № 1. – С. 34-43.
4. *Никитин Ю.А.* Анализ механизмов образования помех на выходе многоуровневого конечного автомата // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2017. – № 3. – С. 52-59.
5. *Никитин, Ю. А.* Нониусное высокочастотное умножение частоты // Труды учебных заведений связи. – 2017. – Т. 3. – № 1. – С. 93-104.
6. *Никитин Ю. А.* Снижение уровня помех на выходе двухуровневого пассивного цифрового синтезатора // Известия вузов. Серия Приборостроение. – 2017. – № 6. – С. 519-528.
7. *Никитин Ю. А.* Моделирование цифрового однополосного преобразования частоты в тракте приведения умножающего кольца ИФАП // Известия вузов России. Серия Радиоэлектроника. – 2014. – № 1. – С. 16-21.
8. *Никитин Ю. А.* Сравнительный обзор современных методов синтеза частот. Кольца компенсации и кольца ИФАП // Труды НИИР: сб. ст. – М.: НИИР. – 2014. – № 2. – С. 67-74.
9. *Никитин Ю. А.* Сравнительный обзор современных методов синтеза частот. Методы пассивного цифрового синтеза частот и их классификация // Труды НИИР. Сб. статей – М.: 2013. – № 3. – С. 9-17.
10. *Никитин Ю. А.* Сравнительный обзор современных методов синтеза частот. Методы пассивного аналогового синтеза // Труды НИИР. Сб. статей – М.: 2013. – № 2. – С. 10-17.
11. *Никитин, Ю. А.* Сравнительный обзор современных методов синтеза частот. Параметры современных ССЧ и их классификация // Труды НИИР. Сб. статей – М.: 2013. – № 1. – С. 57-63.
12. *Никитин Ю. А.* Анализ дробного нониусного тракта приведения умножающего кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты // Известия вузов России. Серия Радиоэлектроника. – 2012. – № 1. – С. 31-37.
13. *Никитин Ю. А.* Построение тракта приведения широкополосного умножителя частоты на основе кольца ИФАП // Труды НИИР. Сб. статей – М.: 2012. – № 3. – С. 46-56.
14. *Никитин Ю. А.* Построение тракта приведения активного синтезатора частот // Известия вузов. Приборостроение. – 2012. – № 3. – С. 19-26.
15. *Никитин Ю. А.* Анализ целочисленного нониусного тракта приведения умножающего кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты // Известия вузов России. Серия Радиоэлектроника. – 2011. – № 6. – С. 58-65.
16. *Никитин Ю. А.* Математическая модель формирования колебаний с использованием методов пассивного цифрового синтеза / Ю. А. Никитин // Известия вузов. Приборостроение. – 2011. – № 9. – С. 52-57.
17. *Никитин Ю. А.* Анализ конечного автомата для синтеза частот с помощью функций целочисленного аргумента // Известия вузов. Серия Приборостроение. – 2010. – № 5. – С. 25-29.
18. *Никитин Ю.А.* Математическая модель формирования колебаний с периодической огибающей // Труды НИИР: сб. ст. – М.: НИИР. – 1999. – С. 78-79.
19. *Гуревич И. Н., Зарецкий М.М., Никитин Ю. А.* Анализ и расчет фильтрации помех астатической системой ФАП // Электросвязь. – 1994. – № 8. – С. 8-10.
20. *Гуревич И. Н., Никитин Ю. А.* Определение разрядности данных в арифметических блоках пассивных цифровых синтезаторов // Радиотехника. – 1994. – № 9. – С. 12-16.

21. *Никитин Ю.А.* Генераторы пилообразного напряжения наносекундного диапазона // *Электросвязь*. – 1993. – № 2. – С. 38-40.
22. *Гуревич И.Н., Никитин Ю. А.* Управляемые устройства задержки в системах двухуровневого синтеза частот // *Радиотехника*. – 1993. – № 10-12. – С. 13-20.
23. *Гуревич, И. Н., Никитин Ю. А.* Синтез сетки частот с произвольным шагом // *Радиотехника*. – 1992. – № 4. – С. 53-58.
24. *Лебедева В.М., Никитин Ю. А., Фотиади Г.М.* Спектр цифрового моногармонического колебания при равномерной дискретизации по фазе // *Сборник научных трудов учебных институтов связи*. – 1991. – № 152. – С. 100-106.
25. *Никитин Ю.А.* Влияние нелинейности модифицированного конечного автомата на временную нестабильность формируемого колебания / *Известия вузов. Приборостроение*. – 1991. – №5. – С. 28-33.
26. *Карпов Л.В., Никитин, Ю. А.* Фильтрация помех в синтезаторных системах фазовой автоподстройки // *Электросвязь*. – 1991. – № 9. – С. 42-45.
27. *Никитин Ю. А.* Спектры колебаний при пассивном цифровом синтезе частот // *Радиотехника*. – 1990. – № 7. – С. 43-49.
28. *Никитин Ю. А.* Двухуровневый синтез частот с помощью модифицированного конечного автомата // *Электросвязь*. – 1990. – № 5. – С. 33-35.
29. *Никитин Ю. А.* Широкополосный синтез частот с помощью цифровых структур // *Известия вузов. Серия Приборостроение*. – 1990. – № 9. – С. 39-47.
30. *Никитин Ю.А.* Формирование линейно изменяющегося напряжения в субмикросекундном диапазоне // *Сборник научных трудов учебных институтов связи*. – 1990. – №150. – Л.: ЛЭИС – С. 77-82.
31. *Никитин Ю.А.* Температурная стабильность транзисторных генераторов тока // *Сборник научных трудов учебных институтов связи*. – 1990. – №151. – С. 151-158.
32. *Артамонов А.А., Гуревич И.Н., Никитин Ю.А.* Формирование дискретных радиосигналов методами пассивного цифрового синтеза частот // *Сборник научных трудов учебных институтов связи*. – 1990. №150. Л.: ЛЭИС – С. 126-133.
33. *Карпов Л.В., Никитин, Ю.А.* Инженерная методика расчета астатической синтезаторной системы ФАПЧ // *Известия вузов. Серия Приборостроение*. – 1990. – № 11. – С. 50-56.
34. *Никитин Ю. А.* Спектры квазиравномерных последовательностей импульсов // *Радиотехника*. – 1989. – № 1. – С. 47-49.
35. *Никитин Ю. А.* Синтез частот широкополосного генератора с помощью накапливающего сумматора // *Известия вузов. Серия Приборостроение*. – 1989. – № 11. – С. 34-39.
36. *Никитин Ю. А.* Синтез двухуровневых импульсных последовательностей с помощью цифровых конечных автоматов // *Сборник научных трудов учебных институтов связи*. – 1989. – № 142. Л.: ЛЭИС – С. 92-102.
37. *Никитин Ю. А.* Широкополосный синтез частот с помощью делителя с дробно-переменным коэффициентом деления // *Известия вузов. Серия Приборостроение*. – 1989. – № 10. – С. 33-39.
38. *Никитин Ю.А.* Анализ спектра псевдомеандра // *Электросвязь*. – 1988. – №9. – С. 42-45.
39. *Карпов Л.В., Никитин Ю. А., Сенина Р.С.* Методика расчета фильтрации помех кольцом импульсно-фазовой автоподстройки частоты // *Сборник научных трудов учебных институтов связи*. – 1987. – №134. Л.: ЛЭИС – С. 22-29.
40. *Никитин Ю.А., Шапиро Д.Н.* Анализ спектра квазиеандра // *Сборник научных трудов учебных институтов связи*. – 1986. – №127. – Л.: ЛЭИС – С. 90-94.
41. *Гордонов А.Н., Никитин Ю.А.* Анализ спектра импульсной последовательности вида квазиеандра // *Техника средств связи. Серия ТРС*. – 1984. – Вып.8. – С. 63-68.

42. Артамонов А.А., Гуревич И.Н., Зарецкий М.М., Никитин Ю.А. Методы оптимального двухуровневого пассивного цифрового синтеза // Сборник трудов МЭИ. М.: МЭИ. – 1983. – № 8. – С. 70-73.
43. Аничкова Л. К., Гуревич И. Н., Никитин Ю. А. Синтезатор частот на основе кольца импульсной ФАПЧ и делителя с дробно-переменным коэффициентом деления // Радиотехника. – 1981. – № 5. – С. 44-49.
44. Гуревич И.Н., Никитин Ю.А. Уровень помех в кольце ИФАП с дробным коэффициентом деления // Техника средств связи. Сер. ТРС. – 1981. – № 6. – С. 27-33.
45. Никитин Ю. А. Определение требований к элементам системы двухуровневого пассивного цифрового синтеза частот // Техника средств связи. Серия ТРС. – 1981. – Вып. 6. – С. 82-89.
46. Никитин Ю.А. Система двухуровневого пассивного цифрового синтеза с управляемым устройством задержки // Техника средств связи. Серия ТРС. – 1981. – Вып. 5. – С. 88-95.
47. Гуревич И.Н., Никитин Ю.А. Методика синтеза оптимального алгоритма управления делителем с дробным коэффициентом деления // Техника средств связи. Сер. ТРС. – 1978. – № 5. – С. 59-67.
48. Гуревич И.Н., Никитин Ю.А. Определение требований к фильтру нижних частот при различных реализациях делителя с дробно-переменным коэффициентом деления / И. Н. Гуревич, Ю. А. Никитин // Техника средств связи. Сер. ТРС. – 1977. – № 6. – С. 122-129.

Публикации в других изданиях и сборниках научных трудов и конференций

49. Никитин Ю. А. Механизм образования помех на выходе конечного автомата // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. V Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сборник научных статей. Т.2.СПб: Изд-во СПб ГУТ. 2016. – С.190-196.
50. Никитин, Ю. А. Частотный метод анализа синтезаторной системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты // Современная электроника. – 2007. – № 4, 5, 6, 8, 9. – 2008. – № 1.
51. Никитин Ю. А. Конечный автомат как элемент цифровой системы синтеза частот // X Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, НПФ «САКВОЕЕ» ООО. – 2004. – Т. 1. – С. 526-533.
52. Никитин Ю. А. Управляемые устройства задержки в системах двухуровневого синтеза частот// Стабилизация частоты Часть 1. М.: ВИМИ, 1989. – С.154-158.
53. Никитин Ю.А. Генератор пилообразного напряжения наносекундного диапазона //VВсесоюзный симпозиум «Нано- и пикосекундная техника и ее применение в радиоизмерениях». – Горький, 1983. – С. 34-35.

Монографии

54. Никитин Ю.А. Теория цифроаналогового синтеза частот с помощью конечных автоматов: [монография] / Ю. А. Никитин. – СПб.: Изд-во СПб ГУТ, 2024. – 342 с. ISBN 978-5-89160-322-6
55. Никитин Ю.А. Цифроаналоговый синтез частот. Теория и схемотехника: [монография] / Ю. А. Никитин. – СПб.: Изд-во СПб ГУТ, 2018. – 367 с. ISBN 978-5-89160-178-9

Свидетельства о результатах интеллектуальной деятельности

56. А.с. 629632 (СССР) Синтезатор частот / Гнусин А.М., Гуревич И.Н., Никитин Ю.А., Паин А.А. Заявл. 06.08.76. Опубл. в БИ №39 1978. МКИ Н 03 К 5/156, Н 03 В 19/00
57. А.с. 896762 (СССР) Синтезатор частот / Гуревич И.Н., Зарецкий М.М., Никитин Ю.А., Паин А.А. Заявл. 07.04.80. Опубл. в БИ №1 1982. МКИ Н 03 L7/18

58. А.с. 951745 (СССР) Частотный манипулятор / Большаков С.В, Никитин Ю.А. Заявл. 05.01.81. Оpubл. в БИ №30 1982. МКИ Н 04L27/10
59. А.с. 1061235 (СССР) Синтезатор частот / Гуревич И.Н., Никитин Ю.А. Заявл. 08.07.82. Оpubл. в БИ №46 1983. МКИ Н 03 В 19/00
60. А.с. 1095440 (СССР) Фазовый манипулятор / Артамонов А.А., Большаков С.В, Гуревич И.Н., Никитин Ю.А. Заявл. 06.01.83. Оpubл. в БИ №20 1984. МКИ Н 04 L 27/20
61. А.с. 1107260 (СССР) Цифровой синтезатор частот / Гордонов А.Н., Гуревич И.Н., Никитин Ю.А., Сорин В.А. Заявл. 19.08.82. Оpubл. в БИ №29 1984. МКИ Н 03 В 19/00
62. А.с. 1218438 (СССР) Цифровой синтезатор частот / Гуревич И.Н., Никитин Ю.А. Заявл. 17.12.84. Оpubл. в БИ №10 1986. МКИ Н 03 В 19/00
63. А.с. 1337989 (СССР) Цифровой синтезатор частот / Белов В.Д., Гордонов А.Н., Гуревич И.Н., Никитин Ю.А., Хотякова Т.Я. Заявл. 09.12.85. Оpubл. в БИ №34 15.09.87. МКИ Н 03 В 19/00
64. А.с. 1363426 (СССР) Цифровой синтезатор частот / Гуревич И.Н., Никитин Ю.А. Заявл. 16.06.86. Оpubл. в БИ №48 1987. МКИ Н 03 В 19/00
65. А.с. 1515336 (СССР) Цифровой синтезатор частот / Белов В.Д., Гуревич И.Н., Никитин Ю.А., Ярова В.М. Заявл. 11.12.87. Оpubл. в БИ №38 1989. МКИ Н 03 В 19/00
66. А.с. 1518865 (СССР) Цифровой синтезатор частот / Гуревич И.Н., Никитин Ю.А. Заявл. 07.01.88. Оpubл. в БИ №40 1989. МКИ Н 03 В 19/00
67. А.с. 1589367 (СССР) Синтезатор частот / Гуревич И.Н., Никитин Ю.А. Заявл. 30.11.88. Оpubл. в БИ №32 1990. МКИ Н 03 В 19/00
68. А.с. 1621170 (СССР) Цифровой синтезатор частот прямого действия / Гуревич И.Н., Никитин Ю.А. Заявл. 19.01.89. Оpubл. в БИ №2 1991. МКИ Н 03 В 19/00
69. А.с. 1646053 (СССР) Синтезатор частот / Городинский А.Д., Калайчан Н.Н., Карпов Л.В., Никитин Ю.А., Заявл. 09.01.89. Оpubл. в БИ №16 1991. МКИ Н 03 L 7/18
70. А.с. 1702512 (СССР) Цифровой синтезатор частот / Гуревич И.Н., Никитин Ю.А. Заявл. 12.02.90. Оpubл. в БИ №48 1991. МКИ Н 03 В 19/00
71. А.с. 1704265 (СССР) Цифровой синтезатор частот / Гуревич И.Н., Никитин Ю.А. Заявл. 23.11.89. Оpubл. в БИ №1 1992. МКИ Н 03 В 19/00
72. А.с. 1737698 (СССР) Цифровой синтезатор частот / Гуревич И.Н., Никитин Ю.А. Заявл. 09.07.90. Оpubл. в БИ №20 1992. МКИ Н 03 В 19/00
73. Патент RU 000092 на полезную модель. Устройство для измерения скорости кровотока / Гуревич И.Н., Марченко К.В., Никитин Ю.А., Родионов В.Ю., Хорьков А.В. Заявка: 93036290/14, 14.07.1993. Опубликовано 25.10.1994 Бюл. № 10. МПК А61В 08/06
74. Патент RU 2030828 Синтезатор частот / Гуревич И.Н., Никитин Ю.А., Ярова В.М. Заявка: 4879271/09, Опубликовано 10.03.1995. МПК Н 03 В 19/00
75. Патент RU 2030829 Синтезатор частот / Гуревич И.Н., Никитин Ю.А., Ярова В.М. Заявка: 4879307/09, 04.09.90. Опубликовано 10.03.1995. МПК Н 03 В 19/00
76. Патент RU 2703228 Способ нониусного цифроаналогового преобразования/ Никитин Ю.А. Заявка: 2019107698, 18.03.2019. Опубликовано: 15.10.2019 Бюл. № 29. МПК Н 03 М 1/66
77. Патент RU 2726911 Способ нониусного цифроаналогового преобразования/ Никитин Ю.А. Заявка: 2019120873, 02.07.2019. Опубликовано: 16.07.2020 Бюл. № 20. МПК Н 03 М 1/66
78. Patent No.: US 11,689,212 B2 (USA) Method of vernier digital-to-analog conversion / Yury Alexandrovich Nikitin, Prior Publication Data Jun. 23, 2022
79. Patent No.: US 11,736,117 B2 (USA) Method of vernier digital-to-analog conversion / Yury Alexandrovich Nikitin, Prior Publication Data Nov. 10, 2022

Подписано в печать 24.06.2026. Формат 60×84 1/16.

2,0 а.л. Тираж 100 экз.

Отпечатано в СПбГУТ, 193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков, д. 22, корп. 1