

**МИНИСТЕРСТВО ЦИФРОВОГО РАЗВИТИЯ, СВЯЗИ И МАССОВЫХ
КОММУНИКАЦИЙ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ
БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ
им. проф. М. А. БОНЧ-БРУЕВИЧА»
(СПбГУТ)**

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**

Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук

Научный консультант
доктор технических наук, профессор
Филин Владимир Алексеевич

Санкт-Петербург – 2026

ОГЛАВЛЕНИЕ

	ВВЕДЕНИЕ.....	5
1	ОБЗОР МЕТОДОВ ЦИФРОАНАЛОГОВОГО СИНТЕЗА ЧАСТОТ И ИХ КЛАССИФИКАЦИЯ.....	24
1.1	Активный синтез частот.....	31
1.1.1	Кольца компенсации.....	31
1.1.2	Суммирующие кольца фазовой автоподстройки.....	33
1.1.3	Умножающие кольца импульсно-фазовой автоподстройки.....	34
1.1.4	Кольца импульсно-фазовой автоподстройки с многоуровневыми трактами приведения.....	36
1.1.5	Синтезаторное кольцо импульсно-фазовой автоподстройки с комбинированным трактом приведения.....	37
1.1.6	Классификация синтезаторных колец импульсно-фазовой автоподстройки.....	40
1.2	Пассивный синтез частот.....	42
1.2.1	Пассивный аналоговый синтез.....	42
1.2.2	Пассивный цифровой синтез.....	49
	Формирование пачки импульсов.....	50
	Формирование функции Уолша.....	54
	Формирование многоуровневых колебаний.....	56
	ВЫВОДЫ.....	58
2.	ТЕОРИЯ КОНЕЧНОГО АВТОМАТА ДЛЯ СИНТЕЗА ЧАСТОТ.....	59
2.1	Квазиравномерные последовательности и их описание.....	64
2.1.1	Квазиравномерная последовательность первого типа.....	64
2.1.2	Каноническая форма записи квазиравномерной последовательности точек первого типа.....	70
2.1.3	Логическая квазиравномерной последовательности точек первого типа.....	72
2.1.4	Фазовая окружность первого типа.....	76
2.1.5	Квазиравномерная последовательность второго типа.....	77
2.1.6	Каноническая форма записи квазиравномерной последовательности точек второго типа.....	80
2.1.7	Логическая квазиравномерной последовательности второго типа.....	81
2.1.8	Фазовая окружность второго типа.....	84
	Квазимеандр.....	85
2.2	Структуры конечных автоматов.....	87
2.3	Критерии оценки колебаний на выходе конечных автоматов.....	95
	ВЫВОДЫ.....	98
3	СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПРИ КОГЕРЕНТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЯХ.....	99
3.1	Метод сложнопериодической решетчатой функции.....	100
3.2	Спектр периодической последовательности пачек импульсов.....	103
3.3	Спектр квазиравномерной последовательности.....	106
3.4	Спектр псевдомеандра.....	111
3.5	Спектр квазимеандра.....	114
3.6	Спектр цифрового аппроксимированного треугольника.....	120
3.7	Спектр двойного треугольного колебания.....	126
3.8	Спектр цифровой аппроксимированной моногармоники.....	128
3.9	Спектр цифровой модулированной моногармоники.....	129

	ВЫВОДЫ.....	135
4.	ОПТИМАЛЬНЫЙ КОНЕЧНЫЙ АВТОМАТ.....	136
4.1	Прямочастотный конечный автомат.....	139
	Арифметический сумматор.....	141
	Регистры.....	143
4.2	Накапливающий сумматор.....	144
4.3	Прямопериодный конечный автомат.....	156
4.3.1	Счетчик импульсов.....	156
4.3.2	Делитель с дробно-переменным коэффициентом деления.....	158
	ВЫВОДЫ.....	166
5	МОДИФИЦИРОВАННЫЙ КОНЕЧНЫЙ АВТОМАТ.....	168
5.1	Многоуровневый модифицированный автомат.....	171
5.1.1	Многоуровневый пассивный цифровой синтезатор частот с нониусным цифроаналоговым преобразователем на выходе.....	176
5.1.2	Многоуровневый пассивный цифровой синтезатор частот с управлением по двум координатам.....	179
5.1.3	Метод нониусного цифроаналогового преобразования первого типа....	181
5.1.4	Метод нониусного цифроаналогового преобразования второго типа...	191
5.2	Двухуровневый модифицированный автомат.....	196
	ВЫВОДЫ.....	205
6	УПРАВЛЕНИЕ ВРЕМЕННЫМ ПОЛОЖЕНИЕМ ИМПУЛЬСОВ.....	207
6.1	Управляемое устройство задержки «код-напряжение-время».....	211
6.2	Управляемое устройство задержки «код - переменный угол- напряжение-время».....	222
6.3	Управляемое устройство задержки «код - угол-координата-время»....	223
6.4	Управляемое устройство задержки «код-задержка-угол-время».....	226
6.5	Управляемое устройство задержки «код-угол-угол-время».....	233
6.6	Нелинейность управляемого устройства задержки.....	237
6.7	Влияние компонентов управляемого устройства задержки на уровень функциональной фазоимпульсной модуляции.....	241
6.8	Фазовый манипулятор.....	251
	ВЫВОДЫ.....	253
7	АКТИВНЫЙ СИНТЕЗ ЧАСТОТ.....	254
7.1	Уравнение линейной непрерывной модели фазовой автоподстройки..	255
7.2	Анализ фильтрации помех.....	258
7.3	Типовая структура синтезаторного кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты.....	262
7.4	Импульсная система импульсно-фазовой автоподстройки частоты с неединичной обратной связью.....	264
7.5	Дробное деление частоты.....	267
7.6	Метод дельта-сигма модуляции в делителе с дробно-переменным коэффициентом деления.....	273
7.7	Метод алгоритмической компенсации помех дробности.....	278
7.8	Частотный манипулятор с управляемым устройством задержки.....	285
	ВЫВОДЫ.....	287
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ	288
	Рекомендации по применению.....	294
	Направления дальнейших исследований.....	295
	Список используемых сокращений.....	296
	Список литературы	299
	ПРИЛОЖЕНИЕ 1 Термины и определения.....	322

ПРИЛОЖЕНИЕ 2 Методика расчета двухуровневого пассивного цифрового синтезатора частоты.....	325
ПРИЛОЖЕНИЕ 3 Методика расчета управляемого устройства задержки на основе промежуточных преобразований.....	328
ПРИЛОЖЕНИЕ 4 Методика расчета фильтрующей способности умножающего кольца ИФАП.....	329
Изодромное звено.....	329
Расчет.....	331
ПРИЛОЖЕНИЕ 5 Документы о внедрении.....	339

ВВЕДЕНИЕ

Состояние теории и техники цифроаналогового синтеза частот

Актуальность работы. Массовое применение синтезированных генераторов (СГ или систем синтеза частот – ССЧ) и многообразие их реализаций – структурных, схемотехнических и конструктивных – обусловлено различными факторами. Это и различные области применения таких систем, и разнообразие задач, решаемых с их помощью, и различие требований к качественным характеристикам колебаний, синтезируемых на их выходах [1].

Синтезаторы применяют там, где необходима точная и(или) программная установка рабочей (несущей) частоты, а также точное и гибкое управление выходным колебанием, например, при формировании информационных сигналов или при автоматизации измерений. Использование систем синтеза частот повышает потребительские свойства аппаратуры, улучшает ее технологичность при производстве и надежность при эксплуатации, упрощает обслуживание и расширяет возможности применения.

Общая тенденция развития инфокоммуникационных технологий приводит к непрерывному возрастанию объемов информации, к увеличению скоростей передачи информации и к разнообразию способов ее кодирования. Этому сопутствует ряд факторов.

Первый из этих факторов приводит к постоянному увеличению скорости передачи информации в каналах связи, к расширению требуемой полосы частот информационных каналов. Например, скорости передачи информации в системах синхронной цифровой иерархии SDH постоянно растут – от 155 Мбит/с в STM-1 до 40Гбит/с в STM-256 [2].

Следствием возрастания скоростей цифровых потоков является перенос информационных каналов в более высокочастотные области спектра – микроволновые и оптические. Так, внедрение сетей 5G и 6G подразумевает перенос информационных потоков в диапазон частот до 150 ГГц при увеличении скорости передачи информации до 1 ГБ/с в сетях 5G и до 1 ТБ/с в сетях 6G. При этом необходимо понижать уровень внутрисполосных и внеполосных излучений, уменьшать помехи соседним информационным каналам [3].

Причиной второго фактора является желание и потребность в уплотнении информационных потоков в каналах связи. Поскольку пропускная способность радиотрактов принципиально ограничена физическими, техническими, организационными и юридическими причинами, необходимо увеличивать плотность информационных потоков в каналах, т. е. применять новые, более сложные и изощренные способы кодирования информации. Сказанное приводит к непрерывному ужесточению требований к качественным показателям систем

формирования, передачи и обработки сигналов с точки зрения уменьшения уровня внутриканальных (внутриполосных) помех.

Следствием указанной тенденции является постоянное возрастание требований к формирующим трактам радиопередающих, прежде всего, большой мощности, устройств (к возбуждителям передатчиков) и к гетеродинным трактам (синтезированным гетеродинам) радиоприемных устройств – прежде всего, к гетеродинам измерительных радиоприемников и анализаторов спектра [4,5].

Поскольку в обоих упомянутых случаях в качестве синтезированных генераторов используют ССЧ, возрастают требования к точности установки частоты на их выходе [6,7], к уменьшению времени переключения при смене формируемых частот [8-10], к стабильности и преемственности фазы при смене выходных частот [11], и, самое главное, к минимизации уровней помеховых составляющих колебаний – шумовых и дискретных, формируемых на их выходе [12,13].

Действительно, профессиональные радиопередающие устройства «двойного назначения» имеют стандартные выходные мощности 10, 30 и 100 кВт, т.е. 70, 74 и 80 дБм или 177, 181 и 187 дБмкВ. А радиопередатчики радиолокационных станций, станций радионавигации и для СНЧ связи с подводными лодками имеют еще бóльшие мощности. При уровне шумов в ближней зоне отстроек на выходе «стандартных» микросхем синтезаторов ИФАП – 100 дБн, получаем уровень помех от наименее мощного передатчика 77 дБмкВ или 7 мВ! В радиорубке любого «борта» – корабля, самолета, подвижной радиостанции это приводит к возникновению сложной электромагнитной обстановки. То же относится и к радиопередатчикам радиолокационных и радионавигационных станций, к передатчикам РЭБ.

С другой стороны радиолинии, в профессиональных радиоприемниках первый преобразователь частоты должен «бережно» перенести выбранный преселектором участок спектра в такт ПЧ (это может быть высокая, низкая или нулевая ПЧ – не принципиально). Но уровень полезного сигнала может составлять единицы микровольт, а уровень помех – промышленных или преднамеренных, – может достигать единиц вольт. Поэтому используют высокоуровневые первые смесители, в которых уровень первого гетеродина должен превышать уровень возможной помехи – пусть будет, для примера, (1...3) В или (120...130) дБмкВ. При использовании «стандартных» решений в выпускаемых микросхемах с уровнем шумов в ближней зоне – 100 дБн получаем уровень собственных шумов гетеродина (20...30) дБмкВ или (10...30) мкВ, что существенно ограничивает чувствительность радиоприемника «снизу». К счастью, последующая цифровая обработка полученного сигнала позволяет частично сгладить эффект «забития» полезного сигнала помехой, но только частично.

Кроме того, постоянно ужесточаются требования к величине шага сетки частот F_S (в сторону уменьшения) при смещении диапазона формируемых колебаний в верхнюю часть микроволнового диапазона [14].

Увеличение разрешающей способности радиоизмерительных приборов, прежде всего эталонов частоты, генераторов, средств передачи времени и частоты и расширение динамического диапазона анализаторов спектра (измерительных приемников) также требует применения новых структурных и схемотехнических методов синтеза частот и предъявляет более жесткие требования к качеству элементной базы ССЧ.

В гидролокационных и радиолокационных станциях использование синтезаторов позволяет гибко менять частоту излучения, частоту следования и заполнения радиоимпульсов, формировать зондирующие сигналы с заданным видом модуляции, например, линейно-частотной модуляцией (ЛЧМ), уменьшать уровни внеполосного излучения и улучшает общую электромагнитную обстановку (ЭМО).

Уменьшение уровня шумов гетеродина в ближней зоне отстроек от несущего (синтезируемого) колебания приводит к увеличению чувствительности радиоприемного устройства и к расширению его динамического диапазона. В радиолокации применение маломощных синтезаторов приводит к увеличению дальности обнаружения целей и к повышению точности определения параметров их движения [15].

При формировании тактовых частот высокоскоростных и многоразрядных аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей также требуются спектрально чистые и стабильные колебания.

Кроме того, важным фактором является удобство управления синтезированными генераторами, гибкое сочетание с управляющей ЭВМ или микропроцессором.

Современные теоретические, структурные и схемотехнические решения техники синтеза частот разобщены и не позволяют комплексно решать указанные проблемы без существенного усложнения структур синтезаторов частоты при ухудшении качества формируемых колебаний.

Актуальность работы определяется тем, что в ней с единых методологических и математических позиций рассматриваются современные методы цифроаналогового синтеза частот и выделяется связующее общее начало – конечный автомат (КА); такой подход позволяет объединить, интегрировать отдельные методы синтеза частот в единое целое, способствует развитию и совершенствованию как структур цифроаналоговых синтезаторов частоты, так и повышению качества колебаний, формируемых на их выходе.

Степень разработанности темы исследования. В последние 50 лет появилось много структур и схем синтезаторов частоты, принципиально отличающихся друг от друга методами синтеза и схемотехническими решениями.

Постоянно развивающиеся возможности элементной базы позволяют строить синтезаторы с приемлемыми спектрами выходного колебания, с минимальными

массогабаритными характеристиками и с малым временем перестройки, но со сложной внутренней структурой.

В современных синтезаторах частоты широко используются элементы цифровой и цифроаналоговой техники, которые существенно улучшают одни параметры выходного колебания, но ухудшают другие его параметры. Например, уменьшение шага сетки синтезируемых частот в системах активного синтеза (умножающие кольца импульсно-фазовой автоподстройки – ИФАП) приводит к ухудшению динамических параметров кольца ИФАП – к увеличению времени переключения при смене частот.

Проблемой чисто цифровых структур синтеза частот является линейная зависимость относительного уровня дискретных побочных спектральных составляющих (ДПСС) от коэффициента деления КА $N = f_{\text{опВЧ}}/f_{\text{выхНЧ}}$ при технических ограничениях на значения максимальной $f_{\text{опВЧ}}$. Приемлемый уровень ДПСС достигается при $N > 1000$, т.е. в области относительно низких частот $f_{\text{выхНЧ}}$.

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 – В. Gold, С. Rader [16 (1969 г.)], V. Kroupa [17 (1998 г.)], В-Г Goldberg [18 (1999 г.)] – 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 [19 (2000 г.)] 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 [20 (1978 г.)]. Кроме того, рассматривались общие структуры ПЦС [21 (1989 г.), 22 (1990 г.), 23 (2004 г.)] и системы ПЦС на основе делителя с дробно-переменным коэффициентом деления (ДДПКД) [24 (1978 г.), 25 (1989 г.),], НС [26 (1989 г.)] и управляемым устройством задержки (УУЗ) [27 (1987 г.), 28 (1989 г.), 29 (1990 г.), 30 (1993 г.)], а также спектры некоторых колебаний [31 (1988 г.), 32 (1989 г.), 33 (1990 г.)] в частности, квазимеандры (КМ) [34 (1984 г.), 35 (1986 г.)].

В работах В.А. Иванова [36 (1983 г.), 37 (2012 г.)], А.А. Львовича, Б.Д. Кузьмина и Н. Н. Леготина [38 (1979 г.), 39 (1981 г.)], В. П. Коданева и Е. Д. Кононова [40 (1981 г.)]

рассматривались синтезаторы на основе НС и спектры формируемых ими колебаний, в том числе, спектр КМ.

В работах школы В.Н. Кочемасова [41 (1982 г.), 42 (1988 г.), 43 и 44 (2014 г.)] 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 [45 (1984 г.)], В. С. Котова, С. А. Белевитина, Ю. В. Липатова [46 (1971 г.), 47 (1973 г.)], Б. Д. Кузьмина [48 (1980 г.)] исследовались структуры и спектры на выходе схем сложения импульсных последовательностей. В работах Н.П. Ямпурин [49 (2001 г.)], А.С. Галина [50 (1976 г.)], Ю. И. Алехина [51 (1978 г.)], Ю. К. Богатырева [52 (1983 г.), 53 (1989 г.)] исследовались структуры пассивного аналогового и, позднее, пассивного цифрового синтеза частот.

В работах И.В. Рябова [54 (2006 г.), 55 (2013 г.)], В.Я. Шишова [56 (1981 г.), 57 (1984 г.), 58 (1987 г.)], В.Г. Лучкова [59 (1988 г.)], В. В. Ромашова [60 (2007 г.), 61 (2011 г.), 62 (2013 г.), 63 (2022 г.)] рассматривались структуры пассивного цифрового синтеза, пригодные для решения конкретных частных задач и спектры формируемых колебаний.

Теория активного цифрового синтеза частот на основе колец ИФАП разрабатывалась в трудах А. Viterbi [1 (1966 г.)], F. Gardner [64 (1966 г.)], V.F. Kroupa [65 (1973 г.)], W. C. Lindsey [66 (1978 г.)], V. Manassewitsch [67 (1980 г.)], D. R. Stephens [68 (2002 г.)], A.V. Chenakin [69 (2011 г.)], U.L. Rohde [70 (2021 г.)].

Отечественные авторы также уделяли большое внимание анализу и синтезу синтезаторных колец ИФАП. Следует отметить работы Е.Г. Момота [71 (1961 г.)] по использованию колец ФАП для демодуляции сигналов с угловой модуляцией; работу М.В. Капранова [72 (1958 г.)] по созданию теории аналоговых колец ФАП; работы Ю.И. Алехина [51 (1983 г.)], Ю.К. Богатырева [53 (1989 г.)], В.И. Козлова и Г.Ф. Варфоломеева [73 и 74 (1971 г.), 75 (1979 г.)], М.М. Зарецкого [76 (1974 г.)] по использованию ДДПКД в цепи обратной связи синтезаторных колец ИФАП; работы В.Н. Кулешова [77 (2008 г.)], А.В. Рыжкова [78 (1991 г.)] по фильтрации помех в синтезаторных кольцах ИФАП; работы В.И. Юзвинского [79 (1956 г.)] и В.А. Левина [80 (1979 г.)] по анализу и синтезу систем возвратного гетеродинамирования; работы Н.М. Тихомирова [81 (2012 г.)], Д.Н. Шапиро [82 (1981 г.)], В.В. Шахгильдяна [83 (1972 г.)], Б.И. Шахтарина [84 (2007 г.)], В.Н. Малиновского и С.К. Романова [85 (1989 г.)] по систематизации структур синтезаторных колец ИФАП и предложению новых структур ИФАП и схем с повышенными фильтрующими свойствами, с увеличенным быстродействием.

Постоянно появляются новые структуры синтезаторов частоты, однако, информация о новых структурах фрагментарна, отсутствует единообразный и общепринятый понятийный аппарат [5], не используется единый подход к рассмотрению работы цифроаналоговых синтезаторов разных типов, отсутствует детальная классификация известных методов синтеза частот, проводимая с единых методологических позиций. Отсутствуют единые методики расчета спектров когерентных колебаний, формируемых цифроаналоговыми синтезаторами частоты.

Более того, отдельные методы синтеза частот, такие как пассивный синтез (аналоговый и цифровой) и активный синтез на основе синтезаторных колец ИФАП представляются обособленными, а иногда и противопоставляются друг другу, в то время, когда наибольший эффект может быть получен их разумным сочетанием.

Требования к параметрам синтезаторов зачастую противоречивы, улучшение одних параметров приводит к ухудшению других. Например, уменьшение шага сетки F_S синтезируемых частот в системах активного синтеза (на основе колец ИФАП) приводит к увеличению времени перестройки с частоты на частоту, как и требование уменьшения уровня дискретных побочных спектральных составляющих (ДПСС) в ближней зоне отстроек. А требование по уменьшению уровня шумовых побочных спектральных составляющих (ПСС) приводит и к ужесточению требований к источнику опорных колебаний, и к усложнению структуры синтезатора частоты в целом.

Например, проблематично сформировать сетку частот с мелким шагом и низким уровнем помех в СВЧ диапазоне 20 гигагерц и более без существенного усложнения структур синтезаторов, но с неизбежной потерей качества – увеличением уровня ПСС и ДПСС в ближней зоне отстроек от несущего колебания.

В современных синтезаторах частоты при построении практически всех частотообразующих и управляющих трактов широко используют КА в широком понимании этого термина.

В активных синтезаторах частоты, построенных на основе синтезаторных колец ИФАП, цифровые микросхемы используют в тракте деления опорной частоты и в тракте приведения частоты перестраиваемого генератора (ПГ) к частоте сравнения – в виде счетчиков импульсов с переменным или дробно-переменным коэффициентом пересчета, по современной устоявшейся терминологии – делителей частоты с переменным или дробно-переменным коэффициентом деления (соответственно, ДПКД или ДДПКД).

Пассивные цифровые синтезаторы частот, как следует из их названия, полностью состоят из цифровых логических элементов и триггеров, алгоритмы работы которых полностью подпадают под определение КА.

Однако, в известной литературе не рассмотрено с единых позиций применение КА и модифицированных, цифроаналоговых КА (МКА) для решения двух основных задач синтеза частот – прямой задачи – формирования выходного низкочастотного колебания $f_{\text{выхНЧ}}$ из высокочастотного и высокостабильного опорного колебания $f_{\text{опВЧ}}$, $f_{\text{выхНЧ}} < f_{\text{опВЧ}}$, $N = f_{\text{опВЧ}}/f_{\text{выхНЧ}}$, и обратной задачи – приведения высокочастотного выходного колебания $f_{\text{выхВЧ}}$ умножающего (синтезаторного) кольца ИФАП к низкочастотному $f_{\text{опНЧ}}$ опорному колебанию (к частоте сравнения в ИФД), $f_{\text{выхВЧ}} \gg f_{\text{опНЧ}}$, при этом всегда выполняются условия:

$$\left\{ \begin{array}{l} f_{\text{выхВЧ}} \in \{(f_{\text{максВЧ}} \dots f_{\text{минВЧ}}) \cap (n \times Fs) \cap f_{\text{опНЧ}}\}, \\ f_{\text{выхНЧ}} \in \{(f_{\text{максНЧ}} \dots f_{\text{минНЧ}}) \cap (m \times Fs) \cap f_{\text{опВЧ}}\}. \end{array} \right.$$

Здесь m, n – действительные числа.

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

Научная проблема современного цифроаналогового синтеза частот заключается в неполноте и разобщенности существующих локальных теорий – есть теории пассивного аналогового и теория пассивного цифрового синтеза частот, есть теория колец компенсации или возвратного гетеродинамирования, есть теория активного синтеза частот на основе умножающих колец ИФАП.

Локальные теории развиваются обособленно, при их описании используются разные подходы и разнообразный математический аппарат, хотя во всех случаях выходные колебания образуются в результате когерентных преобразований. Эти теории не связаны между собой ни единообразными подходами, ни едиными математическими моделями, ни единым математическим и даже понятийным аппаратом. Они связаны только конечной целью – формированием выходного квазигармонического колебания с заданным спектральным составом в заданном выходном диапазоне частот.

Разобщенность отдельных направлений теории синтеза частот затрудняет их интеграцию в единое целое, приводит к неоправданному усложнению структур и ухудшению их параметров, снижает качество систем синтеза частот и затягивает сроки их разработки.

Нет крупных обобщающих и системообразующих работ в области теории цифроаналогового синтеза частот, которые могут объединять теоретические и эмпирические достижения различных направлений синтеза частот в единое целое.

В известных работах отсутствует постановка и решение рассматриваемого варианта формулировки цели и проблемы научного исследования. Следует не разделять, но объединять подходы к анализу и синтезу структур пассивного и активного синтеза частот, поскольку такое объединение может давать синергетический эффект. Поэтому целесообразно с единых методологических, математических и терминологических позиций рассмотреть известные цифроаналоговые методы синтеза частот, найти их объединяющее, связующее звено, и на основе полученных знаний предложить новые структуры, удовлетворяющие современным и перспективным вызовам.

Существенным объединяющим началом различных направлений теории и техники синтеза частот может стать КА – он в том или ином виде присутствует во всех современных синтезаторах частоты, во многом определяет структуру синтезатора, параметры его выходного колебания, участвует в когерентных преобразованиях исходных колебаний.

Научная проблема

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.

Объект исследования

Объектом исследования являются цифроаналоговые синтезаторы частоты, построенные с помощью КА и 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).

Предмет исследования

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.

Детализация задач исследования

В соответствии с целью исследования, в диссертационной работе последовательно решаются следующие локальные задачи:

1. Анализ существующих методов и структур синтеза частот с целью нахождения единого общего и существенного элемента, объединяющего разные направления теории и техники синтеза в единое целое – общую теорию цифроаналогового синтеза частот. Таким элементом является конечный автомат (КА).

2. Разработка теории оптимальных КА для синтеза частот и метода формирования квазиравномерного потока импульсов (КРП) с использованием аппарата теории чисел; предложение компактного описания работы оптимального КА во временной области с помощью аналитических выражений на основе теоретико-числовых преобразований, что позволит предсказывать параметры КРП и состояние оптимального КА в любой наперед заданный момент времени, а также получить аналитические записи функций перехода и функции выхода оптимального КА.

3. Теория спектрального анализа колебаний на выходе КА (МКА); развитие метода сложнопериодической решетчатой функции (СРФ) в совокупности с аппаратом теории чисел, а именно с представлением основного параметра автомата – его коэффициента деления – рационального числа $N = P/Q$ в виде цепной дроби и решением диофантовых уравнений с целью получения свернутых аналитических выражений спектров колебаний, формируемых на выходе КА (МКА) с помощью когерентных преобразований.

4. Развитие теории оптимальных КА применительно к задачам синтеза частот, а именно рассмотрение существующих и предложение новых структур прямочастотных оптимальных КА, построенных на основе НС, и прямопериодных оптимальных КА, построенных на основе ДДПКД; доказательство их оптимальности в смысле минимума временного уклонения (минимума функциональной фазоимпульсной модуляции – ФФИМ) формируемого потока КРП импульсов от идеально равномерного потока (ИРП) импульсов требуемой частоты и получение аналитические выражения для функций текущей фазы и функции текущей частоты или периода.

5. Разработка теории модифицированного конечного автомата (МКА) – оптимального КА, дополненного цифроаналоговыми (ЦАП) и аналоговыми (УУЗ) элементами с целью уменьшения ошибки воспроизведения синтезируемого колебания относительно идеального (гипотетического) колебания той же формы и частоты, а именно:

- рассмотрение предельных возможностей МКА применительно к задачам синтеза частот;

- оценка перспектив применения и предложение путей дальнейшего улучшения структур и выходных параметров МКА и входящих в них элементов – преобразователей кода текущей фазы в амплитуду (ЦАП) или во временной интервал (УУЗ);

- предложение метода цифроаналоговых преобразований информации бóльшей точности и(или) быстродействия, в том числе, для синтезаторов частоты, построенных на основе МКА.

6. Развитие теории линейного динамического управления временным положением импульсов в наносекундном и субнаносекундном диапазонах с помощью метода промежуточных преобразований, создание моделей, структур и схем динамического управления временным положением импульсов с повышенной точностью и линейностью преобразования;

- разработка математических и схемотехнических моделей МКА с учетом влияния нелинейностей преобразования и неточности настройки динамического УУЗ наносекундного диапазона на спектральный состав синтезируемого МКА двухуровневого колебания;

- детальное рассмотрение влияния и вклада компонентов динамического УУЗ наносекундного диапазона на линейность преобразования цифрового кода управления во временной интервал.

7. Анализ специфических аспектов использования оптимального КА в тракте обратной связи умножающего кольца ИФАП; предложение метода алгоритмической цифровой компенсации самых опасных, низкочастотных помех дробности, кратных частоте шага сетки в ближней зоне отстроек от выходного колебания синтезаторного кольца ИФАП.

8. Разработка новых структур цифроаналоговых синтезаторов частоты, методик их анализа и инженерного проектирования.

Методы исследования. При выполнении исследований использован аппарат теории чисел, а именно, аппарат цепных дробей и диофантовых уравнений, аппарат теории линейных электрических цепей, частотные методы анализа систем автоматического регулирования, элементы теории рядов, методы математического, структурного и схемотехнического моделирования и экспериментальные исследования.

Критерий достижения цели диссертационных исследований – минимизация уровня побочных спектральных составляющих синтезируемого колебания при широкополосном формировании сетки частот с малым шагом в СВЧ диапазоне.

Теоретическая значимость работы

Теоретическая значимость работы заключается в развитии и совершенствовании теории цифроаналогового синтеза частот с помощью конечных автоматов. Разработаны:

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.
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.
5. Метод алгоритмической компенсации помех дробности, кратных частоте шага сетки в ближней зоне отстроек от выходного колебания синтезаторного кольца ИФАП.

Практическая ценность результатов 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 динамического УУЗ в структуру широкополосного 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 линейного динамического управления временной задержкой и методов активного и пассивного цифрового синтеза разработаны структуры частотных и фазовых манипуляторов на основе оптимальных автоматов и синтезаторных колец ИФАП, что позволило совместить формирование мелкой сетки частот и телеграфных сигналов в одном устройстве.
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. 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 бита соответственно при сохранении исходного времени преобразования парциальных ЦАП. Полученные результаты позволяют говорить о новом качестве цифроаналогового преобразования.

5. Предложены новые структуры динамических 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 100 пС...125 пС в абсолютных цифрах) в широком диапазоне выходных частот по сравнению с временной неравномерностью потока импульсов на выходе оптимального (чисто цифрового) КА.

6. Предложены новые структуры синтезаторных колец ИФАП с пониженным уровнем ДПСС в ближней зоне отстроек, что позволило существенно улучшить спектральный состав и стабильность выходного колебания. При одной декаде (модуле) 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 $3F_s$, что позволило расширить полосу пропускания петлевого фильтра нижних частот в 3 раза..

7. Даны конкретные инженерные рекомендации и разработаны методики по выбору и расчету структурных схем пассивных широкополосных синтезаторов частоты с мелким шагом сетки синтезируемых частот и пониженным уровнем ДПСС; разработана инженерная методика расчета пассивных цифровых синтезаторов с УУЗ и инженерная методика фильтрации помех синтезаторным кольцом ИФАП с разными вариантами трактов приведения.

Положения и результаты, выносимые на защиту

1. Систематизация и обобщение теории цифроаналогового синтеза частот на основе теории оптимального КА 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:

- метод 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 временной задержки импульсного сигнала с помощью промежуточных преобразований;

- 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 оптимального КА. Для этого общая теория цифроаналогового синтеза частот разбита на локальные теории – теорию оптимального КА, теорию модифицированного (цифроаналогового) КА, теорию спектрального анализа колебаний при когерентном синтезе частот с помощью КА, теорию линейного динамического управления временным положением импульсов в наносекундном диапазоне.

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

2. Теория спектрального анализа периодических колебаний при когерентных преобразованиях с помощью КА на основе метода сложнопериодической решетчатой функции (СРФ). Для аналитической записи спектров таких колебаний использована математическая модель СРФ с открытой архитектурой и аппарат теории чисел.

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

3. Теория модифицированного КА – МКА, в которой оптимальный КА дополнен цифроаналоговыми узлами – ЦАП и УУЗ с целью уменьшения ошибки воспроизведения синтезируемого колебания относительно идеального колебания той же формы и частоты.

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

Сформулирована прямая и обратная задачи, решаемые автоматами при синтезе частот. Доказана оптимальность и рассмотрена структурная реализация прямочастотных КА на основе НС и прямопериодных КА на основе ДДПКД. Получены аналитические выражения для функции текущей фазы и для функции переполнения оптимального КА.

С помощью теоретико-числовых преобразований впервые найдены алгоритмы формирования КРП, наиболее пригодных для целей синтеза частот, т.е. имеющих наименьшее временное отклонение от ближайших к ним импульсов ИРП требуемой частоты (периода) или,

что то же самое, найдены КРП с минимальным уровнем ФФМ. 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.

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. 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 10-разрядных двоичных парциальных ЦАП итоговое разрешение составит 18 и 20 бит соответственно.

Показано, что при многоуровневом пассивном цифровом синтезе частот из-за дробной кратности разрядности выходного 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;

Показано, что введение в МКА линейного динамического УУЗ с числом квантов времени L эквивалентно увеличению в L раз тактовой частоты исходного оптимального КА. Например, в случае двухуровневого МКА с тактовой частотой $f_{\text{опвч}} = 20$ МГц и эффективностью динамического УУЗ 52 дБ на выходной частоте $f_{\text{выхнч}}$ 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 и субнаносекундном диапазоне с помощью промежуточных преобразований применительно к задачам широкополосного пассивного цифроаналогового синтеза частот.

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

- неточной настройки линейного УУЗ;
- 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 нелинейным УУЗ соответствует неточная настройка УУЗ.

Рассмотрено влияние и вклад компонентов динамического УУЗ наносекундного диапазона, построенных на основе промежуточных преобразований, на линейность

преобразования цифрового кода управления во временной интервал и получены формулы для расчета указанных вкладов.

Оценена нелинейность и определено влияние генератора пилообразного напряжения (ГПН) наносекундного диапазона на временную неравномерность синтезируемого двухуровневого колебания.

Предложены новые структуры динамических 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 100 пС...125 пС в абсолютных цифрах) в широком диапазоне выходных частот по сравнению с временной неравномерностью потока импульсов на выходе оптимального КА.

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

Доказано, что в многоуровневом тракте приведения синтезаторного кольца ИФАП невозможно добиться полной компенсации помех дробности, их уровень может быть только уменьшен.

Показано, что при использовании в тракте приведения синтезаторного кольца ИФАП колебания вида цифровой идеальный треугольник, начиная с некоторого коэффициента деления N уровень дискретных спектральных компонентов, кратных частоте шага сетки убывает по квадратичному закону.

Впервые предложен метод алгоритмической цифровой компенсации помех дробности в синтезаторном кольце ИФАП с целью исключения самых опасных – низкочастотных – спектральных составляющих, кратных частоте шага сетки. 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 удалось подавить помехи с частотами F_s и $2F_s$; при модуле дробности 20 удалось подавить помехи с частотами F_s , $2F_s$, $3F_s$, что позволило расширить полосу пропускания петлевого ФНЧ кольца ИФАП в 3 раза.

Даны научно-технические предложения по реализации прямочастотных КА, построенных на основе НС, и прямопериодных КА, построенных на основе ДДПКД, синтезаторных колец ИФАП с пониженным уровнем ПСС, конечных автоматов, в том числе и модифицированных, частотных и фазовых модуляторов.

Публикации. По теме диссертации опубликовано 221 работа, в том числе 2 монографии, 10 учебных пособий, 49 статей в рецензируемых научных изданиях, рекомендуемых Высшей

аттестационной комиссией (ВАК) Министерство науки и высшего образования Российской Федерации, 9 отчетов о НИР, имеющих государственную регистрацию, доклады на 90 международных и всесоюзных (российских) конференциях, симпозиумах, семинарах, 17 авторских свидетельств СССР, 4 патента РФ, 1 патент на полезную модель РФ, 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 и реализацией в составе серийно производимой аппаратуры.

Апробация работы

Основные положения работы и отдельные её результаты докладывались и обсуждались:

1. На **Всесоюзных, Всероссийских** и республиканских научно-технических конференциях, симпозиумах и семинарах:

- Школа-совещание молодых ученых и специалистов «Стабилизация частоты», Москва, 1980, 1983, 1986, 1989.

- Семинар молодых ученых «Стабилизация частоты», Москва, 1981.

- Всесоюзная НТК «Проблемы повышения эффективности и качества систем синхронизации», Москва, НТОРЭС, 1982, 1985.

- Всесоюзный симпозиум «Нано- и пикосекундная техника и ее применение в радиоизмерениях», Горький, 1983, 1985

- Всесоюзная НТК «Перспективы развития техники радиовещательного приема и акустики». Ленинград, ВНИИРПА 1983, 1985, 1988, 1990.

- Семинар «Цифровые устройства в технике радиоприема», Москва, НТОРЭС, 1986.

- Всесоюзная НТК «Развитие и совершенствование устройств синхронизации в системах связи», Горький, 1988.

- НТК «Формирование сложных сигналов», Москва, НТОРЭС, 1988.

- Всесоюзная НТК «Современные проблемы радиоэлектроники». МЭИ, 1988.

- Всесоюзное совещание «Точные измерения электрических величин». Ленинград, ВНИИМ, 1988.

- XI Всесоюзный семинар «Статистический синтез и анализ информационных систем». Ульяновск, 1989.

- III Всесоюзная НТК «Прием и анализ сверхнизкочастотных колебаний естественного происхождения». Львов. 1990.

- НТК профессорско-преподавательского состава, научных работников и аспирантов, ЛЭИС (СПбГУТ), 1978, 1982, 1984, 1985, 1986, 1987, 1988, 1999, 2000, 2002, 2025.

- Всероссийская НТК «Электроника и микроэлектроника СВЧ». Санкт-Петербург, СПб ГЭТУ «ЛЭТИ», 2017, 2018, 2019, 2021.

- Всероссийская НТК с международным участием «Профилактическая медицина-2020». — Санкт-Петербург. СЗГМУ им. И.И. Мечникова, 2020.

- 8-я всероссийская НТК молодых ученых и специалистов «Трансляционная медицина: от теории к практике» — Санкт-Петербург. СЗГМУ им. И.И. Мечникова, 2020.

- Региональная научно-методическая конференция магистрантов и их руководителей «Подготовка профессиональных кадров в магистратуре для цифровой экономики»; СПб ГУТ. — Санкт-Петербург, 2021, 2022, 2023, 2024, 2025.

- VII Всероссийская научно-практическая конференция «Информационные технологии и когнитивная электросвязь». Екатеринбург, УрТИСИ СибГУТИ, 2021, 2022, 2023.

2. На международных научно-технических конференциях и симпозиумах:

- I-й Международная конференция молодых ученых «Приоритетные направления в научном приборостроении». НТО АН СССР. 1990.

- International Symposium «Acoustoelectronics, Frequency Control and Signal Generation», Moscow, Russia, 1996.

- V Международный симпозиум по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии. Санкт-Петербург, СПб ГЭТУ «ЛЭТИ», 2003.

- X Международная НТК «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж, 2004.

- 10-я Юбилейная международная научная конференция «Теория и техника передачи, приема и обработки информации». Харьков-Туапсе, ХНУРЭ, 2004.

- 14-я Международная крымская конференция «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии». Севастополь, Украина, 2004.

- XX Международная НТК «Радиолокация, навигация, связь». Воронеж, 2014.

- Международная научно-техническая и научно-методическая конференция «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании»: Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций, 2013, 2015, 2016, 2017, 2018, 2019, 2020, 2021, 2022, 2023, 2024, 2025.

- Международная научно-практическая конференция «Инфокоммуникационные технологии: актуальные вопросы цифровой экономики». Екатеринбург. УрТИСИ СибГУТИ, 2021, 2022, 2023, 2025.

Соответствие научной специальности. Работа соответствует следующим пунктам паспорта специальности 2.2.13. «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»:

П.1. Исследование процессов и явлений в радиотехнике, позволяющих повысить эффективность радиотехнических устройств и систем.

П.3. Разработка и исследование радиотехнических устройств и систем, обеспечивающих улучшение характеристик точности, быстродействия и помехоустойчивости.

П.4. Разработка и исследование устройств генерирования, усиления, преобразования и синтеза радиосигналов, сигналов изображения и звука в радиотехнических системах различного назначения, включая системы телевидения. Создание эффективных методов их расчета и основ проектирования.

П.5. Разработка и исследование алгоритмов, включая цифровые, обработки сигналов и информации в радиотехнических устройствах и системах различного назначения, в том числе синтез и оптимизация алгоритмов обработки.

П.7. Разработка и исследование методов обеспечения электромагнитной совместимости радиотехнических систем и устройств, включая системы связи и телевидения, методов обеспечения их стойкости к электромагнитному и ионизирующему излучению, методов разрушения и защиты информации в этих системах.

П.8. Разработка и исследование радиотехнических устройств и систем передачи информации, в том числе эфирных, радиорелейных и космических, с целью повышения их пропускной способности, помехоустойчивости и помехозащищенности.

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

Основные результаты исследований использовались при проведении НИОКР и производстве серийной аппаратуры **на предприятии** АО «Российский институт мощного радиостроения», а именно:

- при разработке двухуровневого пассивного цифрового синтезатора изделия «Вариация»;
- при разработке управляемых устройств задержки наносекундного диапазона с повышенной линейностью для синтезаторов изделий «Парсек», «Виртуоз», «Напалм»;
- методы расчета фильтрации помех кольцом ИФАП использовались при разработке синтезаторов частоты изделий «Виразж», «Виразж-М», «Пион», «Баркентина»;

- создан двухуровневый пассивный цифровой синтезатор частот с повышенной фазовой стабильностью и преемственностью фазы при смене частот СЧД ЕР2.329.008.

На предприятии «Санкт-Петербургский филиал ФГБУ НИИР – ЛОНИИР» при разработке и серийном производстве линейки генераторов испытательных сигналов ГИС в диапазоне частот от 30 Гц до 2100 МГц и синтезаторов частоты по а.с. № 1646053 для спутниковых радиомодемов М-64.

В ЗАО «**РАДИАН**» при разработке и серийном производстве генераторной аппаратуры для радиорелейных станций семейства «Радиян» НТВМ.464423.064; при разработке и серийном производстве гибкого мультиплексора «MF20» НТВМ.465659.014; при разработке и серийном производстве линейки синтезаторов на основе комбинации активного цифрового и пассивного цифрового синтеза частот для спутникового модема «MD-100SE» НТВМ.467762.070.

В учебном процессе ФГБОУ высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича» (**СПбГУТ**) 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 42 таблицы.

1. ОБЗОР МЕТОДОВ ЦИФРОАНАЛОГОВОГО СИНТЕЗА ЧАСТОТ И ИХ КЛАССИФИКАЦИЯ

Предварительные замечания

Целью настоящего раздела является обзор и систематизация существующих методов цифроаналогового синтеза частот, их классификация, учитывающая широкое применение цифровой элементной базы.

Синтезом частот называют получение одного или нескольких колебаний с требуемым номинальным (присвоенным) значением частоты из конечного числа исходных колебаний (в пределах одного – опорного и высокостабильного) с помощью их преобразования. Под преобразованием частот будем понимать их алгебраическое сложение, умножение и деление.

Комплексы устройств, осуществляющих синтез частот, называют системами синтеза частот (ССЧ) или синтезированными генераторами (СГ). Если ССЧ выполнена в виде конструктивно самостоятельного устройства, ее называют синтезатором частоты (СЧ) [1-21].

Совокупность номинальных значений частот, которые могут быть получены на выходе ССЧ и отстоят друг от друга на заданный равномерный интервал F_s , называют сеткой частот. Интервал между соседними номинальными значениями частоты, входящими в сетку частот, называют шагом (*step*) сетки F_s .

При всем разнообразии задач, решаемых с помощью синтеза частот и различных способов их решения, методы синтеза частот условно можно разделить на две большие группы – методы пассивного синтеза частот и методы активного синтеза частот. Сведем их в одно «дерево реализаций» (рисунок 1.1).

В настоящее время в обеих группах синтеза широко используется цифровая элементная база, в том числе, и конечные автоматы (КА), с помощью которых синтезируют колебания с заданными параметрами.

В настоящее время практически во всех синтезаторах частот используют, в том или ином виде, цифровые элементы – триггеры, счетчики импульсов, регистры, поглотители импульсов, накапливающие сумматоры (другие названия – накопительные сумматоры, цифровые интеграторы, аккумуляторы фазы, $\Delta\Sigma$ -модуляторы) и т.д. Эти устройства являются, по сути, конечными автоматами (КА) – абстрактными, детерминированными, которые во многом определяют возможности структур синтеза частот и основные параметры выходного колебания.

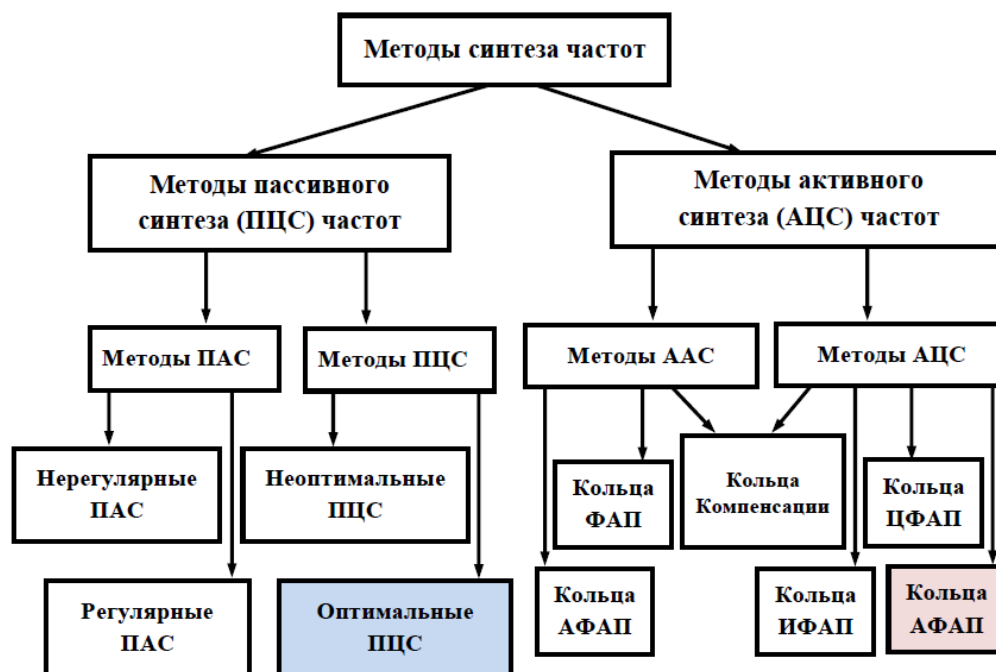


Рис. 1.1. Увеличенная классификация методов синтеза частот

Применительно к задачам синтеза частот определение конечного автомата удобно сформулировать следующим образом: 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 .

В цифровых синтезаторах частоты в области тактовых частот $f_{\text{опвч}}$ до единиц-десятков мегагерц КА можно выполнить программно, до сотен мегагерц – с помощью программируемых логических матриц, а на еще более высоких тактовых частотах – только аппаратно на сверхбыстродействующей логике.

Конечным автоматом в теории алгоритмов называется математическая абстракция, позволяющая описывать пути изменения состояния объекта в зависимости от его текущего состояния и входных данных при условии, что общее возможное количество состояний конечно.

Математический объект, представляющий собой совокупность пяти элементов:

$$A = (S, X, Y, \alpha, \beta),$$

где S – конечное множество состояний автомата; X, Y – конечный входной и выходной алфавиты соответственно, из которых формируются строки, считываемые и выдаваемые автоматом; α :

$S \times X \rightarrow S$ – переходное отношение (переходная функция, функция переходов); $\beta: S \times X \rightarrow Y$ – выходная функция (функция выходов), называется абстрактным автоматом.

Абстрактная теория автоматов рассматривает структуры автоматов без привязки к средствам технической реализации. Результатом абстрактного рассмотрения автомата является выражение в той или иной форме функций переходов и функций выходов. На уровне абстрактной теории понятие «работа автомата» понимается как преобразование входной информации в выходную [86-92].

Функциональная схема абстрактного автомата представлена на рисунке 1.2, 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 .

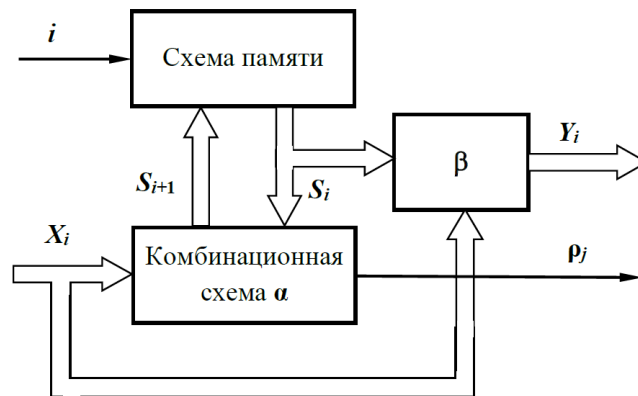


Рис. 1.2. Структура абстрактного автомата

Автоматы в синтезаторах частоты решают две задачи – либо формируют выходную частоту $f_{\text{выхНЧ}}$ их высокочастотного высокостабильного колебания $f_{\text{опВЧ}}$ (так называемый прямой/пассивный синтез частот или прямая задача синтеза частот), либо приводят выходное высокочастотное колебание $f_{\text{выхВЧ}}$ к частоте опорного низкочастотного колебания $f_{\text{опНЧ}}$ (так называемый косвенный/активный синтез частот или обратная задача).

Звеном, объединяющим современные методы цифрового и цифроаналогового синтеза частот, может быть [детерминированный] **конечный автомат** – чисто цифровая структура, основные, простейшие элементы которой – триггеры, счетчики импульсов, регистры и

накапливающие сумматоры, широко используются в современных синтезаторах частоты. Место КА в структуре ССЧ и его вид во многом определяют параметры синтезатора и качество его выходного колебания.

Следует учитывать, что цифровые элементы синтезаторов частот работают в дискретном времени, имеют конечное число (счетное множество) устойчивых состояний, т.е. обладают конечной памятью, и могут изменять свои состояния в дискретные моменты времени, кратные периоду тактового интервала. Это говорит о том, что цифровые узлы современных синтезаторов частот, активных и пассивных, являются, по сути, конечными автоматами, поскольку полностью подпадают под определение КА [12].

Необходимо выделить группу автоматов, которые формируют на своем выходе импульсную последовательность с минимально возможным временным отклонением от идеально равномерной последовательности импульсов (ИРП) требуемой частоты. Назовем такую последовательность квазиравномерной последовательностью импульсов (логических перепадов) – КРП, а автоматы, формирующие КРП-последовательности – оптимальными КА.

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

Временную модуляцию выходного потока КРП импульсов можно рассматривать, как функциональную фазоимпульсную модуляцию (ФФИМ), параметры которой определяются арифметической структурой коэффициента деления автомата N – его разложением в цепную дробь по алгоритму Евклида.

Такой подход позволяет анализировать различные цифровые и цифроаналоговые структуры синтеза частот более абстрактно и единообразно, с единых методологических позиций и по единым критериям, используя единый математический и понятийный аппарат.

Более того. В современных синтезаторах частоты все колебания получают из одного источника – высокостабильного опорного генератора с помощью когерентных преобразований. Поэтому все колебания в синтезаторах частоты когерентны, т.е. отношения приращений их полных фаз (аргументов квазигармонических колебаний) при увеличении времени наблюдения до nP тактовых интервалов $T_{опвч} = 1/f_{опвч}$ суть рациональные числа N ; здесь $|n| = 1, 2, \dots \infty$.

Во временной области с помощью использования метода теоретико-числовых преобразований рационального числа N – его разложения в цепную дробь по алгоритму Евклида и решения диофантова уравнения, можно получить простые и компактные аналитические

выражения для определения состояния цифрового устройства – оптимального КА, в любой, наперед заданный момент времени.

В спектральной области с помощью метода сложнопериодической решетчатой функции (СРФ) вместо рядов с конечными или бесконечными пределами, после некоторых теоретико-числовых преобразований и решения диофантовых уравнений, можно получать свернутые суммы в виде аналитических выражений.

Наличие и вид оптимального автомата, цифрового и цифроаналогового (модифицированного) в архитектуре современного синтезатора во многом определяет его основные выходные параметры – диапазон синтезируемых частот, шаг сетки частот, время перестройки с частоты на частоту, преобладание фазы при смене частот, чистоту спектра выходного колебания.

По широте задач, решаемых автоматами при синтезе частот, и по степени его влияния на параметры выходного колебания, можно сделать вывод, что автомат – классический цифровой оптимальный КА и цифроаналоговый –МКА, – является важным, если не важнейшим, элементом практически любого современного цифроаналогового синтезатора частот, независимо от того, активный это синтезатор или пассивный.

Заметим также, что автоматы, применяемые в технике синтеза частот, подразделяются на прямочастотные – частота колебаний на их выходах $f_{\text{выхНЧ}}$ прямо пропорциональна коду управления на их входах, и на прямопериодные – период колебаний $T_{\text{выхНЧ}}$ на их выходах прямо пропорционален коду управления на их входах. К прямочастотным относятся автоматы на основе накапливающих сумматоров (НС), а к прямопериодным – автоматы на основе делителей с дробно-переменным коэффициентом деления (ДДПКД) [25,26].

Отметим, что синтезаторное кольцо ИФАП с прямопериодным автоматом в цепи отрицательной обратной связи (ДДПКД в тракте приведения – ТП) формирует на своем выходе колебание с частотой, прямо пропорциональной коду управления. И наоборот, синтезаторное кольцо ИФАП с прямочастотным автоматом в цепи отрицательной обратной связи (НС в тракте приведения – ТП) формирует на своем выходе колебание с частотой, обратно пропорциональной коду управления.

Нерегулярные системы пассивного аналогового синтеза используют для приведения частоты квантового генератора, например, водородного, к частоте управляемого кварцевого генератора стандартной частоты 1, 5, 10 МГц. В остальных случаях применяют регулярные структуры на основе идентичных декад, тетрад или аналогичные [49].

Устройства пассивного цифрового синтеза (ПЦС) на основе конечных автоматов более технологичны и обладают хорошей повторяемостью и надежностью, но спектральный состав

чисто цифровых структур значительно хуже. Кроме того, синтезируемая частота всегда ниже тактовой (опорной). Такие устройства, в зависимости от примененной элементной базы и используемых технологий изготовления, могут работать в диапазоне выходных частот от микрогерц до единиц гигагерц.

Наилучший спектр выходного колебания у оптимальных систем ПЦС, на их выходе временная функциональная фазоимпульсная модуляция (ФФИМ) минимальна, т.е. временная ошибка между одноименными перепадами гипотетического (идеально равномерного во времени) и реального колебаний той же частоты по модулю не превышает половины периода тактового колебания.

Однако, дальнейшего снижения величины ФФИМ и, соответственно, понижения уровня дискретных побочных спектральных составляющих (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.

Поэтому на практике используют цифроаналоговые методы пассивного цифрового синтеза частот, дополняя цифровые структуры либо динамически управляемыми устройствами задержки (УУЗ) по времени, либо преобразуя мгновенный (текущий) код фазы в амплитуду выходного колебания с помощью ЦАП. В последнем случае говорят о многоуровневом ПЦС; в обоих случаях такие автоматы называют модифицированными конечными автоматами - МКА.

Все известное многообразие структур пассивного цифрового синтеза можно свести к «дереву реализаций», показанному на рисунок 1.3. Две основные группы этого дерева – двухуровневые и многоуровневые структуры синтеза [37,93-95]. На рисунок 1.3 цветом выделены структуры, наиболее широко применяемые в настоящее время.

При равномерном квантовании по уровню с постоянным числом градаций амплитуды выходного колебания необходимо динамически управлять временным положением перепадов по закону \arcsin (\arccos), что при конечной точности УУЗ вызывает остаточную угловую модуляцию с богатым спектром. Поэтому при многоуровневом синтезе частот используют равномерную дискретизацию с периодом тактового колебания $T_{\text{опвч}} = 1/f_{\text{опвч}}$.

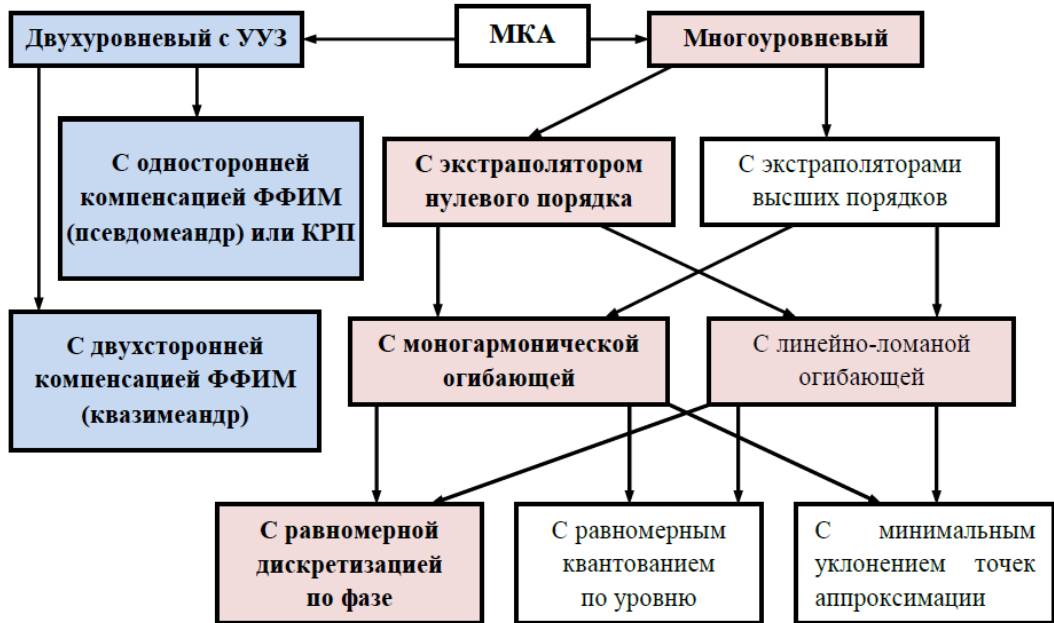


Рис. 1.3. Классификация МКА по способу реализации огибающей

1.1. Активный синтез частот

В основе методов активного синтеза лежит идея управления частотой внутреннего генератора с помощью цепи отрицательной обратной связи. Другими словами, структура активного синтеза частот является системой автоматического регулирования (САР), которая содержит внутренние генераторные (генерирующие колебания) элементы [64-70, 73-78, 96-101].

При активном синтезе частот в цепи отрицательной обратной связи (в тракте приведения – ТП – выходной частоты перестраиваемого генератора к частоте сравнения) синтезаторного 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.

Основным признаком устройств активного синтеза частот является наличие выходного колебания $f_{\text{выхВЧ}}$ при отключении источника опорного колебания $f_{\text{опНЧ}}$. В этом случае частота выходного колебания не соответствует коду управления – она, как правило, соответствует верхней или нижней предельной частоте перестраиваемого генератора.

Методы активного синтеза частот можно разделить на методы активного аналогового синтеза (ААС) [50,67] и методы активного цифрового синтеза (АЦС) частот. В дальнейшем будем в основном рассматривать только методы АЦС как наиболее распространенные в настоящее время [64-70, 73-78, 96-101].

Методы активного синтеза реализуют как с помощью систем синтеза частот (ССЧ) на основе колец импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАП), так и с помощью колец компенсации (КК) или возвратного гетеродинамирования.

Основное противоречие методов АЦС заключается в увеличении инерционности кольца ИФАП при уменьшении частоты шага сетки.

1.1.1. Кольца компенсации

В основе метода компенсации или возвратного гетеродинамирования лежит идея переноса фильтруемого колебания «вниз» по частоте с помощью внешнего перестраиваемого генератора (ПГ), его фильтрация с помощью узкополосного полосового фильтра и обратный перенос «вверх» по частоте с помощью этого же генератора [79, 80,102].

Упрощенная структурная схема метода компенсации, предложенная В. И. Юзвинским в 1941 г., приведена на рисунке 1.4.

В НЧ диапазоне на центральной частоте фильтра f_0 **относительная** расстройка между соседними гармоническими составляющими $f_{\text{ПГ}} \pm f_{\text{доч}}$ формируемого колебания больше, чем в

исходном диапазоне. Поэтому эти составляющие легче отфильтровать (выделить) узкополосным низкочастотным перестраиваемым фильтром сосредоточенной селекции ПФ1 с центральной частотой f_0 .

Полоса пропускания такого фильтра должна быть значительно меньше, чем интервал между соседними составляющими спектра колебания на выходе датчика опорных частот (ДОЧ). Устройство в целом эквивалентно перестраиваемому узкополосному фильтру с высокой крутизной скатов.

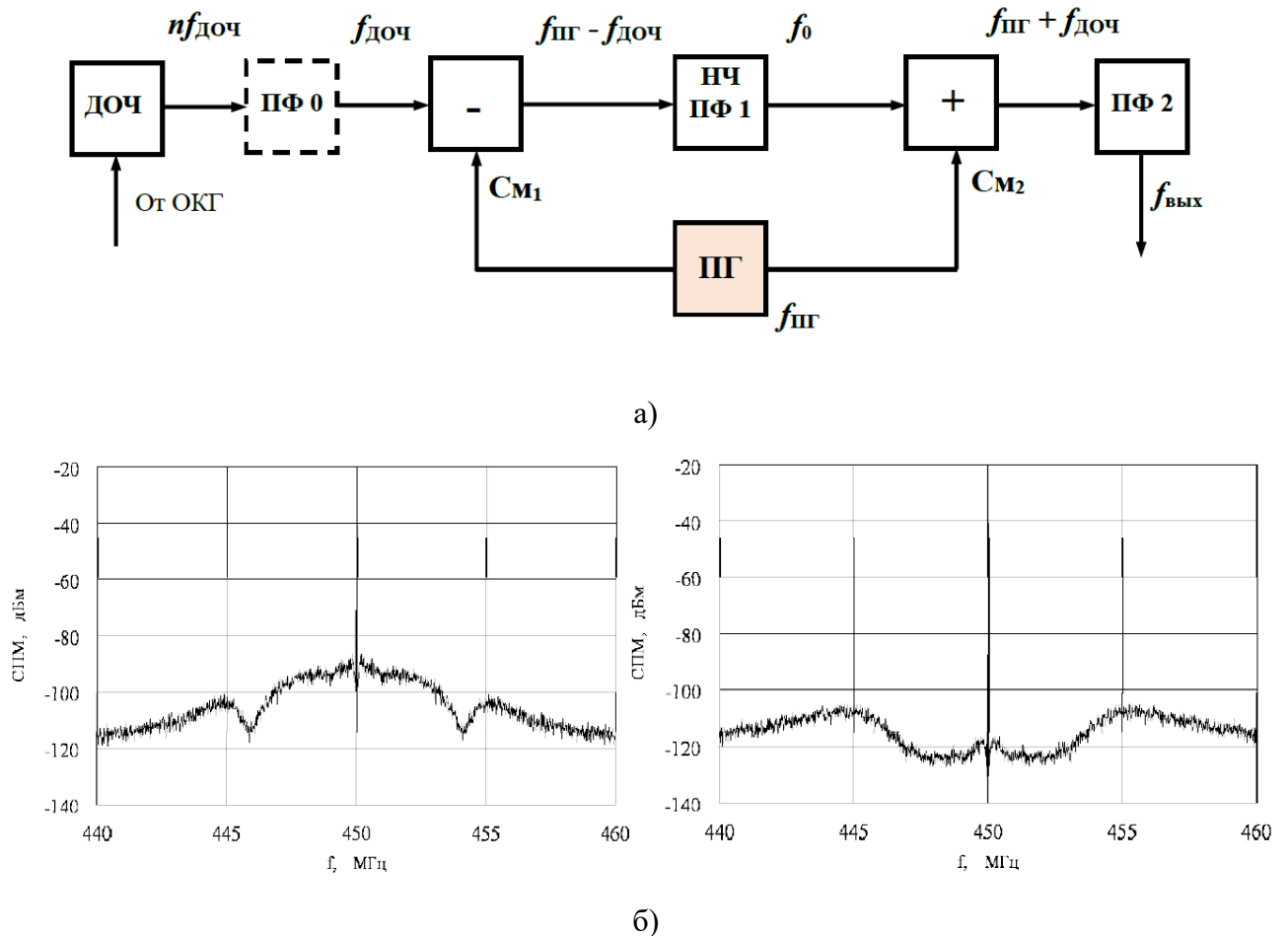


Рис. 1.4. Структурная схема фильтрации колебания методом компенсации (а) и спектр выходного колебания (б) до компенсации (слева) и после компенсации (справа)

Преимущества у метода два:

1. Внешний генератор может быть **вне** кольца автоподстройки и перестраиваться внешним сигналом, например, напряжением с выхода ЦАП. Такое решение, при прочих равных условиях, увеличивает скорость перестройки с частоты на частоту всего синтезатора при уменьшении уровня шума выходного колебания.

2. Шумы внешнего ПГ в ближней зоне отстроек от несущей взаимно компенсируются и не вносят существенного вклада в общий уровень шума выходного отфильтрованного колебания [102]. Степень компенсации определяется, в том числе, линейностью фазочастотных характеристик фильтров и величиной задержки фильтруемого сигнала при преобразовании «вниз» относительно задержки при преобразовании «вверх», т.е. запаздыванием.

В структуре рисунка 1.4,а цифровые элементы в явном виде не присутствуют, но в схеме имеются, поскольку управление генератором, даже вне кольца ИФАП, осуществляется цифроаналоговыми методами.

Основное противоречие метода – в необходимости высокой стабильности внешнего ПГ при использовании узкополосного, как правило, кварцевого, полосового фильтра ПФ1, что приводит к необходимости охвата ПГ петель регулирования на основе кольца ИФАП.

1.1.2. Суммирующие кольца фазовой автоподстройки

Аналоговое кольцо ФАП является эффективным следящим полосовым фильтром с высокой крутизной скатов, которая определяется порядком петлевого фильтра нижних частот (ФНЧ). На рисунке 1.5,а приведена структура следящего фильтра на основе кольца ФАП; на рисунке 1.5,б приведена «классическая» схема вложения сеток с помощью следящего фильтра – охватывающего кольца ФАП [82].

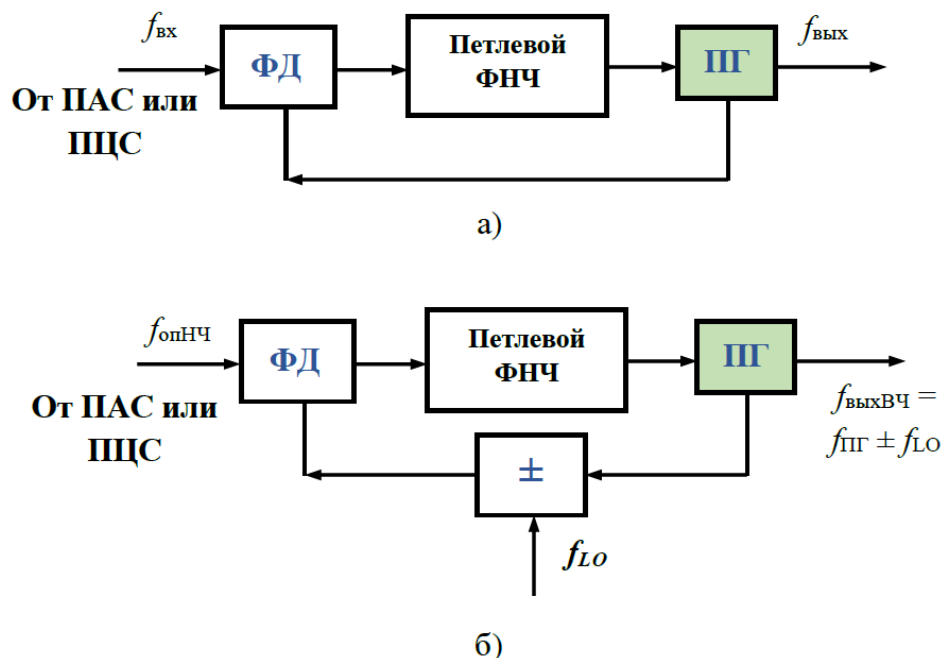


Рис. 1.5. Использование кольца ФАП в качестве следящего фильтра (а), следящего фильтра с переносом спектра (б)

Такие кольца реализуют с помощью аналоговой схемотехники и используют не только для переноса сформированного колебания в заданный диапазон, но и для вложения сеток – мелкой сетки частот в крупную сетку частот. Однако, наличие только аналоговых элементов и петлевого ФНЧ приводит к резкому уменьшению полосы захвата (вхождения в синхронизм) при повышении порядка ФНЧ.

Необходимо также учитывать, что на выходе смесителя, кроме полезной (разностной) частоты образуются комбинационные составляющие более высоких порядков, которые необходимо отфильтровывать – рисунок 1.5.

Наличие дополнительных фильтров может отрицательно влиять на устойчивость кольца ФАП, поскольку они вносят дополнительный фазовый сдвиг на частоту среза кольца $f_{\text{ФАП}}$.

Поэтому аналоговые кольца ФАП дополняют цифровыми или цифроаналоговыми системами принудительного ввода в синхронизм и его контроля.

1.1.3. Умножающие кольца импульсно-фазовой автоподстройки

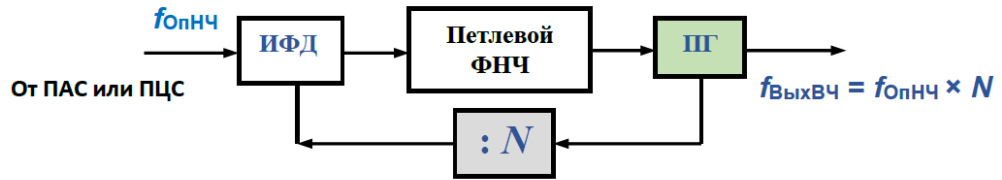
Введение в цепь отрицательной обратной связи счетчика импульсов (СИ) или накапливающего сумматора (НС) или иного автомата, превращает непрерывное аналоговое кольцо ФАП в импульсную систему автоматического регулирования – ИФАП (рисунок 1.6, а,б,в) [81,82,84,85].

Это влечет за собой существенные последствия:

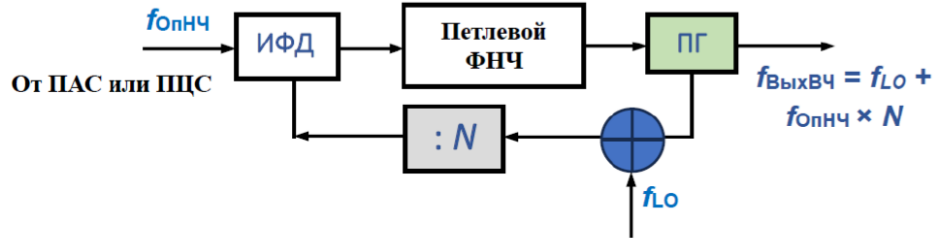
1. Появляется возможность умножения частоты дискретизации $f_{\text{опНЧ}}$ в N раз, где $N = f_{\text{выхВЧ}}/f_{\text{опНЧ}}$;
2. Кольцо ИФАП становится импульсной системой автоматического регулирования, сохраняя астатизм по частоте, но прекращает фильтрацию помех при отстройках от несущей, больших $f_{\text{опНЧ}}/2$;
3. Уменьшается зона компенсации помех, воздействующих на ПГ;
4. Возрастает подчеркивание в N раз низкочастотных помех, приходящих с опорным колебанием и попадающих в полосу прозрачности $f_{\text{фап}}$ условно разомкнутого кольца (а окрестностях синтезируемого колебания появляется «пьедестал») рисунок 1.6,г.

На рисунке 1.6,в в цепи обратной связи кольца ИФАП показан *DDS (Direct Digital Synthesis)* синтезатор на основе НС с коэффициентом деления $N = P/Q$ [22,23].

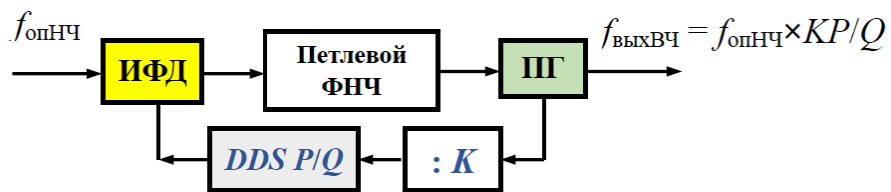
В технике синтеза частот принято называть счетчик импульсов (СИ) с управляемым коэффициентом пересчета делителем с переменным или дробно-переменным коэффициентом деления (соответственно, ДПКД или ДДПКД) [76,82].



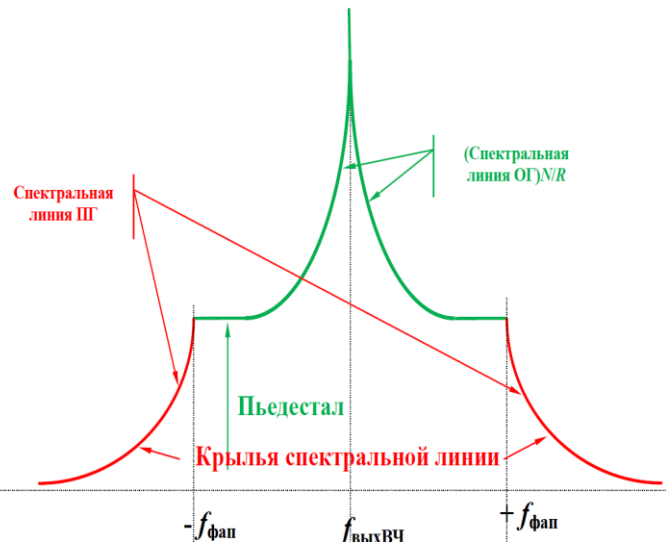
а)



б)



в)



г)

Рис. 1.6. Использование кольца ИФАП в качестве высокочастотного умножителя частоты: структурная схема с СИ в ТП (а); структурная схема с СИ и См в ТП (б); структурная схема с НС (DDS) в ТП (в); синтетическая спектральная линия выходного колебания (г)

Таким образом, используя автоматы в виде ДПКД или ДДПКД в цепи отрицательной обратной связи (в тракте приведения частоты $f_{\text{выхВЧ}}$ к частоте $f_{\text{опНЧ}}$), можно на выходе кольца ИФАП формировать сетку частот $f_{\text{выхВЧ}}$ с шагом сетки F_S , когерентных частоте опорного колебания $f_{\text{опНЧ}}$.

Заметим, что использование ДДПКД уменьшает целую часть коэффициента деления N тракта приведения и позволяет уменьшить коэффициент умножения помех кольцом при обеспечении требуемого шага сетки F_S , т.е., при прочих равных, уменьшить высоту «пьедестала» (рисунок 1.6.г).

Следует добавить, что у аналогового кольца ФАП, которое используют в качестве следящего фильтра частоты $f_{\text{опНЧ}}$, нет ограничений на протяженность зоны фильтрации $\pm 0,5f_{\text{опНЧ}}$, как у цифровых (импульсных) колец ИФАП – импульсная система автоматического регулирования способна фильтровать помеху лишь в области расстроек до половинной частоты тактового колебания. В кольце ИФАП – это половинная частота сравнения $f_{\text{опНЧ}}$.

Импульсные кольца ФАП, как и непрерывные, можно использовать для фильтрации колебаний. При проектировании такого кольца необходимо так же, как и в аналоговых кольцах, соблюдать условия сохранения устойчивости вследствие:

- изменения коэффициента деления N по диапазону при широкополосном синтезе частот;
- изменения крутизны управляющей характеристики ПП по диапазону при широкополосном синтезе частот;
- набега фазы на частоту среза кольца $f_{\text{ФАП}}$ от звеньев петлевого ФНЧ.

Автоматы различных структур в современных умножающих кольцах ИФАП используются разнообразно, повсеместно и эффективно [103-107].

1.1.4. Кольца импульсно-фазовой автоподстройки с многоуровневыми трактами приведения

Желание уменьшить амплитуду помехи и повысить ее частоту привело к появлению цифроаналоговых трактов приведения с так называемыми многоуровневыми импульсно-фазовыми детекторами (ИФД) – рисунок 1.7 [100,108].

Идея метода заключается в том, что мгновенные фазы опорного и выходного (приведенного к частоте опорного) колебаний преобразуются с помощью ЦАП в амплитуду и вычитаются. Помехи дробности с частотой шага сетки F_S в таком тракте не исчезают, но уменьшаются пропорционально увеличению разрядности накапливающих сумматоров (НС) и емкости ЦАП.

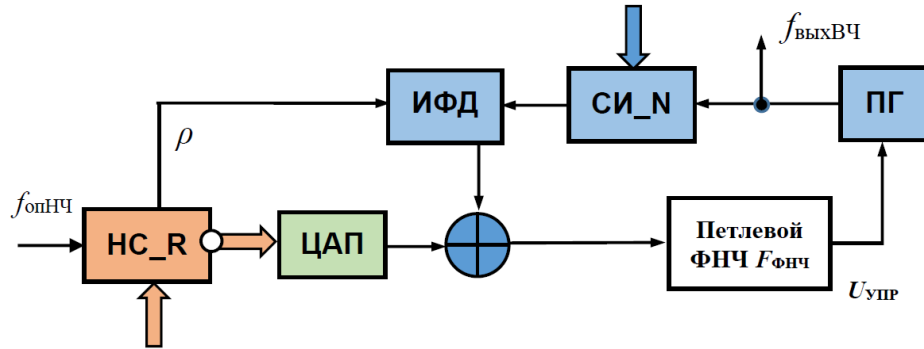


Рис. 1.7. Вариант многоуровневого тракта приведения частоты перестраиваемого генератора кольца ИФАП к частоте сравнения в ИФД

Такое решение позволяет уменьшить величину помех дробности, но не исключает их полностью; требования к петлевому фильтру нижних частот ослабляются. Появляется возможность управления выходной частотой синтезатора по двум каналам – каналу опорного тракта и по каналу тракта приведения.

В многоуровневых трактах приведения также широко используют автоматы и цифроаналоговые структуры, как и в «классических» синтезаторных кольцах ИФАП.

1.1.5. Синтезаторное кольцо импульсно-фазовой автоподстройки с комбинированным трактом приведения

Относительный уровень шумов в спектре выходного колебания – важный параметр. Для улучшения отношения сигнал/шум стараются уменьшать коэффициент деления N в тракте приведения синтезаторного (умножающего) кольца ИФАП. Также используются комбинированные тракты приведения – с понижением частоты на входе СИ с помощью частоты внешней подставки F_{LO} и смесителя – рисунок 1.8.

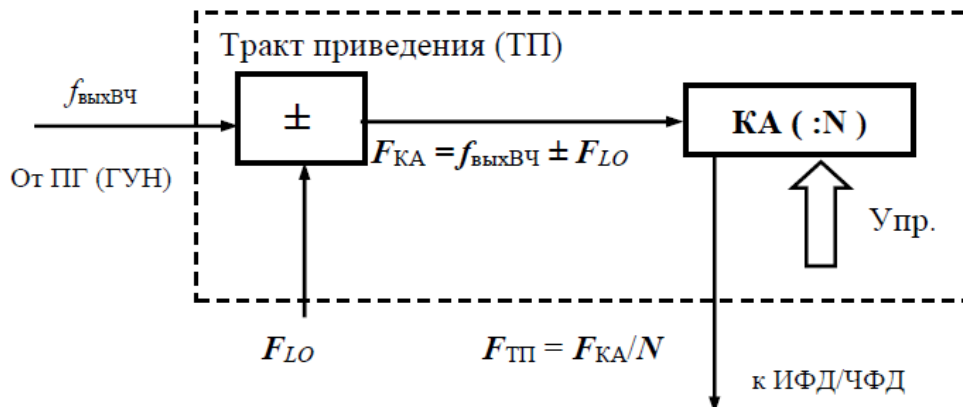


Рис. 1.8. Структура ТП с понижением частоты на входе КА

Уменьшать коэффициент деления в ТП синтезаторного кольца ИФАП возможно не только введением дробного деления (частоты), но и введением дополнительного колебания – частоты подставки F_{LO} .

Такая структура эффективна в двух случаях. Во-первых, при синтезе частот в микроволновом диапазоне, когда быстродействия цифровой элементной базы СИ недостаточно или соответствующие цифровые элементы недоступны. А во-вторых, при синтезе частот в относительно узком диапазоне.

В «классическом» синтезаторном кольце ИФАП помехи, попадающие в полосу прозрачности $f_{\text{фap}}$ условно разомкнутого кольца ИФАП умножаются в N раз, где N – целая часть коэффициента деления (в ДДПКД $N = \lfloor N \rfloor + \{N\}$, где $\lfloor N \rfloor$ – целая часть N , $0 \leq \{N\} < 1$ – дробная часть N) [69,99,109,110].

В случае использования ДПКД в тракте приведения

$$N_{\text{Э}} = N_{\text{Ш}} = N,$$

где $N_{\text{Э}}$ – эквивалентный коэффициент умножения частоты в кольце ИФАП, $N_{\text{Ш}}$ – коэффициент умножения кольцом ИФАП шумов, приходящих с опорным колебанием и попадающих в полосу прозрачности $f_{\text{фap}}$ условно разомкнутого кольца. В случае использования ДДПКД в тракте приведения:

$$N_{\text{Э}} = N, N_{\text{Ш}} = \lfloor N \rfloor < N.$$

Однако, можно поступить иначе – понизить частоту на входе ДПКД/ДДПКД с помощью внешнего, дополнительного колебания с частотой F_{LO} – рисунок 1.6,б. Введение частоты F_{LO} позволяет уменьшить требуемое значение коэффициента $N_{\text{Ш}}$ при сохранении $N_{\text{Э}}$. Рассмотрим данный подход подробнее.

В этом случае $N \in (N_{\text{МАКС}} \dots N_{\text{МИН}})$, что позволяет сделать вполне определенный вывод – коэффициент деления N в синтезаторном кольце ИФАП можно уменьшить лишь до $N \in \{(N_{\text{МАКС}} - N_{\text{МИН}}) \dots 1\}$. Для этого нужно ввести в ТП синтезаторного кольца частоту подставки F_{LO} , когерентную выходному колебанию – рисунок 1.6,б.

В предельном случае октавного синтеза, т.е. при $F_{LO} = N_{\text{МИН}} \times (f_{\text{опнч}} - F_s)$ и $N_{\text{МАКС}} = 2N_{\text{МИН}}$, $N_{\text{МИН}} = 1$ и коэффициент перекрытия (перестройки) по частоте $K_K = 2$ на верхней частоте диапазона [95].

Частоту F_{LO} можно получить либо умножением частоты опорного колебания $f_{\text{опвч}}$, либо с помощью алгебраических преобразований частот, формируемых внутри структуры ССЧ. При больших кратностях умножения N и мелком шаге сетки F_s , что характерно для широкополосного

СВЧ синтеза частот, наилучшим решением формирования частоты F_{LO} является использование дополнительной петли синтезаторной ИФАП.

Однако, при широкополосном синтезе выигрыш от введения частоты подставки с фиксированной частотой уменьшается до 6дБ при октавном перекрытии выходного диапазона. Поэтому для формирования F_{LO} желательно применять дополнительный синтезатор с крупным шагом сетки и с тем же абсолютным перекрытием по частоте, что и в основном кольце, что на практике удваивает объем необходимого оборудования.

Можно формировать сетку частот с помощью *DDS* синтезатора в относительно низкочастотном диапазоне, а затем умножать полученное колебание в N раз с помощью кольца ИФАП – рисунок 1.9.

Однако, такое решение приводит к умножению помех, приходящих с опорным колебанием и попадающих в полосу прозрачности условно разомкнутого кольца ИФАП – образуется «пьедестал» - рисунок 1.6,г.

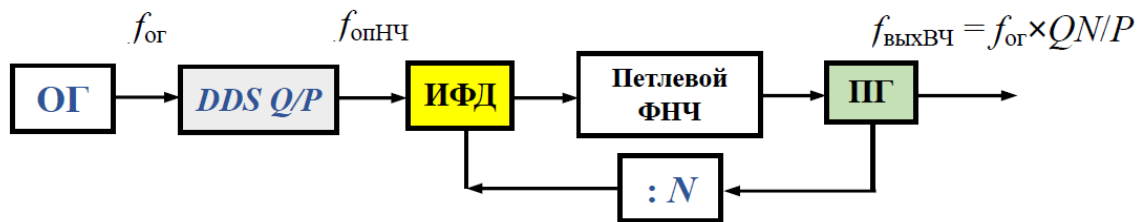


Рис.1.9. Умножение мелкой сетки частот с помощью кольца ИФАП

Минимальный коэффициент умножения помех, приходящих с опорным колебанием и попадающих в полосу прозрачности кольца ИФАП может быть сделан, в статическом режиме работы, равным единице – при использовании в тракте приведения цепочки смесителей, как это показано в схеме на рисунке 1.10 [67,69,99,111]. Ключ SW и счетчик импульсов с коэффициентом деления N необходим при перестройке кольца и ввода его в режим синхронизма.

В таком кольце шумы выходного колебания $f_{\text{выхВЧ}}$ в ближней зоне отстроек («пьедестал») будут определяться «техническими» шумами опорного колебания F_{REF} и соотношением коэффициентов умножения C_i и коэффициентов деления D_i .

При практической реализации ТП рисунка 1.10 определяющими будут «технические» шумы операционных узлов синтезатора, прежде всего, шумами умножителей частоты.

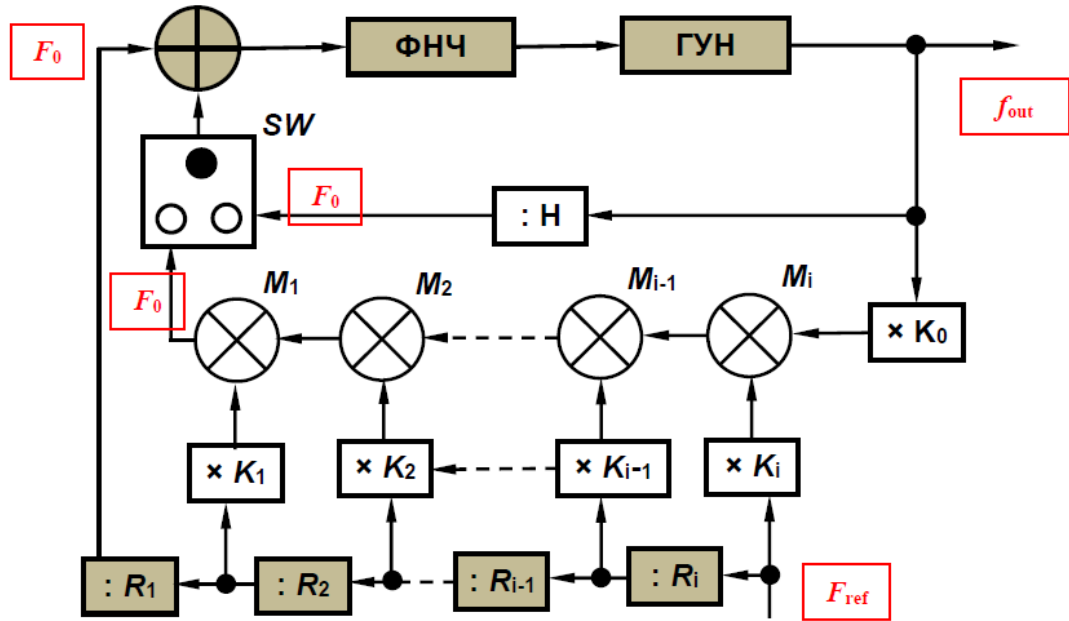


Рис. 1.10. Структура умножающего кольца ИФАП с комбинированным трактом приведения

Рисунки 1.6, 1.7, 1.9, 1.10 и материалы данного раздела свидетельствуют о том, что автоматы в цифроаналоговых трактах приведения являются необходимой частью структуры синтезаторов частот на основе синтезаторных колец ИФАП. Кроме того, рисунок 1.10 свидетельствует о существенном усложнении структуры кольца ИФАП и его настройки.

1.1.6. Классификация синтезаторных колец импульсно-фазовой автоподстройки

Существует множество реализаций импульсных (умножающих или синтезаторных) колец ИФАП для решения разных задач и учитывающих предельные возможности и доступность элементной базы [64-70,73-76,78,81-85,112-120]. Возможное «дерево реализаций» однокольцевых (базовых) систем ИФАП приведено на рисунке 1.11.

В области низких и очень низких частот применяют чисто цифровые кольца ЦФАП, в них используют цифровые фазовые детекторы, цифровые управляемые генераторы (*NCO* – *numerically-controlled oscillator*) и цифровые петлевые фильтры. Реализуют указанные элементы на программном уровне с помощью микропроцессоров. Дискретность управления в данном случае полностью оправдана, поскольку такие кольца используют для управления робототехническими и иными механическими устройствами, постоянные времени у которых значительно превышают частоту дискретизации в кольце.

Отметим еще раз, что одним из неперенных и существенных элементов современных систем синтеза частот – активных и пассивных – является конечный автомат. Для систем пассивного цифрового синтеза – он основной элемент структуры. В системах активного

цифрового синтеза с его помощью строят тракт приведения, который приводит частоту выходного (синтезируемого) колебания $f_{\text{выхВЧ}}$ к частоте опорного колебания $f_{\text{опНЧ}}$.

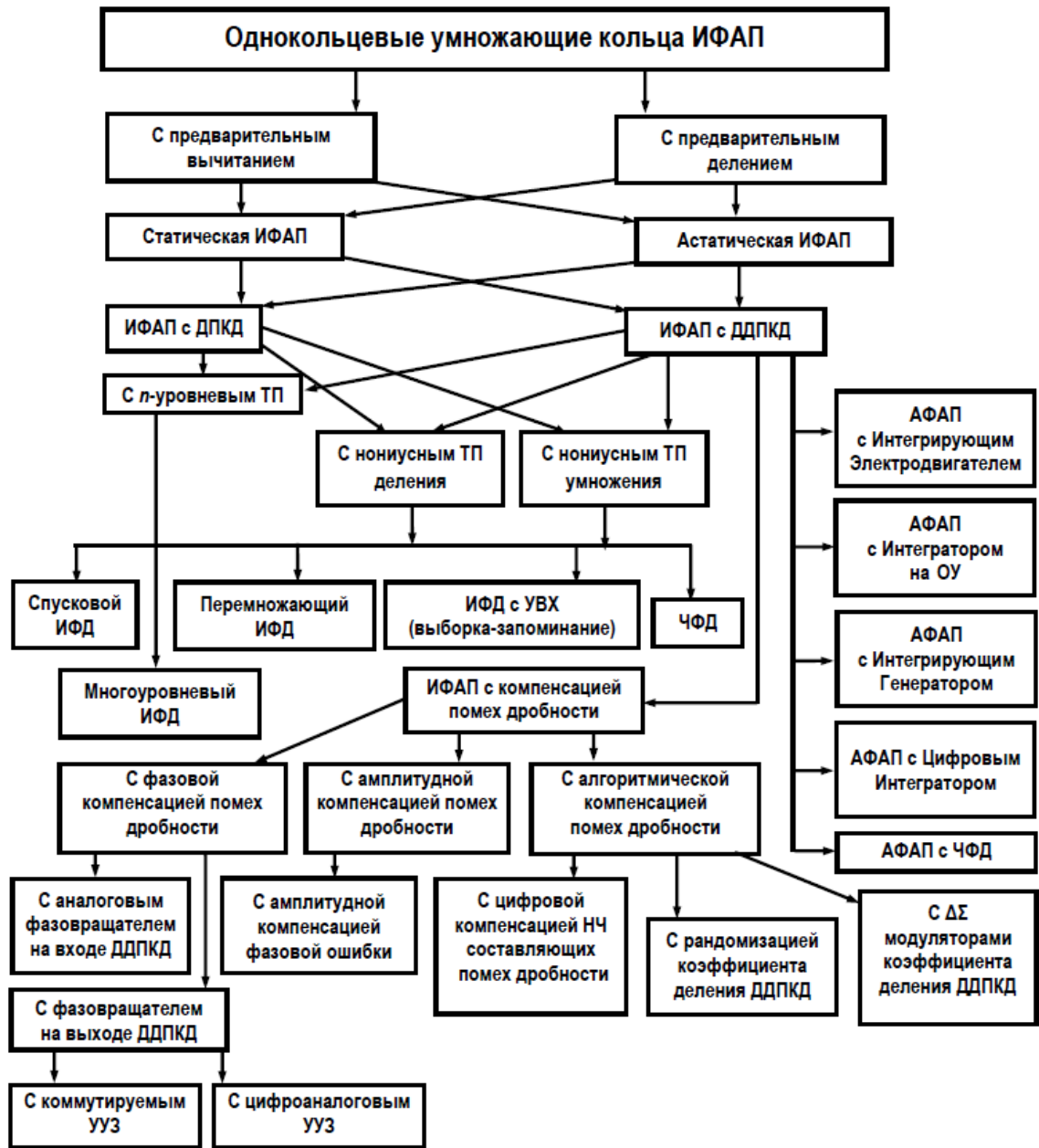


Рис. 1.11. Классификация однокольцевых цифровых синтезаторов частот на основе умножающих колец ИФАП

1.2. Пассивный синтез частот

В основе методов пассивного синтеза частот лежит идея когерентного преобразования исходного набора частот (опорных колебаний) с помощью устройств, выполняющих определенные математические операции. Реализуют эти операции с помощью операционных узлов – смесителей (алгебраическое сложение частот), делителей (деление частоты), умножителей (умножение частоты) и фильтров – нижних частот, верхних частот, полосовых и режекторных (фильтрация промежуточных и конечных продуктов указанных преобразований).

В данном случае под термином «пассивный синтез» подразумевают отсутствие дополнительных (внутренних) источников колебаний, кроме источников исходных (опорных) колебаний. Иными словами, структура пассивного синтеза частот не содержит внутренних генераторных (генерирующих колебания) элементов. Основным признаком устройств пассивного синтеза является пропадание выходного колебания $f_{\text{выхНЧ}}$ при отключении опорного колебания $f_{\text{опВЧ}}$.

1.2.1. Пассивный аналоговый синтез

Методы пассивного синтеза можно разделить на методы пассивного аналогового синтеза (ПАС) и методы пассивного цифрового синтеза (ПЦС). Деление достаточно условное, поскольку во многих методах ПАС используют элементы цифровой техники – не как основные элементы структуры, но как вспомогательные, например, делители частоты. И наоборот, во многих методах ПЦС применяют аналоговые и цифроаналоговые элементы, например, усилители, ЦАП, генераторы стабильных токов, компараторы [10,49,50,121].

В 1940-х – 60-х гг. идеология ПАС определялась, как и сегодня, доступностью элементной базы и основывалась на полностью аналоговых методах формирования исходного набора частот и их дальнейшего преобразования для создания сетки выходных частот. Под возможности элементной базы разрабатывались теории, математический аппарат, структуры и методики расчета конкретных структур, схем и узлов.

С появлением и совершенствованием цифровых микросхем идеи ПАС и методы их реализации стали изменяться с целью упрощения структур пассивных синтезаторов, их регуляризации, улучшения схемотехнических решений, упрощения технологии изготовления и настройки, удешевления производства при увеличении надежности и повышения качества синтезируемых колебаний. При этом цифровые элементы в структуре ПАС носят вспомогательный характер.

Методы ПАС основаны, прежде всего, на преобразовании исходного набора вспомогательных частот с помощью гетеродинирования, т. е. на преобразовании исходных (опорных) частот в смесителях (алгебраических сумматорах частот) и аналоговой фильтрации продуктов преобразования с помощью аналоговых фильтров. Фильтры могут быть электромеханические, керамические, RC , LC , ПАВ, микрополосковые или другие, наиболее подходящие для используемого диапазона, конструктивного исполнения и условий эксплуатации.

Первая схема интерполяционного синтезатора ПАС была предложена Г. А. Зейтленком в 1936 г. (рисунок 1.12) [122].

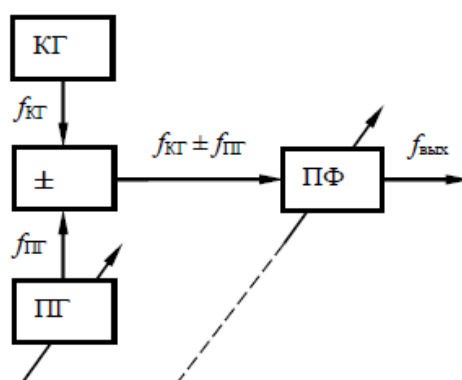


Рис. 1.12. Интерполяционная схема ПАС

Она основана на алгебраическом сложении частот двух генераторов – одного кварцевого (высокостабильного и высокочастотного) $f_{кГ}$, а второго LC перестраиваемого (относительно низкочастотного и низкостабильного) $f_{пГ}$. Суммарное или разностное колебание выделяют с помощью перестраиваемого полосового фильтра ПФ.

Такое решение позволяло уменьшить число кварцев (кварцевых генераторов) в радиостанции при допустимом ухудшении стабильности выходного колебания.

Поскольку выходное колебание $f_{вых}$ равно алгебраической сумме исходных колебаний, возможная максимальная нестабильность частоты $f_{вых}$ равна арифметической сумме максимальных абсолютных нестабильностей колебаний обоих генераторов, т. е.

$$|\Delta f_{вых}|_{\max} = |\Delta f_{кГ}|_{\max} + |\Delta f_{пГ}|_{\max}.$$

Следовательно, относительная нестабильность $\delta f_{вых}$ частоты выходного колебания $f_{вых}$ тем больше, чем ближе частоты исходных колебаний $f_{кГ}$ и $f_{пГ}$, т. е.

$$\delta f_{\text{ВЫХ}} \equiv \left| \frac{\Delta f_{\text{ВЫХ}}}{f_{\text{ВЫХ}}} \right| \leq \frac{|\Delta f_{\text{КГ}}|_{\text{МАКС}} + |\Delta f_{\text{ПГ}}|_{\text{МАКС}}}{f_{\text{КГ}} \pm f_{\text{ПГ}}}$$

Увеличение итоговой нестабильности есть плата за возможность плавной перестройки частоты выходного колебания при сохранении приемлемой стабильности.

Необходимость синтеза стабильных во времени и точных по частоте колебаний с мелким (частым) шагом сетки F_S привела к отказу от вспомогательных перестраиваемых генераторов с колебаниями, некогерентными частоте опорного колебания. Следствием такого решения стало наличие в системе синтеза частот одного (единственного) генератора опорных колебаний $f_{\text{ОГ}}$ – ПАВ, кварцевого, рубидиевого (цезиевого) или водородного. Для получения всех остальных колебаний – основных и вспомогательных – используют различные, пассивные и активные, способы преобразования частот.

Методы ПАС применяют, в частности, при приведении частот атомных эталонов (например, частоты водородного эталона 1 420 405 751,6 Гц; точное значение $1420405751,7680 \pm 0,0046$ Гц, нестабильность – единицы 15-го знака) к стандартным частотам опорных кварцевых генераторов (ОКГ) 5, 10 или 100 МГц.

Коэффициент приведения N для водородного стандарта можно определить с помощью алгоритма Евклида, что в случае $f_0 = 10$ МГц даст цепную дробь двадцать первого порядка:

$$N = \frac{f_H}{f_0} =$$

$$142 + \frac{1}{24 + \frac{1}{1 + \frac{1}{1 + \frac{1}{4 + \frac{1}{1 + \frac{1}{1 + \frac{1}{1 + \frac{1}{1 + \frac{1}{2 + \frac{1}{1 + \frac{1}{6 + \frac{1}{1 + \frac{1}{4 + \frac{1}{1 + \frac{1}{2 + \frac{1}{3 + \frac{1}{1 + \frac{1}{1 + \frac{1}{3}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}}$$

Частота рубидиевого эталона частоты $Rb^{87} = 6834687000,0$ Гц.

Частота цезиевого эталона частоты $Cs^{138} = 9192631770,0$ Гц.

Частота таллиевого эталона частоты $Tl^{205} = 21310833945,90 \pm 0,2$ Гц.

В настоящее время в чистом виде методы ПАС почти не применяют; при построении синтезирующих устройств ПАС с регулярной структурой кроме смесителей и полосовых фильтров используют цифровые делители частоты – счетчики импульсов (СИ) и аналоговые умножители частоты. Такое дополнение линейки преобразования «смеситель – фильтр» ПАС цифровыми СИ позволяет наиболее экономично синтезировать сетку частот в заданном диапазоне и с требуемым шагом F_S [94,121].

Более того. Вспомогательные частоты в датчике опорных частот (ДОЧ) – а это необходимый элемент структуры ПАС, – можно формировать с помощью методов пассивного цифрового или активного цифрового синтеза. Например, с помощью умножающих колец ИФАП и с обязательным использованием цифровой элементной базы.

При декадном аналоговом синтезе (исторически он появился первым в 1943 году вследствие удобства управления оператором по системе «провод – команда») количество «декад» – цепочек «смеситель – фильтр-делитель на 10» – может быть достаточно большим; но и число вспомогательных частот для работы декады от датчика опорных частот ДОЧ велико – $10 + 1 = 11$; кроме того, конструкция ДОЧ усложняется вследствие необходимости одновременной генерации сетки вспомогательных эквидистантных частот и уменьшения их взаимного влияния. Усложняется также и коммутатор вспомогательных частот ДОЧ, возрастают требования к экранированию ДОЧ и фильтрации полученных вспомогательных колебаний $f_{0...10}$. На рисунке 1.13 приведен фрагмент регулярной структуры декадного ПАС:

$$f_{\text{вых1}} = \frac{f_0 + f_{1...10}}{10}; f_{\text{вых2}} = \frac{f_{\text{вых1}} + f_{1...10}}{10} = \frac{\frac{f_0 + f_{1...10}}{10} + f_{1...10}}{10} \text{ и т. д.}$$

После массового внедрения микроконтроллеров сложность пересчета управляющего десятичного кода установки выходной частоты в двоичный код управления ССЧ перестала играть существенную роль. Это позволило перейти к двоичному аналоговому синтезу частот. При двоичном ПАС десятичный СИ заменяют на двоичный с коэффициентом пересчета $K = 2^n$ (как правило, $K = 4, 8$ или 16). ДОЧ в этом случае генерирует 3 или 5 вспомогательных частот; число электронных ключей увеличивается, но фильтрация и коммутация в целом упрощаются.

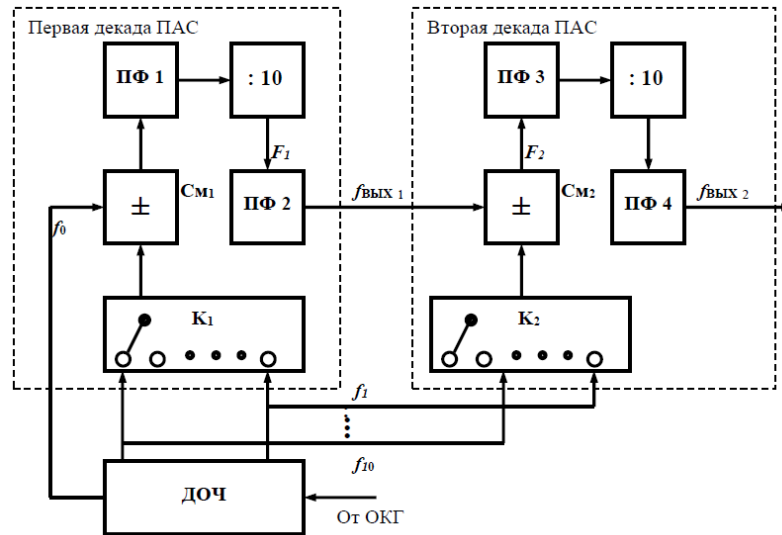


Рис. 1.13. Структурная схема ПАС с идентичными декадами

На рисунке 1.14 приведена структурная схема двоично-декадного ПАС сетки частот. Выходную частоту образуют в соответствии с формулами:

$$F_1 = \frac{f_{1,2} \pm f_0}{2}; F_2 = \frac{f_{1,2} \pm F_1}{2}; F_3 = \frac{f_{1,2} \pm F_2}{2}; F_4 = \frac{f_{1,2} \pm F_3}{2}; f_{\text{ВЫХ}} = 4F_4,$$

ИЛИ

$$f_{\text{ВЫХ}_-} = \frac{f_{1,2} - \frac{f_{1,2} - f_0}{2}}{2} \times 4,$$

$$f_{\text{ВЫХ}_+} = \frac{f_{1,2} + \frac{f_{1,2} + f_0}{2}}{2} \times 4.$$

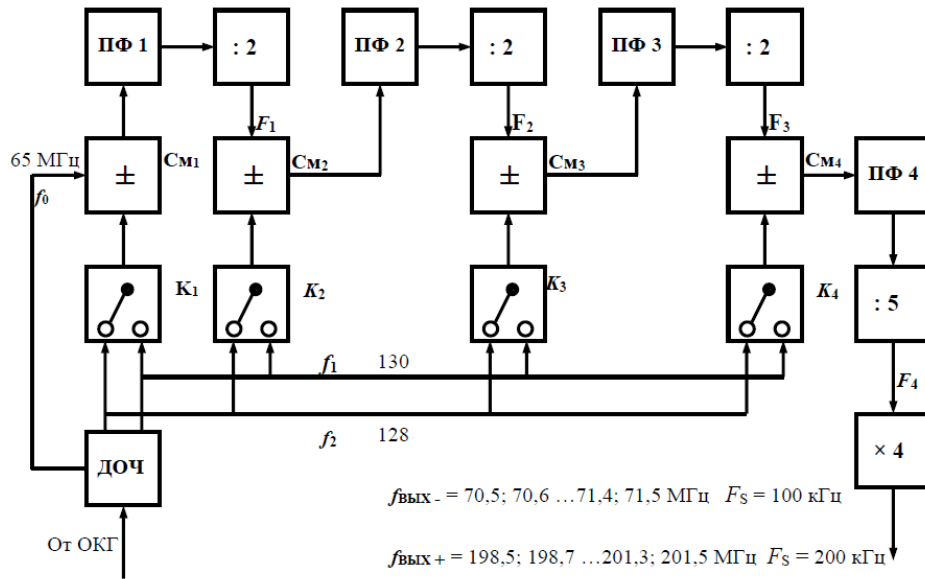


Рис. 1.14. Структурная схема двоично-десятичной ячейки ПАС

На рисунке 1.15 приведена структурная схема широкополосного тетрадного ПАС [1]. Выходную частоту образуют в соответствии с формулами:

$$F_1 = \frac{f_{1,\dots,4} \pm f_0}{4}; F_2 = \frac{f_{1,\dots,4} \pm F_1}{4}; F_3 = \frac{f_{1,\dots,4} \pm F_2}{4}; f_{\text{вых}} = 2 \cdot F_3,$$

или

$$f_{\text{вых}+} = \frac{f_{1,\dots,4} + \frac{f_{1,\dots,4} + \frac{f_{1,\dots,4} + f_0}{4}}{4}}{4} \cdot 2.$$

В приведенных структурах ПАС (рисунки 1.13–1.15) полосовые фильтры ПФ неперестраиваемые, они необходимы для фильтрации побочных комбинационных продуктов на выходе смесителей вида $F_{\text{см}} = nF_i \pm mf_j$, где n и $m = 0, 1, 2, \dots, \infty$. У полезных компонент $F_{\text{см}n} = m = 1$ и один знак – либо «плюс» (при преобразовании исходных частот «вверх»), либо «минус» (при преобразовании исходных частот «вниз»). Все остальные компоненты нежелательны и нуждаются в фильтрации.

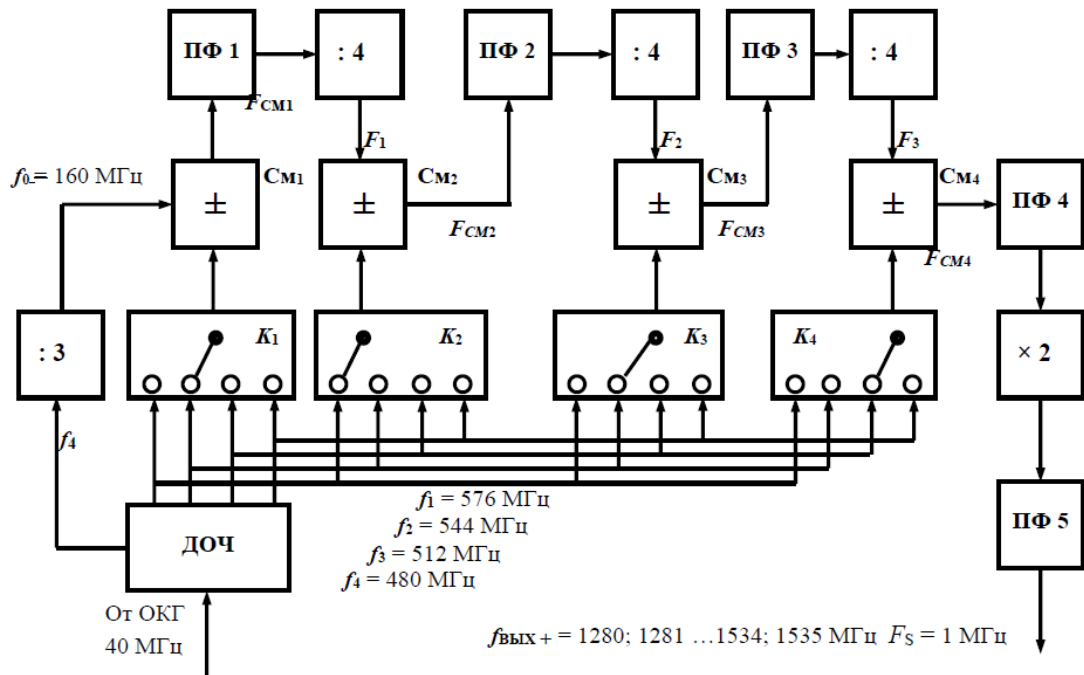


Рис. 1.15. Структурная схема широкополосного тетрадного ПАС

Поэтому при проектировании таких устройств важен выбор соотношения сигнальных и гетеродинных частот для исключения попадания продуктов преобразования низких порядков в полосу прозрачности полосовых фильтров. Детальный анализ, рекомендации по выбору частот и расчету таких синтезаторов приведены в [49].

В случае формирования сетки в более высокочастотных диапазонах (СВЧ выше 1 ГГц) в качестве фильтров можно использовать ПФ на основе диэлектрических резонаторов (ДР) или микрополосковых структур или ЖИГ структур.

Устройства ПАС могут быть достаточно миниатюрными вследствие применения ПАВ-фильтров и микрополосковых фильтров. Уровень шума на выходе определяют, в основном, шумы цифровых делителей частоты. В настоящее время типичный уровень шума на выходе СВЧ СИ не превышает $-125 \dots 135$ дБн/Гц при отстройке от выходного колебания $F = 100$ Гц и $-(145 \dots 165)$ дБн/Гц при отстройке $F = 10$ кГц, уменьшаясь до $-(160 \dots 170)$ дБн/Гц при отстройках более 10 МГц.

К достоинствам методов ПАС следует отнести низкое энергопотребление, регулярность структуры и возможность ее наращивания, т. е. возможность формирования сигнала со сколь угодно малым шагом сетки F_s , обеспечивать малое время переключения с частоты на частоту. Время переключения ограничивают, в основном, два фактора – время переключения электронных ключей K и инерционность узкополосных полосовых фильтров ПФ (рисунки 1.13 – 1.15).

В блоках ДОЧ можно использовать любые методы синтеза, в том числе ПЦС и АЦС. Кольца ИФАП в ДОЧ можно сделать узкополосными, поскольку их не нужно перестраивать.

К недостаткам методов ПАС следует отнести:

- 1) сложность блока ДОЧ – схемотехническую и конструктивную;
- 2) трудоемкость настройки ДОЧ;
- 3) высокие требования к фильтрации продуктов преобразования после смесителей;
- 4) разрывы фазы выходного колебания при переключении частот.

Последний недостаток принципиальный, но его можно смягчить, применяя на выходе линейки ПАС деление частоты в M раз; такое решение приводит к пропорциональному уменьшению выходной частоты, что не всегда желательно. Поэтому структуру можно дополнить каскадом преобразования частоты «вверх» с помощью дополнительного смесителя, что позволит выйти в требуемый диапазон при меньшем разрыве фазы выходного колебания при смене частот.

При использовании неперестраиваемых полосовых фильтров трудно обеспечить одновременно перекрытие по частоте более 3–5 % при хорошей фильтрации продуктов преобразования. Так, в схеме рисунка 1.15 при перекрытии более 16 % пришлось использовать двойную ПАВ фильтрацию [10]. Для получения стабильных параметров необходимо применять дополнительные меры по термостабилизации или термокомпенсации уходов параметров фильтров в диапазоне эксплуатационных воздействий.

Методы ПАС применяют в аппаратуре двойного назначения, прежде всего, в РЛС, РЭБ и помехозащищенной связи, где требования к быстродействию являются определяющими. Устройства ПАС микроволнового диапазона хорошо поддаются микроминиатюризации. Кроме того, методы ПАС используют там, где важна минимизация уровня фазовых шумов синтезируемого колебания. Конечные автоматы в виде счетчиков импульсов используются в ПАС повсеместно.

1.2.2. Пассивный цифровой синтез

Основная идея пассивного чисто цифрового синтеза частот заключается в формировании максимально равномерной во времени двухуровневой импульсной последовательности (ДИП) с требуемой частотой $f_{\text{выхнч}}$ из высокостабильного высокочастотного опорного колебания частоты $f_{\text{опвч}}$ с помощью методов цифровой техники. Основой систем пассивного цифрового синтеза частот является конечный автомат.

Главное противоречие пассивного цифрового синтеза – невозможность мгновенного обеспечения точного значения коэффициента деления $N = P/Q$ вследствие дробно-кратного

соотношения периодов тактового и синтезируемого интервалов времени. Полное соответствие реализуется путем усреднения Q выходных импульсов на периоде неравномерности P тактовых импульсов. Поэтому выходной поток импульсов неравномерен во времени, что приводит к появлению функциональной фазоимпульсной модуляции (ФФИМ) и, как следствие, дискретным побочным спектральным составляющим, кратным частоте шага сетки $F_s = 1/PT_0$.

В первых системах пассивного цифрового синтеза основными элементами структуры были цифровые микросхемы малого уровня интеграции, конечные автоматы были простейшими, а аналоговые и цифроаналоговые решения носили вспомогательный характер.

Напомним, что конечный автомат определяют как программа или устройство переработки слов конечной длины в конечном алфавите с конечной памятью, т. е. как чисто цифровой элемент с конечным числом внутренних устойчивых состояний, реализованный аппаратно или программно [123-130].

В области тактовых частот $f_{\text{опвч}}$ до единиц мегагерц КА можно выполнить программно, до сотен мегагерц – с помощью программируемых логических матриц, а на еще более высоких частотах – только аппаратно на сверхбыстродействующей логике.

Формирование пачки импульсов

Исторически первыми КА в технике ПЦС были формирователи пачек из Q импульсов из P входных, причем число импульсов в пачке соответствовало номеру требуемой частоты.

Модель формирования пачки «11 из 64» показана на рисунке 1.16,а; временные диаграммы модели показаны на рисунке 1.16,б.

Для чисто цифровых систем, например, ЦВМ, наличие аналогового фильтра не обязательно; значение выходной частоты полностью определяет число Q импульсов в пачке. Главное, чтобы модуль временного дрожания (джиттер) сформированного сигнала не превышал половины тактового интервала $T_{\text{опвч}}$. Аналогичная ситуация и для импульсов заполнения в зондирующем сигнале РЛС.

Если же спектральный состав формируемого колебания имеет первостепенное значение, тогда наличие аналогового полосового фильтра на выходе схемы формирования пачки импульсов обязательно.

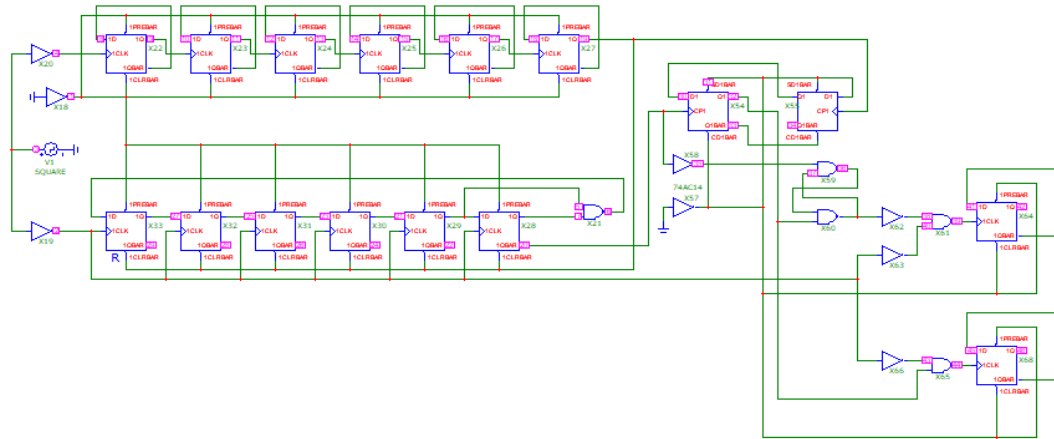


Рис.1.16,а. Формирование пачки импульсов для случая $P = 128, Q = 11$,
схемотехническая модель



Рис.1.16,б. Формирование пачки импульсов для случая $P = 128, Q = 11$,
временные диаграммы

Частоты дискретных побочных спектральных составляющих при любом методе пассивного цифрового синтеза кратны $f_{опвч}/P$; например, для случая $P = 64, Q = 11$ спектр пачки импульсов будет выглядеть так, как представлено на рисунке 1.17.

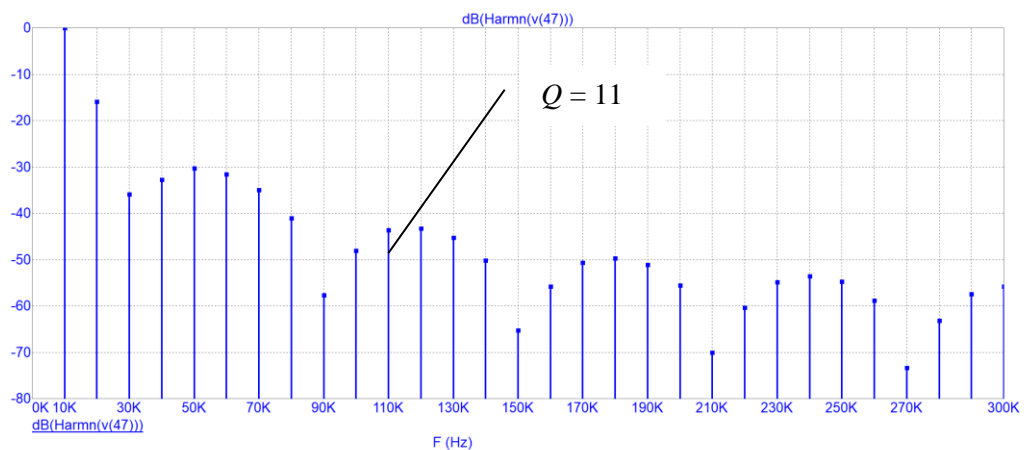


Рис. 1.17. Спектр пачки импульсов для случая $P = 64, Q = 11$ и тактовой частоты $f_{опвч} = 640\text{кГц}, f_{выхнч} = 110\text{кГц}$

После пропускания пачки импульсов через счетный триггер (деления частоты следования в два раза – точка V(42) на рисунке 1.16,б) спектр изменится, но улучшится только на 6 дБ, причем улучшение коснется не обязательно ближайших к полезной спектральных компонент, а будет определяться арифметической структурой числа N – разложением в цепную дробь по алгоритму Евклида отношения N опорной (тактовой) и выходной частоты – рисунок 1.18.

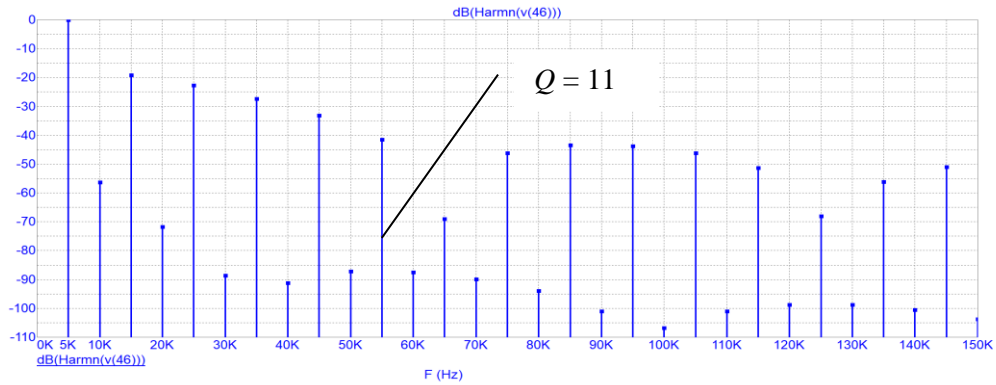


Рис. 1.18. Спектр пачки импульсов для случая $P=128$, $Q=11$ и тактовой частоты 640кГц после ее прохождения через счетный триггер ($f_{\text{выхНЧ}} = 55$ кГц)

В спектре пачки импульсов значителен уровень ДПСС, поскольку временная неравномерность (ФФМ – функциональная фазоимпульсная модуляция) выходной последовательности импульсов велика. Кроме того, невелик уровень полезной компоненты спектра относительно уровня идеального меандра (ИМ) той же частоты.

Заметим, что в рассматриваемом примере уровень полезной компоненты спектра с частотой $f_{\text{выхНЧ}} = \frac{Q}{P} f_{\text{опвч}} = 110$ кГц, отнесенный к амплитуде идеального меандра $U_{\text{ИМ}}$ той же частоты следования, составляет всего $D_{Q_{\text{ПАЧКА}}_{11}} = \frac{U_{Q_{\text{ПАЧКА}}}}{U_{\text{ИМ}}} = -27,4\text{дБ} - (-3,92\text{дБ}) = -23,48\text{дБ}_{\text{ИМ}}$. Это происходит вследствие того, что максимальная временная ошибка Δ_{max} , выраженная в долях периода опорного колебания $T_{\text{опвч}}$ велика:

$$\Delta_{\text{max}} = \frac{Q-1}{2Q} (P-Q)$$

и может в $P/4$ раз (при $Q \approx P/2$) превышать период опорного колебания.

Временная неравномерность периодической последовательности пачки импульсов велика и значительно превышает величину периода тактового колебания – рисунок 1.19.

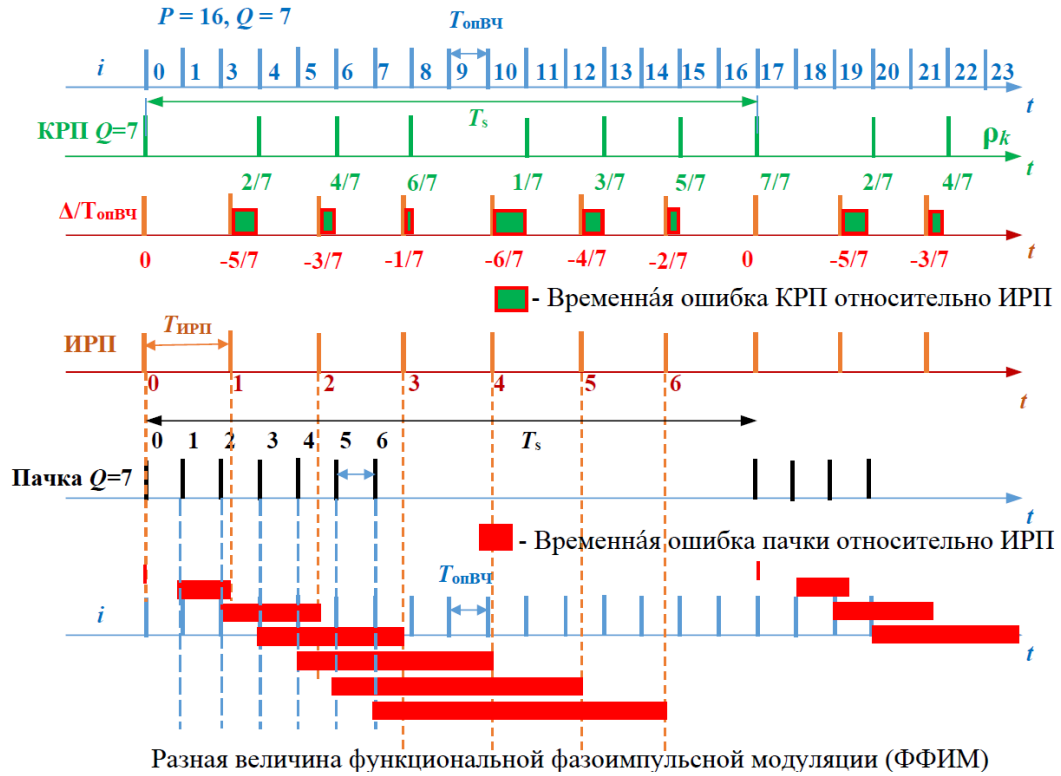


Рис. 1.19. Формирование сигнала ошибки КРП и пачки импульсов относительно ИРП той же частоты

В более общем случае, при делении частоты в R раз, относительный уровень помех (шумов) также уменьшится в R раз. Поясним сказанное. Для этого рассмотрим колебание на выходе СИ во временной области. Помехи на входе СИ модулируют временное положение перепадов колебания, как входного, так и выходного. Абсолютный уровень помех на выходе идеального (нешумящего) СИ останется таким же, каким он был на его входе. Но если на входе СИ временную помеху (джиттер) относят к одному входному периоду (единичному интервалу) $T_{\text{опвч}}$, то на выходе СИ ту же помеху относят к периоду выходного колебания $RT_{\text{опвч}}$.

Сказанное справедливо при условии, что СИ не вносит собственных (технических) шумов, или же уровень вносимых СИ шумов значительно меньше внешних. Так и происходит в правильно спроектированном СИ, когда все триггеры СИ тактируются входным сигналом (синхронные СИ), или, когда выходные импульсы (перепады) выделяют из входного потока импульсов (перепадов) в СИ со сквозным переносом.

Отметим также, что после деления частоты QF_s пачки импульсов в Q раз временная неравномерность будет отсутствовать, а на выходе сформируется колебание вида идеальный меандр с частотой следования F_s .

Формирование функции Уолша

Следующим шагом к уменьшению временной неравномерности цифрового потока стало использование автоматов на основе схемы сложения импульсных последовательностей (СИП) [45-48]. Вследствие простоты алгоритма и возможности микроминиатюризации устройства СИП получили широкое распространение, особенно после появления микросхемы КР155ИЕ8 (*SN7497 – synchronous 6-bit binary rate multiplier*). Спектр на выходе СИП для случая $P = 64$, $Q = 11$ и тактовой частоты 640кГц показан на рисунке 1.20.

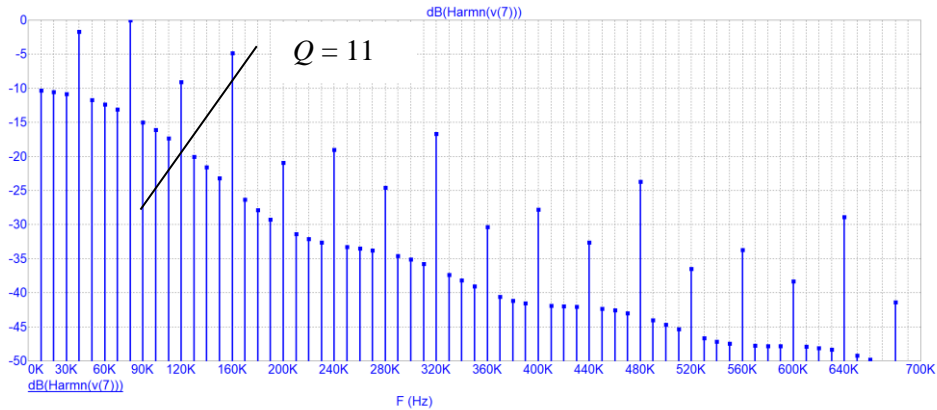


Рис. 1.20. Спектр на выходе СИП при $P = 64$, $Q = 11$ и $f_{\text{опвч}} = 640$ кГц ($f_{\text{выхнч}} = 110$ кГц)

В [48] показано, что сигнал на выходе СИП является порождающим для функций Уолша (ФУ) — ее получают пропуская через триггер импульсной последовательности z с выхода СИП (рисунок 1.21).

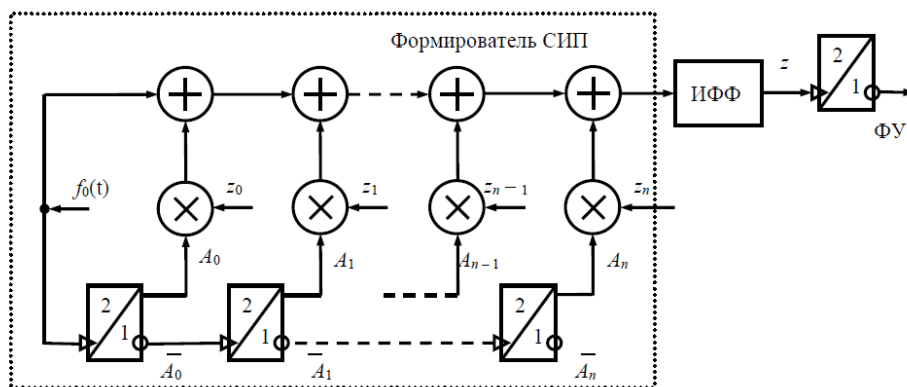


Рис. 1.21. Структурная схема формирования функций Уолша на основе схемы сложения импульсных последовательностей

Амплитуда m -й составляющей спектра ФУ с нечетным номером k определяется формулой [46]:

$$A_{m,k} = \frac{1}{m} \prod_{q=1}^{q=n-2} F_{q,k},$$

где $q = 1, 2, \dots, n - 2$ – номер двоичного разряда (начиная с высшего) в коде Грэя для числа $w = 2k$;

$$F_{q,k} = \begin{cases} \operatorname{tg} \frac{m}{2^{n+1-q}} \pi, & \text{если } q\text{-й разряд } g_{2k}(q) = 1, \\ 1, & \text{если } q\text{-й разряд } g_{2k}(q) = 0. \end{cases}$$

Спектры ФУ имеют значительный уровень ДПСС вследствие неоптимального алгоритма синтеза выходной двухуровневой последовательности; временная ошибка между одноименными перепадами гипотетической (идеально равномерной) последовательности требуемой частоты и синтезируемой последовательности превышает период T_0 тактовой частоты.

Модель формирования ФУ приведена на рисунке 1.22. Например, для случая $P = 128$ и $Q = 11$ спектр ФУ будет иметь вид, представленный на рисунке 1.23.

При этом

$$\Delta_{max} = \frac{P}{2Q}, D_{Q_ФУ_11} = -4,26 \text{ дБ}_{\text{ИМ}},$$

что значительно лучше соответствующих показателей для пачки импульсов. Тем не менее, максимальная временная ошибка может примерно в 2 раза превышать период опорного колебания.

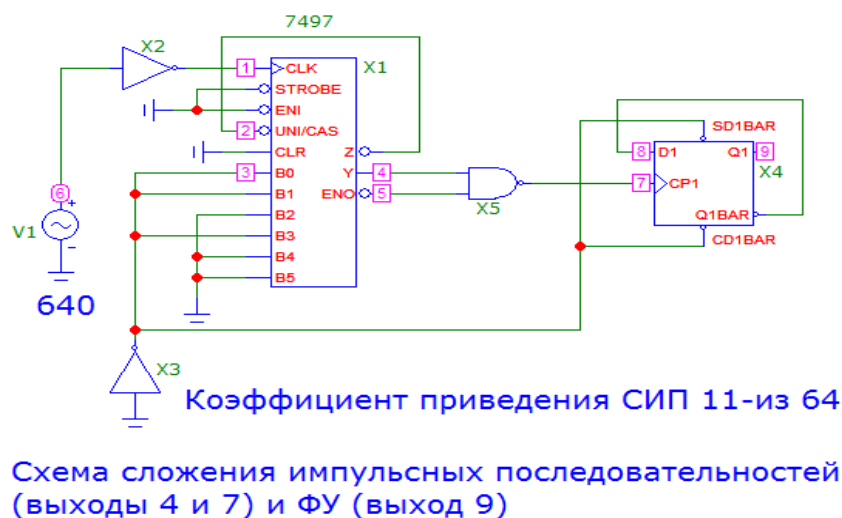


Рис. 1.22. Модель формирования ФУ

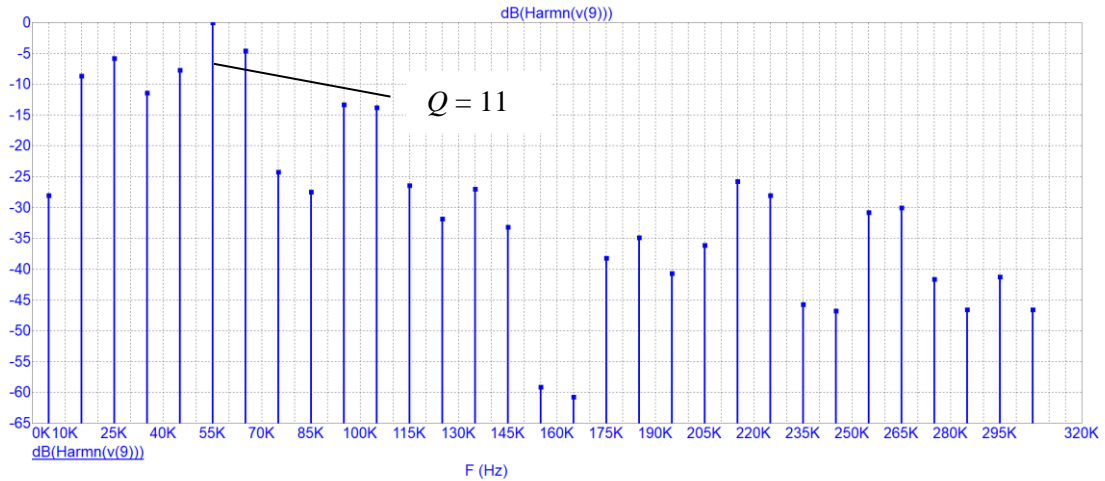


Рис. 1.23. Спектр ФУ при $P = 128$, $Q = 11$ и $f_{\text{опвч}} = 640$ кГц ($f_{\text{выхнч}} = 55$ кГц)

Следующий шаг для уменьшения временной неравномерности формируемого потока импульсов – использование оптимального КА. Оптимальными такие КА называют потому, что модуль временной ошибки на их выходе не превышает половины периода входной (тактовой) частоты и является *минимально возможным* для класса чисто цифровых структур.

По «верхней» оценке [93,95] относительный максимальный уровень ДПСС на выходе оптимального двухуровневого КА в логарифмическом масштабе не превышает

$$D[\text{дБн}] \leq 20 \lg(f_{\text{выхнч}}/f_{\text{опвч}}) = -20 \lg(N). \quad (1.1)$$

Формирование многоуровневых колебаний

Кроме двухуровневых КА в технике синтеза частот используют автоматы, дополненные цифроаналоговыми узлами, например, ЦАП; такие автоматы называют модифицированными. Структура модифицированного автомата, который формирует на своем выходе многоуровневое колебание вида квазимоногармонического приведена на рисунке 1.24,а; более детальная структура накапливающего сумматора (аккумулятора фазы, фазового накопителя, цифрового интегратора) в составе такого синтезатора приведена на рисунке 1.24,б [123-130,].

В настоящее время в диапазоне частот до полутора тысяч мегагерц возможно использование методов пассивного цифрового синтеза – двухуровневого и многоуровневого, а во всем радиочастотном диапазоне – вплоть до миллиметрового диапазона СВЧ – возможно использование методов пассивного аналогового (ПАС) и активного цифрового синтеза (АЦС) частот.

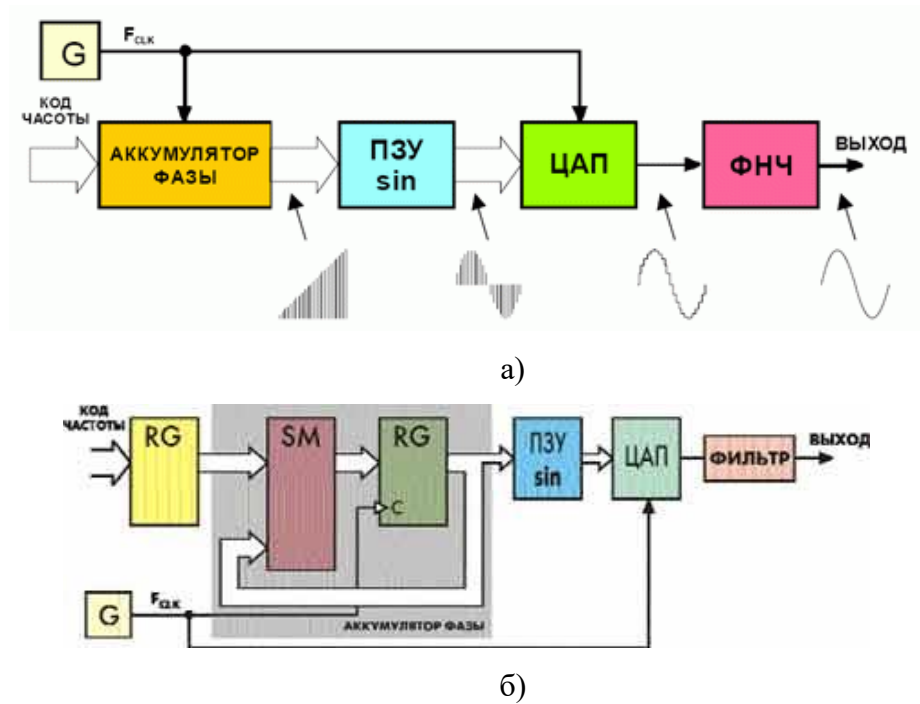


Рис. 1.24. DDS синтезатор на основе НС и ЦАП

Требования к качественным параметрам синтезируемого колебания непрерывно ужесточаются. Выполнить рассмотренные выше требования можно только с помощью синтезированных генераторов – ССЧ – пассивных и активных. Сочетание разных методов синтеза приводит к синергетическому эффекту и дает наилучшие результаты при непременном использовании конечных автоматов различной конфигурации в рассмотренных структурах.

ВЫВОДЫ

1. С единых позиций и по единой методологии проведен обзор и классификация цифроаналоговых синтезаторов частоты – пассивных и активных, использующих в своем составе КА.
2. Отмечено, что известны и развиваются два принципиально различных метода цифроаналогового синтеза частот – метод активного синтеза и метод пассивного синтеза частот. Последний исторически разбит на два подтипа – аналоговый и цифровой.
3. Отсутствует единый методологический подход к анализу известных цифроаналоговых структур синтеза частот при разнообразном математическом аппарате, используемом для описания методов цифроаналогового синтеза.
4. Показано, что КА используются практически во всех современных синтезаторах частоты, но их место и роль в цифроаналоговом синтезе не определены.
5. Отсутствует адекватное и единообразное описание КА во временной и частотной областях применительно к задачам синтеза частот.

2. ТЕОРИЯ КОНЕЧНОГО АВТОМАТА ДЛЯ СИНТЕЗА ЧАСТОТ

Предварительные замечания

Конечные автоматы (КА) повсеместно и успешно применяются практически во всех системах синтеза частот, однако теория их работы – предсказание состояний автоматов в любой наперед заданный момент времени, определение параметров колебаний, формируемых автоматами на своих выходах, выбор критериев оптимальности автоматов применительно к задачам синтеза частот, – и в теории автоматов, и в теории синтеза частот не рассматриваются [86-92].

Целью настоящего раздела является развитие теории КА применительно к задачам цифрового и цифроаналогового синтеза частот и:

- предложение метода аналитического описания колебаний, формируемых на выходах [детерминированных] КА во временной области;
- определение квазиравномерной последовательности импульсов (логических перепадов) и доказательство ее оптимальности с точки зрения минимума функциональной фазоимпульсной (временной) модуляции выходного потока импульсов;
- классификация простейших (базовых) конечных автоматов, применяемых в технике синтеза частот и рассмотрение простейших структур таких автоматов;
- выбор критериев оценки качества выходных колебаний КА.

Также в разделе будут рассмотрены две разновидности метода формирования оптимальной выходной последовательности импульсов или логических перепадов КА. Первый – предпочтителен для анализа прямопериодных автоматов, у которых период выходного колебания прямо пропорционален коду управления. Второй – предпочтителен для анализа прямочастотных автоматов, у которых частота выходного колебания прямо пропорциональна коду управления.

Конечные автоматы, применяемые в технике синтеза частот являются частным случаем стохастических автоматов; они могут иметь несколько выходов, например, выход переполнения и выход текущей суммы, и по своим разным выходам соответствовать автоматам разных типов.

КА, по определению, работает только в дискретном времени, т. е. может изменять свои внутренние состояния (переключаться) лишь по приходу тактовых импульсов – внешних или внутренних, равномерных или неравномерных во времени.

Поэтому при описании автомата полагаем, что автомат функционирует в дискретные равноотстоящие моменты времени, которые занумерованы целыми положительными числами

и других меток времени не имеет. Интервал времени $T_{\text{опВЧ}} = 1/f_{\text{опВЧ}}$ назовем тактом автомата, формальная структура последнего приведена на рисунке 2.1. Длительность такта автомата должна превышать интервала времени $T_{\text{КА}}$ между соседними моментами достижения автоматом устойчивых состояний.

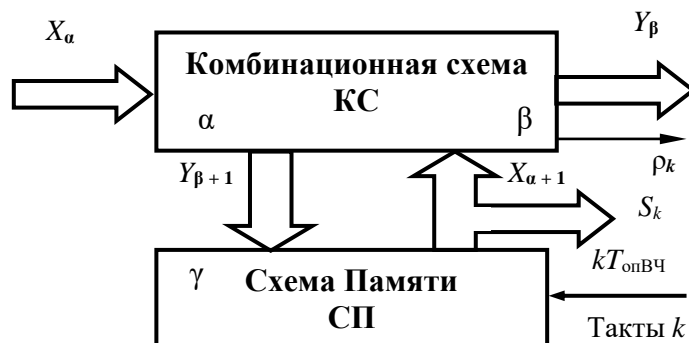


Рис. 2.1. Формальная структура КА

Таким образом, для текущего дискретного времени T_k на входе КА можно записать:

$$T_k = 0, 1, \dots, \lfloor k(t/T_{\text{опВЧ}}) \rfloor, \dots, T_k \geq T_{\text{КА}},$$

где t – текущее время, $\lfloor * \rfloor$ – оператор выделения целой части числа, меньшей или равной ему, $k = 0, 1, 2, \dots$ – натуральное число.

Конечный автомат преобразует слова входного алфавита X_α в слова выходного алфавита Y_β в соответствии с заданным алгоритмом. Разностное уравнение, определяющее последовательность номеров внутренних состояний автомата как функцию от последовательности номеров состояний его входа, можно записать в виде:

$$b(k) = \begin{cases} f\{a(k), b(k-1) - \text{автомат Мура}\} \\ \text{или} \\ f\{a(k-1), b(k-1) - \text{автомат Мили}\}, \end{cases}$$

где k – номер позиции во входном слове, $b(k) = 1, 2, \dots, \beta$, $1 \leq a(k) \leq \alpha$.

Автомат с X_α входами и Y_β выходами можно представить в виде соединения комбинационной схемы (КС) или логического преобразователя с размерностью по входу и выходу соответственно α и β , и схемы (элемента) памяти (СП) в цепи обратной связи размерности ϵ (рисунок 2.1).

При этом состояния входа и выхода комбинационной схемы суть состояния входа и выхода КА, а его внутренними состояниями и, возможно, состояниями выхода, являются состояния

схемы памяти, поскольку выходами КА, наряду с выходами КС, также могут служить и выходы СП.

Важным параметром автомата является его коэффициент деления (рациональное число) $N = f_{\text{опВЧ}}/f_{\text{выхНЧ}} = T_{\text{выхНЧ}}/T_{\text{опВЧ}} = P/Q$, разложение которого в цепную дробь по алгоритму Евклида имеет вид:

$$N = \frac{P}{Q} = N_0 + \frac{1}{q_1 + \frac{1}{q_2 + \dots + \frac{1}{q_r}}},$$

где $N_0 \in \mathbb{Z}$; $q_1, q_2, \dots, q_{r-1}, q_r \in \mathbb{N}$; r -длинной цепной дроби; \mathbb{Z} - подгруппа целых чисел, \mathbb{N} - множество натуральных чисел. Любое рациональное число $N = P/Q$, $P > Q$, представимо в виде цепной дроби **единственным** образом. Коэффициенты этой дроби являются неполными частными в алгоритме Евклида [131-133].

Решение уравнения с целочисленными коэффициентами (диофантова уравнения)

$$nP + mQ + d = 0$$

с помощью теоретико-числовых преобразований записывается в виде

$$\left\{ \begin{array}{l} n = (-1)^{r-1} d Q_{r-1} - Qz, \\ m = (-1)^r d P_{r-1} + Pz, \quad z \in \mathbb{Z}; \end{array} \right.$$

P_{r-1}, Q_{r-1} - соответственно числитель и знаменатель предпоследнего частного при разложении рационального числа N в цепную дробь по алгоритму Евклида [131-133].

С позиции теории когерентного широкополосного синтеза частот представляет интерес описание работы КА - его функций выхода и переходов - не только во временной, но и в частотной областях [109,134-136].

В устройствах цифрового синтеза частот КА можно представить в виде дискретной параметрической цепи - черного ящика, функционирующего по определенному, но жесткому и наперед заданному алгоритму, задаваемому пользователем.

Основное противоречие при использовании КА для синтеза частот заключается в том, что в общем случае основной параметр автомата - его коэффициент деления (коэффициент преобразования частоты) суть рациональное число $N = P/Q$.

Но КА может обрабатывать только целые числа, т.е. работает в целочисленной арифметике и при синтезе частот воспроизводит рациональное число N последовательно во

времени целочисленными значениями, вследствие чего за время P тактов опорного колебания на выходе автомата формируется Q тактов выходного колебания.

Отметим тот факт, что воспроизвести рациональное число N можно различным сочетанием целочисленных коэффициентов: $[N]$, $[N] + 1$, $[N] - 1$, $[N] + 2$, $[N] - 2$ и т. д. Но при этом следует заметить, что оптимальный автомат воспроизводит рациональное число N ближайшими целочисленными значениями $[N]$ и $[N] = [N] + 1$.

Еще одной особенностью автоматов, используемых для синтеза частот, является периодичность процессов на их выходах. Поэтому количество повторяющихся состояний автомата не будет превышать числа P , где P – количество тактовых интервалов $T_{\text{опвч}}$ на периоде неравномерности структуры потока $T_s = P \times T_{\text{опвч}}$ выходных импульсов Q (точек на числовой оси), где $N = P/Q$ – коэффициент деления – параметр конечного автомата. Другими словами, P – это емкость автомата (число его устойчивых состояний).

Наибольший интерес для синтеза частот представляют оптимальные автоматы – в том смысле, что временная ошибка между одноименными перепадами (точками на числовой оси) на выходе автомата и ближайшими к ним перепадами (точками на числовой оси) идеально равномерной последовательности (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.

Покажем, что оптимальный конечный автомат формирует на своем выходе последовательность импульсов (одноименных логических перепадов) с наименьшей временной ошибкой для класса цифровых структур.

Лемма. Для получения на выходе оптимального конечного автомата минимальной временной ошибки между импульсами синтезируемой последовательности относительно ближайших к ним импульсов идеально равномерной последовательности требуемой частоты, не превышающей длительности единичного периода, достаточно двух ближайших к N целочисленных коэффициентов.

Действительно, если предположить, что коэффициент деления автомата $N = P/Q$ реализуется двумя ближайшими целочисленными значениями:

$$N \in ([N], [N]), \quad (2.1)$$

можно записать

$$[N] \leq N < [N], \quad (2.2)$$

где

$$[N] = [N] + 1; N = [N] + \{N\}; 0 \leq \{N\} < 1.$$

Но

$$[N] \leq [N] + \{N\} < [N] + 1$$

и

$$0 \leq \{N\} < 1. \quad (2.3)$$

Следовательно, формула (2.1) справедлива, и **лемма доказана**.

Заметим, что описание работы КА и формируемых им колебаний как во временной области, так и с точки зрения их спектрального состава, представляет значительный теоретический и практический интерес, позволяет понимать закономерности работы КА и строить его математические модели, ориентированные на решение задач цифрового – пассивного или активного, – синтеза частот.

Описать работу оптимального автомата в интересах синтеза частот можно с помощью метода квазиравномерной последовательности (КРП) импульсов или точек на числовой оси.

Заметим, что одноименные перепады на выходе автомата появляются в дискретные моменты времени, кратные его тактовому интервалу $T_{\text{опвч}}$. Но синтезируемая частота $f_{\text{выхнч}} = 1/T_{\text{выхнч}}$ с номером Q в общем случае не целократна тактовой частоте $f_{\text{опвч}}$ с номером $P > Q$, т.е. коэффициент деления автомата $N = P/Q$ есть рациональное число в виде неправильной дроби.

2.1. Квазиравномерные последовательности и их описание

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 автомата выходная квазиравномерная последовательность логических перепадов или точек на числовой оси представляется в виде парциальных целочисленных периодов автомата $\lfloor iN \rfloor = \lfloor iP/Q \rfloor$, усреднение которых на периоде неравномерности $T_s = QT_{\text{выхНЧ}}$ 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; $T_s = PT_{\text{опВЧ}} = QT_{\text{выхНЧ}}$.

$$\overline{T_{\text{выхНЧ}}} = \frac{1}{Q} \sum_{i=0}^{Q-1} \left\lfloor i \frac{P}{Q} \right\rfloor T_{\text{опВЧ}}; \quad \overline{f_{\text{выхНЧ}}} = \frac{1}{P} \sum_{j=0}^{P-1} \left\lfloor j \frac{Q}{P} \right\rfloor f_{\text{опВЧ}}.$$

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

2.1.1. Квазиравномерная последовательность первого типа

Последовательность первого типа квазиравномерной последовательности (КРП) точек на выходе математической модели конечного автомата может быть получена следующим образом [59-61]. Расположим на оси безразмерного времени, на которой за единицу принят интервал $T_{\text{опВЧ}}$, равномерную последовательность точек с целочисленными номерами $n \in (-\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty)$ в моменты времени

$$\frac{t}{T_{\text{опВЧ}}} = \Psi_n = n \frac{P}{Q}.$$

Назовем ее порождающей последовательностью точек для искомой КРП первого типа. Выделим по обе стороны каждой из точек порождающей последовательности область значений \mathfrak{D} , 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 интервалом захвата.

В выражениях (5) Ψ_n – 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) интервал захвата замкнут – 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 .

Теорема 1. КРП точек первого типа, сформированные в соответствии с (5) и, более того, при любых значениях ε , идентичны по структуре и отличаются друг от друга лишь сдвигом во времени на целое число номеров n (периодов $T_{\text{опвч}}$).

Для доказательства этого утверждения напишем аналитические выражения для ϑ_n , попадающих в интервал захвата и соответствующие всем четырем строкам формулы (5):

$$\begin{cases} \vartheta_n = \lfloor \Psi_n + \varepsilon \rfloor, & (6.а) \\ \vartheta_n = \lceil \Psi_n + \varepsilon \rceil, & (6.б) \\ \vartheta_n = \lfloor \Psi_n + \varepsilon \rfloor, & (6.в) \\ \vartheta_n = \lceil \Psi_n + \varepsilon \rceil. & (6.г) \end{cases}$$

В приведенных выражениях запись $\lfloor X \rfloor$ означает операцию выделения целой части рационального числа X , меньшей или равной ему; запись $\lceil X \rceil$ означает операцию выделения целой части числа X , строго меньшей этого числа. Например, $\lfloor 3,7 \rfloor = 3$; $\lfloor -3,7 \rfloor = -4$; $\lceil 3,0 \rceil = 3$; $\lceil -3,0 \rceil = -3$; но $\lfloor \lfloor 3,0 \rfloor \rfloor = 2$ и $\lceil \lceil -3,0 \rceil \rceil = -4$ [127,128].

Аналогично, $\lceil X \rceil$ – целая часть рационального числа X , бóльшая или равная ему; $\lfloor \lfloor X \rfloor \rfloor$ есть целая часть числа X , строго превышающая его не более, чем на единицу. Графики указанных функций – целочисленного и дробного аргументов, представлены на рисунках 2.4-2.7; там же точками показаны значения, соответствующие целочисленным аргументам X и дробные значения $\{X\}$, соответствующие случаям $0 \leq \{X\} < 1$ и $0 < 1 - \{X\} \leq 1$.

При дробных значениях X имеют место равенства: $\lfloor \lfloor X \rfloor \rfloor = \lfloor X \rfloor$; $\lceil \lceil X \rceil \rceil = \lceil X \rceil$. При целочисленных значениях X соотношения иные: $\lfloor X \rfloor = X$; $\lceil X \rceil = X + 1$.

Нетрудно установить, что каждая из четырех рассматриваемых функций может быть выражена через любую из трех других в соответствии с таблицей 2.1.

Нетрудно установить, что каждая из четырех рассматриваемых функций (6) может быть выражена через любую из трех других в соответствии с таблицей 2.1.

Таблица 2.1. Способы выделения целой части аргумента

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

С учетом сказанного примем за исходные формулы:

$$\vartheta_n = \left\lfloor \left\lfloor n \frac{P}{Q} + \varepsilon \right\rfloor \right\rfloor, \quad (7.а)$$

$$\vartheta_n = \left\lceil \left\lceil n \frac{P}{Q} + \varepsilon \right\rceil \right\rceil, \quad (7.б)$$

$$\vartheta_n = \left\lfloor n \frac{P}{Q} + \varepsilon \right\rfloor, \quad (7.в)$$

$$\vartheta_n = \left\lceil \left\lceil n \frac{P}{Q} + \varepsilon \right\rceil \right\rceil. \quad (7.г)$$

Поскольку значения ϑ_n в (7) отличаются, в соответствии с таблицей 2.1, на целое число – единицу. **Теорема 1 доказана.**

В соответствии с таблицей 2.1 возможны различные варианты разбиения рационального числа на целую и дробную части. На рисунках 2.2 – 2.5 показаны различные варианты разбиения рационального числа X при различных способах выделения его целой части.

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

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

На рис. 2.2,а приведен график целочисленной функции $\lceil X \rceil$, а на рис. 2.2,б – график соответствующей ей функции $1 - \{X\}$ дробной части.

На рис. 2.3,а приведен график целочисленной функции $\lfloor \lfloor X \rfloor \rfloor$, а на рис. 2.3,б – график соответствующей ей функции $1 - \{X\}$ дробной части.

На рис. 2.4,а приведен график целочисленной функции $\lfloor X \rfloor$, а на рис. 2.4,б – график соответствующей ей функции $\{X\}$ дробной части.

На рис. 2.5,а приведен график целочисленной функции $\llbracket X \rrbracket$, а на рис. 2.5,б – график соответствующей ей функции $\{X\}$ дробной части.

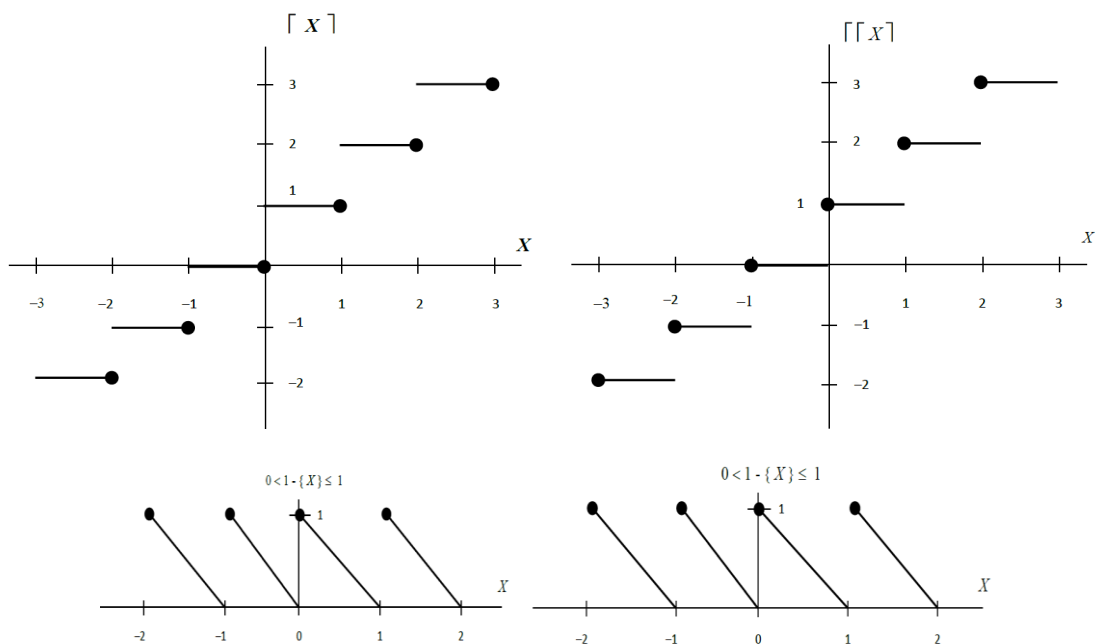


Рис. 2.2. Целочисленная $\lceil X \rceil$ (а) и дробная $1 - \{X\}$ (б) функции непрерывного аргумента X

Рис. 2.3. Целочисленная $\lceil\lceil X \rceil\rceil$ (а) и дробная $1 - \{X\}$ (б) функции непрерывного аргумента X

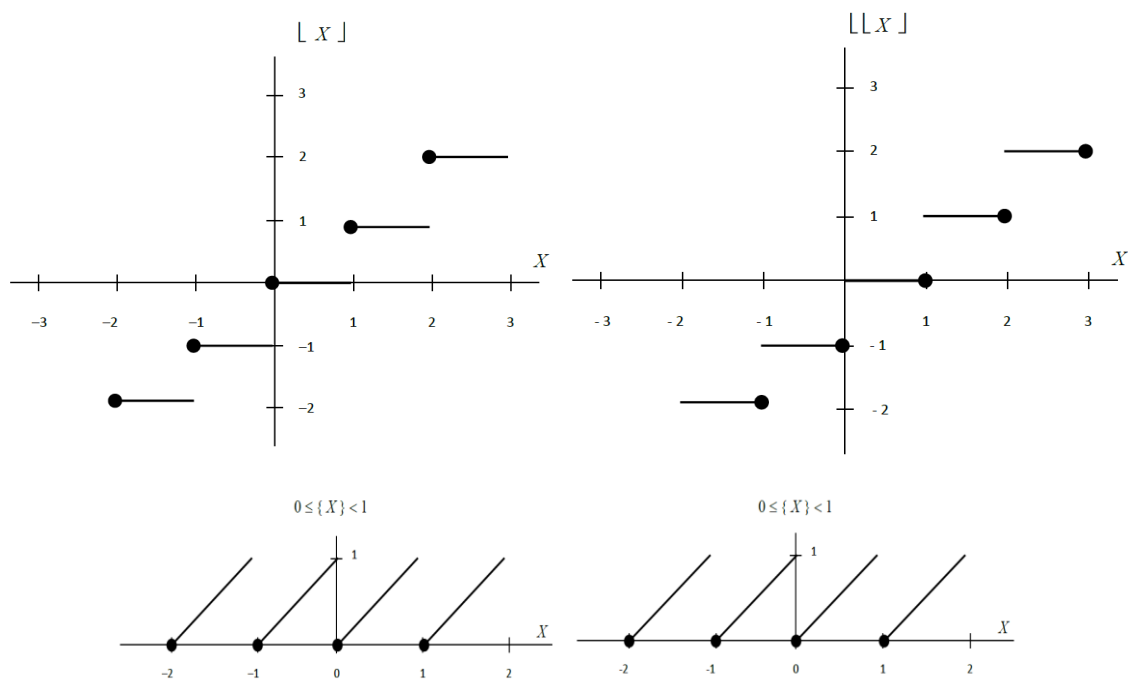


Рис. 2.4. Целочисленная $\lfloor X \rfloor$ (а) и дробная $\{X\}$ (б) функции непрерывного аргумента X

Рис. 2.5. Целочисленная $\llbracket X \rrbracket$ (а) и дробная $\{X\}$ (б) функции непрерывного аргумента X

Теорема 2. КРП точек первого типа, сформированные в соответствии с (6) и описываемые формулами (7) инвариантны начальному сдвигу (начальной фазе) и могут быть приведены к общему виду

$$\vartheta_n = \left\lfloor \left\lfloor \frac{n^P - R}{Q} \right\rfloor \right\rfloor, \quad (2.8)$$

где $R = \lfloor \lfloor Q\varepsilon \rfloor \rfloor$ в случае (2.5,б,г) и $R = \lfloor Q\varepsilon \rfloor$ в случае (2.5,а,в).

Предварительно докажем следующие равенства:

$$\left\lfloor \frac{\lfloor xN \rfloor}{N} \right\rfloor = \lfloor x \rfloor; \quad (2.9)$$

$$\left\lfloor \left\lfloor \frac{\lfloor xN \rfloor}{N} \right\rfloor \right\rfloor = \lfloor \lfloor x \rfloor \rfloor; \quad (2.10)$$

$$\left\lfloor \left\lfloor \frac{M+1}{N} \right\rfloor \right\rfloor = \left\lfloor \frac{M}{N} \right\rfloor, \quad (2.11)$$

где $N \geq 2$ – произвольное натуральное число, M – произвольное целое число. И в дополнение пара очевидных равенств:

$$\left\{ \begin{array}{l} \lfloor \lfloor N \rfloor \pm \lfloor M \rfloor \rfloor = \lfloor N \rfloor \pm \lfloor M \rfloor; \\ \lfloor N \pm \lfloor M \rfloor \rfloor = \lfloor N \rfloor \pm \lfloor M \rfloor. \end{array} \right. \quad (2.12)$$

Известно [74-76], что любое рациональное число можно представить в виде:

$$x = \lfloor x \rfloor + \{x\} = \lfloor x \rfloor - 1 + \{x\},$$

где $\lfloor x \rfloor$ – целая часть x , меньшая или равная ему; $0 \leq \{x\} < 1$ – дробная часть x ; $\lfloor x \rfloor - 1$ – целая часть x , большая или равная ему; $0 < 1 - \{x\} \leq 1$ – дробная часть x .

Поскольку $x \times N = \lfloor x \rfloor N + \{x\}N$, то $\lfloor xN \rfloor = \lfloor \lfloor x \rfloor N \rfloor + \lfloor \{x\}N \rfloor$;

$$\frac{x \lfloor xN \rfloor}{xN} = \lfloor x \rfloor + \frac{\lfloor x \rfloor \{xN \rfloor}{xN},$$

причем

$$\lfloor x \rfloor \{xN \rfloor < xN.$$

Следовательно

$$\left\lfloor \frac{\lfloor x \rfloor xN + \lfloor x \rfloor \{xN\}}{xN} \right\rfloor = \lfloor \lfloor x \rfloor \rfloor \equiv \lfloor x \rfloor$$

и равенство (2.9) справедливо.

Согласно таблице 2.1 справедливы соотношения:

$$\lfloor \lfloor xN \rfloor \rfloor + 1 = -\lfloor -xN \rfloor \text{ и } \lfloor \lfloor -\lfloor -xN \rfloor / N \rfloor \rfloor = -\lfloor \lfloor -xN \rfloor / N \rfloor - 1.$$

Последнее выражение в соответствии с (2.9) и таблицей 2.1 равно $-\lfloor -x \rfloor - 1$ или $\lfloor \lfloor x \rfloor \rfloor$. Поэтому равенство (2.10) справедливо. Наконец, очевидно, что:

$$\frac{M+1}{N} = \frac{M}{N} + \frac{1}{N} = \left\lfloor \frac{M}{N} \right\rfloor + \left\{ \frac{M}{N} \right\} + \frac{1}{N}.$$

При целом M можно записать:

$$\frac{1}{N} \leq \left\{ \frac{M}{N} \right\} \leq \frac{N-1}{N}.$$

Следовательно,

$$\frac{2}{N} \leq \left\{ \frac{M}{N} \right\} + \frac{1}{N} \leq 1.$$

Но

$$\frac{1}{N} \leq \left\{ \frac{M}{N} \right\} < 1 \text{ или } 0 \leq \left\{ \frac{M}{N} \right\} < 1 - \frac{1}{N},$$

т.е. при $N \geq 2$

$$\left\lfloor \left\lfloor \frac{M+1}{N} \right\rfloor \right\rfloor = \left\lfloor \frac{M}{N} \right\rfloor$$

и справедлива формула (2.11). После сказанного можно записать:

$$\begin{aligned} \left\lfloor n \frac{P}{Q} - \alpha \right\rfloor &= \left\lfloor \left\lfloor \frac{(n \frac{P}{Q} - \alpha) Q}{Q} \right\rfloor \right\rfloor = \left\lfloor \frac{nP + \lfloor Q(-\alpha) \rfloor}{Q} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{(nP + \lfloor Q(-\alpha) \rfloor + 1)}{Q} \right\rfloor \\ &= \left\lfloor \left\lfloor \frac{nP - \lfloor Q(-\alpha) \rfloor}{Q} \right\rfloor \right\rfloor = \left\lfloor \left\lfloor \frac{nP - R}{Q} \right\rfloor \right\rfloor, \end{aligned}$$

где $\lfloor \lfloor Q\epsilon \rfloor \rfloor = R$. Аналогично нетрудно показать, что

$$\left\lfloor \left\lfloor n \frac{P}{Q} - \alpha \right\rfloor \right\rfloor = \left\lfloor \left\lfloor \frac{nP - R}{Q} \right\rfloor \right\rfloor,$$

где $\lfloor Q\varepsilon \rfloor = R$.

Осталось доказать следующее. Если даны две КРП первого типа с одинаковыми P и Q , но с различными значениями временного сдвига ε , т. е. R и способами получения – по (7), то всегда можно найти такую постоянную разность номеров $n = n_2 - n_1$, при которой разность моментов времени $\vartheta = \vartheta_{n_2} - \vartheta_{n_1}$ (выраженная в единичных интервалах), которые были найдены для КРП 2 и КРП 1 по формуле (2.8), будет также постоянной величиной, т. е.

$$\begin{aligned} \vartheta &= \left\lfloor \frac{n_2 P - R_2}{Q} \right\rfloor - \left\lfloor \frac{(n_1 + n) P - R_2}{Q} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{n_1 P - (R_2 - nP)}{Q} \right\rfloor = \varphi_{n_1} + \varphi = \\ &= \left\lfloor \frac{n_1 P - R_1}{Q} \right\rfloor + \varphi = \left\lfloor \frac{n_1 P - R_1}{Q} + \varphi \right\rfloor = \left\lfloor \frac{n_1 P - (R_1 - Q\varphi)}{Q} \right\rfloor. \end{aligned}$$

Очевидно, что последнее равенство имеет место, если $R_2 - nP = R_1 - Q\varphi$, т. е. при $R = R_2 - R_1 = nP - Q\varphi$. Последнее выражение представляет собой диофантово уравнение (уравнение в целых числах) первой степени, которое при взаимно простых P и Q всегда разрешимо в целых n и φ [63]; решения этого диофантова уравнения записываются в виде:

$$\begin{cases} \vartheta = |S + 1| + Rz, \\ S = (-1)^{r-1} (\pm x) R_{r-1}, \\ n = |V + 1| - Qz, \\ V = (-1)^{r-1} (\pm x) Q_{r-1}, \end{cases}$$

где $z = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$; $R = \lfloor L \pm x \rfloor$; $x = 0, 1, 2, \dots, L-1$; r – число членов разложения числа $N = P/Q$ в цепную дробь по алгоритму Евклида. Отсюда следует, что КРП точек первого типа инвариантна начальному сдвигу. **Теорема 2 доказана.**

2.1.2. Каноническая форма записи квазиравномерной последовательности точек первого типа

Доказанная независимость структуры КРП точек первого типа от значений ε делает выражение (2.8) весьма общей и, вместе с тем, наиболее простой формой задания КРП точек первого типа и поэтому может быть названа канонической.

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 (2.8) 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 (2.8) и переход от описания прямопериодного автомата по (2.8) к прямочастотному автомату, описанному далее в п.2.1.7 (см. формулу 2.13).

Теорема 3. Номер точки n , соответствующий значению дискретной функции ϑ_n , определяется формулой

$$n = \left\lfloor \frac{\vartheta_n Q + R}{P} \right\rfloor \quad (2.13)$$

Для доказательства данного утверждения рассмотрим график, приведенный на рисунке 2.6, линейной непрерывной функции ϑ непрерывного аргумента

$$n_{\text{лин}} = \frac{\vartheta_n Q + R}{P},$$

который, очевидно, является графиком обратной функции n от непрерывного аргумента ϑ

$$n = \frac{\vartheta Q + R}{P}.$$

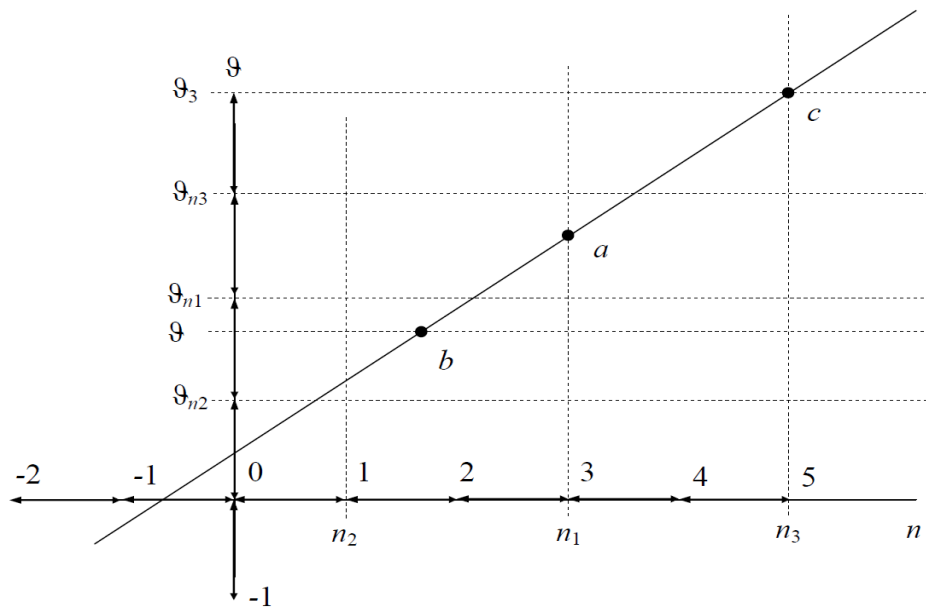


Рис. 2.6. График функции ϑ

Чтобы найти целочисленные значения ϑ_{n1} , соответствующие, согласно (2.8), некоторому целочисленному значению n_1 , необходимо из точки n_1 на оси ординат восстановить перпендикуляр к этой оси до пересечения с наклонной прямой (точки a , b , c на рисунке 2.6).

Целочисленным значением ϑ , ближайшим к ординате точки a снизу, будет, согласно (2.8) точкой ϑ_{n1} .

Поскольку в (2.8)

$$\frac{d\vartheta}{dn} = \frac{P}{Q} > 1,$$

то исключено, чтобы двум соседним целочисленным значениям n соответствовало одно и то же целочисленное значение ϑ_n .

После сказанного выберем произвольное значение ϑ и проведем из соответствующей точки оси ординат горизонтальную прямую до пересечения с наклонной прямой (точка b на рисунке 2.6). Очевидно, что значение n_2 , ближайшее слева от абсциссы точки b , определяет момент времени ϑ_{n2} , ближайший слева от выбранного момента ϑ из всех моментов, соответствующих согласно (2.13) целочисленным n .

Особого рассмотрения требует случай, когда ϑ имеет целочисленное значение ϑ_3 , а точка пересечения c имеет целочисленную же абсциссу n_3 . Дело в том, что согласно (2.8) точке n соответствует не ϑ_3 , а ϑ_{n3} . Следовательно, n_3 действительно является номером точки, предшествующей ϑ_3 . Таким образом, справедливость выражения (2.13) доказана. **Теорема 3 доказана.**

2.1.3. Логическая квазиравномерная последовательность первого типа

На основе информации, полученной в предыдущем разделе, целесообразно отказаться от оси непрерывного времени и вместо целочисленных значений $t = \vartheta_n$ рассматривать номера границ между единичными интервалами тактовой частоты. Будем обозначать эти номера k . Появление точки, принадлежащей КРП первого типа, будем обозначать единицей, а ее отсутствие – нулем. В результате КРП точек первого типа преобразуется в логическую КРП.

Очевидно, что логическая КРП первого типа представляет собой двухзначную функцию $X_k = X(k)$ целочисленного аргумента k . Чтобы написать аналитическое выражение этой функции, обратим внимание на следующее обстоятельство.

Если на оси времени двум следующим друг за другом целочисленным значениям ϑ_k и ϑ_{k+1} соответствует, согласно (2.13), один и тот же номер n , то ϑ_k не является одной из точек КРП первого типа. Напротив, если моменту времени ϑ_k соответствует номер n , а моменту времени ϑ_{k+1} – номер $n + 1$, то ϑ_k является n -й точкой рассматриваемой последовательности. Поэтому для логической КРП первого типа должна быть справедлива формула:

$$X_k = \left\lfloor \frac{(k+1)Q + R}{P} \right\rfloor - \left\lfloor \frac{kQ + R}{P} \right\rfloor. \quad (2.14)$$

Формула (2.14) является конечной разностью первого порядка функции (2.13), в которой ϑ_n заменена своим номером k , т.е. выражение (2.14) есть дискретный аналог первой производной функции непрерывного аргумента.

Формула (2.14) 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:

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

которую удобнее записать в виде

$$\frac{Y_k}{P} = \frac{kQ + R}{P} - \left\lfloor \frac{kQ + R}{P} \right\rfloor, \quad (2.15)$$

Назовем эту функцию фазой X_k на периоде неравномерности P . Из (2.15) следует:

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

Теорема 4. Фаза Y_k логической КРП первого типа может принимать любое из целочисленных значений от 0 до $P - 1$ и на главном периоде выходной частоты следования однозначно определяется выражением:

$$Y_k = P \left\{ \frac{kQ + R}{P} \right\}. \quad (2.16)$$

Для доказательства этого утверждения напишем очевидное равенство

$$(k+1)Q + R = kQ + R + Q. \quad (2.17)$$

Из (2.15) и (2.17) следует, что

$$(k+1)Q + R = Y_k + P \left\lfloor \frac{kQ+R}{P} \right\rfloor + Q. \quad (2.18)$$

Поделим обе части (2.18) на P и возьмем из полученного выражения функцию $[*]$, т.е. выделим целую часть. Получим:

$$\left\lfloor \frac{(k+1)Q+R}{P} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{Y_k+Q}{P} + \left\lfloor \frac{kQ+R}{P} \right\rfloor \right\rfloor. \quad (2.19)$$

Но $\lfloor (kQ+R)/P \rfloor$ в (2.19) целое число, поэтому его можно вынести за знак оператора $\lfloor * \rfloor$, что приводит к выражению:

$$\left\lfloor \frac{(k+1)Q+R}{P} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{kQ+R}{P} \right\rfloor + \left\lfloor \frac{Y_{k+Q}}{P} \right\rfloor. \quad (2.20)$$

Сопоставив формулы (2.20) и (2.13), приходим к выводу, что

$$X_k = \left\lfloor \frac{Y_{k+Q}}{P} \right\rfloor, \quad (2.21)$$

или с учетом (2.16)

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

Перепишем теперь (2.14) в виде:

$$Y_k = P \left(\frac{kQ+R}{P} - \left\lfloor \frac{kQ+R}{P} \right\rfloor \right). \quad (2.22)$$

По определению функции $x = \lfloor x \rfloor + \{x\}$, если $(kQ+R)/P$ – не целое число, то Y_k в (2.22) определяется выражением (2.16)

$$Y_k = P \left\{ \frac{kQ+R}{P} \right\},$$

если же $(kQ+R)/P$ – целое число, то $Y_k = 0$.

Рассмотрим подробнее выражение (2.16). Поскольку $kQ + R$ – число целое, то можно утверждать, что дробь $\{(kQ + R)/P\}$ может иметь лишь одно из P значений i/P , где $i \in (0, 1, 2, \dots, P - 1)$. Соответственно, функция Y_k может принимать любое из целочисленных значений от 0 до $P - 1$. **Теорема 4 доказана.**

Таким образом, выражение (2.16) однозначно определяет функцию мгновенной (текущей) фазы $Y(k)$ на периоде P , выражение (2.14) однозначно определяет функцию мгновенной (текущей) частоты $X(k)$, выражение (2.8) позволяет определить состояние функции ϑ_n в любой наперед заданный момент времени, а выражение (2.13) позволяет найти номер точки n , соответствующий заданному состоянию функции ϑ_n .

Теорема 5. Временная ошибка КРП точек первого типа на выходе оптимального КА относительно идеально равномерной последовательности (ИРП) точек той же частоты инвариантна начальному сдвигу, по модулю не превышает половины периода тактового интервала и является минимально возможной величиной для класса чисто цифровых структур.

Перепишем формулу (2.8)

$$\vartheta_n = \left\lfloor \left\lfloor \frac{n^P - R}{Q} \right\rfloor \right\rfloor - \left\lfloor \left\lfloor \frac{(n^P - \lfloor Q(-\varepsilon) \rfloor)}{Q} \right\rfloor \right\rfloor,$$

$$\vartheta_n = \left\lfloor \left\lfloor \frac{n^P + \lfloor Q\varepsilon \rfloor}{Q} \right\rfloor \right\rfloor = \left\lfloor \left\lfloor \frac{n^P}{Q} \right\rfloor + \left\lfloor \left\lfloor \frac{\lfloor Q\varepsilon \rfloor}{Q} \right\rfloor \right\rfloor = \lfloor \frac{n^P}{Q} \rfloor + \lfloor \varepsilon \rfloor.$$

$$\vartheta_n = \left\lfloor \frac{n^P}{Q} \right\rfloor + \varepsilon - 1;$$

$$\vartheta = \frac{n^P}{Q} + \varepsilon - 1.$$

Тогда временная разность ИРП и КРП точек первого типа:

$$\vartheta - \vartheta_n \equiv \Delta = \frac{n^P}{Q} + \varepsilon - 1 - \left\lfloor \frac{n^P}{Q} \right\rfloor - \varepsilon + 1 = \left\{ \frac{n^P}{Q} \right\} < 1. \quad (2.23)$$

При этом

$$0 \leq \left\{ \frac{n^P}{Q} \right\} < 1 \quad (2.24)$$

и модуль разности ИРП и КРП

$$\left| \left\{ \frac{n^P}{Q} \right\} \right| < \frac{1}{2}.$$

Теорема 5 доказана.

В таблицах 2.2 и 2.3 приведены примеры формирования КРП первого типа с параметрами $P = 8$, $Q = 3$, $\varepsilon = 0$ в соответствии с формулами (2.16), (2.14) – таблица 2.2, и в соответствии с формулами (2.23), (2.24) – таблица 2.3. Цветов выделен главный период неравномерности структуры выходного потока функции Y_k и импульсы переполнения X_k .

Таблица 2.2. КРП с параметрами $P = 8$, $Q = 3$, $\varepsilon = 0$

k	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
Y_k	0	3	6	1	4	7	2	5	8=0	3	6	1	4	7
X_k	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	0	0

Таблица 2.3. КРП с параметрами $P = 8$, $Q = 3$, $\varepsilon = 0$

n	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
ϑ_n	0	2	5	8	10	13	16	18	21	24
Δ/Q	0	2/3	1/3	0	2/3	1/3	0	2/3	1/3	0

2.1.4. Фазовая окружность первого типа

Построим окружность произвольного радиуса (рисунок 2.7) и расположим на ней равномерно P точек. Пронумеруем их последовательно против часовой стрелки от 0 до $P - 1$. Полученный график целесообразно назвать фазовой окружностью логической КРП, т.к. с его помощью нетрудно вычислить значения мгновенной фазы (а по ней и значения X) для точки логической КРП с любым номером m , если известна фаза точки с номером n .

Действительно, пусть, например, $Y_k = 4$ (рисунок 2.7). Согласно (2.15), для получения Y_{k+1} следует пройти по окружности по часовой стрелке Q интервалов, поскольку при переходе от Y_k к Y_{k+1} первый член правой части (2.15) должен вырасти на Q единиц. Далее возможны три случая.

В первом случае мы не дойдем до точки с номером $P - 1$, во втором случае попадем в эту точку, а в третьем случае перейдем через точку с номером $P - 1$.

В первых двух случаях третий член правой части (2.15) сохраняет свое значение неизменным. Следовательно, номер точки, в которую мы пришли, есть искомое значение Y_{k+1} . В третьем случае третий член правой части (2.15) вырастет на P единиц, и мы будем должны вычесть число P из полученной суммы. Поэтому в номерах, превышающих $P - 1$ нет надобности и для нахождения любого значения Y_{k+1} достаточно фазовой окружности, поделенной на P интервалов и формулы (2.16).

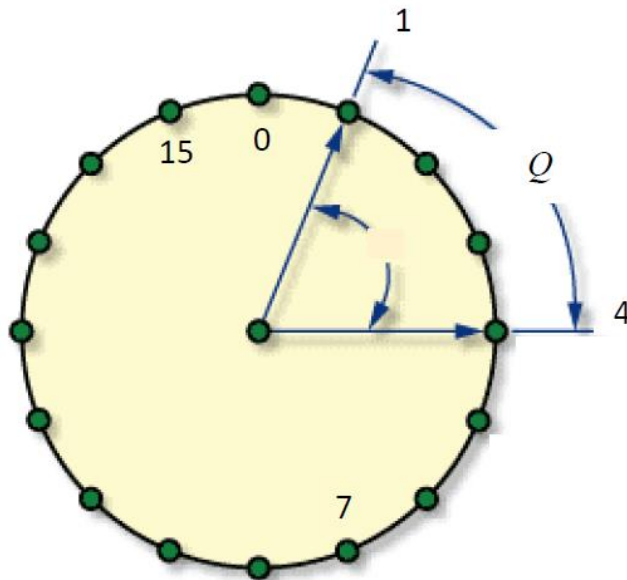


Рис. 2.7. Фазовая окружность для $P = 16$, $Q = 3$, $R = 1$.

С помощью логических КРП первого типа можно анализировать поведение прямочастотных конечных автоматов и получать аналитические выражения для функций выходов и функций переходов таких КА.

2.1.5. Квазиравномерная последовательность второго типа

Второй способ представления КРП точек или логических перепадов предпочтителен для анализа прямочастотных автоматов, у которых частота выходного колебания $f_{\text{выхНЧ}}$ пропорциональна коду управления Q [104].

При втором способе описания автомата выходная квазиравномерная последовательность логических перепадов или точек на числовой оси представляется в виде парциальных целочисленных коэффициентов текущей (мгновенной) частоты автомата $\lfloor j/N \rfloor = \lfloor jQ/P \rfloor$, усреднение которых на периоде неравномерности дает требуемое значение выходной частоты, при этом $N = f_{\text{опВЧ}}/f_{\text{выхНЧ}} \equiv T_{\text{выхНЧ}}/T_{\text{опВЧ}} = P/Q$.

Последовательность второго типа квазиравномерной последовательности (КРП) точек на выходе математической модели конечного автомата может быть получена следующим образом [12]. Расположим на оси безразмерного времени, на которой за единицу принят интервал $T_{\text{выхНЧ}}$, равномерную последовательность точек с целочисленными номерами $k \in (-\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty)$ в моменты времени

$$\frac{t}{T_{\text{выхНЧ}}} = \frac{t}{T_{\text{опВЧ}}} \frac{Q}{P} = Y_k = k \frac{Q}{P}.$$

Назовем ее порождающей последовательностью точек для искомой КРП второго типа. Выделим по обе стороны каждой из точек порождающей последовательности область значений ϑ , удовлетворяющую одному из условий:

$$\begin{cases} Y_k + \varepsilon - 1 \leq \vartheta < Y_k + \varepsilon, & (2.25. \text{а}) \\ Y_k + \varepsilon - 1 < \vartheta \leq Y_k + \varepsilon, & (2.25. \text{б}) \\ Y_k + \varepsilon \leq \vartheta < Y_k + \varepsilon + 1, & (2.25. \text{в}) \\ Y_k + \varepsilon < \vartheta \leq Y_k + \varepsilon + 1, & (2.25. \text{г}) \end{cases}$$

где $\varepsilon = 0,5$.

Назовем эту область интервалом захвата. В выражениях (2.25) Y_k – текущая (мгновенная) фаза идеально равномерной последовательности (ИРП) точек; ϑ – текущая (мгновенная) фаза квазиравномерной (КРП) последовательности точек.

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 $\vartheta =$

ϑ_k . Точка оси, соответствующая этому целочисленному значению, и будет точкой формируемой КРП второго типа, имеющей номер k .

Теорема 6. КРП точек второго типа, сформированные в соответствии с (2.25) и, более того, при любых значениях ε , идентичны по структуре и отличаются друг от друга лишь сдвигом во времени на целое число номеров k (периодов $T_{\text{онвч}}$).

Для доказательства этого утверждения воспользуемся данными таблицы 2.1 и напишем аналитические выражения для ϑ_k , попадающих в интервал захвата и соответствующие формулам (2.25). Формуле (2.23) соответствуют всем четырем строкам формулы (2.25):

$$\left\{ \begin{array}{l} \vartheta_k = \lfloor Y_k + \varepsilon \rfloor, \\ \vartheta_k = \lceil Y_k + \varepsilon \rceil, \\ \vartheta_k = \lfloor Y_k + \varepsilon \rfloor, \\ \vartheta_k = \lceil Y_k + \varepsilon \rceil. \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} (2.26. \text{а}) \\ (2.26. \text{б}) \\ (2.26. \text{в}) \\ (2.26. \text{г}) \end{array}$$

Формулы (2.26) позволяют вычислить текущую (мгновенную) фазу синтезируемого колебания в любой момент времени k .

С учетом сказанного примем за исходные формулы:

$$\left\{ \begin{array}{l} \vartheta_k = \left\lfloor \left\lfloor k \frac{Q}{P} + \varepsilon \right\rfloor \right\rfloor, \\ \vartheta_k = \left\lceil \left\lceil k \frac{Q}{P} + \varepsilon \right\rceil \right\rceil, \\ \vartheta_k = \left\lfloor \left\lceil k \frac{Q}{P} + \varepsilon \right\rceil \right\rfloor, \\ \vartheta_k = \left\lceil \left\lfloor k \frac{Q}{P} + \varepsilon \right\rfloor \right\rceil. \end{array} \right. \quad \begin{array}{l} (2.27. \text{а}) \\ (2.27. \text{б}) \\ (2.27. \text{в}) \\ (2.27. \text{г}) \end{array}$$

Поскольку значения ϑ_k в (2.27) отличаются, в соответствии с таблицей 2.1, на целое число – единицу. **Теорема 6 доказана.**

Теорема 7. КРП точек второго типа, сформированные в соответствии с (2.26) и описываемые формулами (2.27) инвариантны начальному сдвигу (начальной фазе) и могут быть приведены к общему виду

$$\vartheta_k = \left\lfloor \left\lfloor \frac{kQ - S}{P} \right\rfloor \right\rfloor, \quad (2.28)$$

где $S = \lfloor P\varepsilon \rfloor$ в случае (2.27,а,в) и $S = \lceil P\varepsilon \rceil$ в случае (2.27,б,г).

После сказанного можно составить диофантово уравнение и записать:

$$\begin{aligned} \left\lfloor k \frac{Q}{P} - \beta \right\rfloor &= \left\lfloor \left\lfloor \frac{(k \frac{Q}{P} - \beta) P}{P} \right\rfloor \right\rfloor = \left\lfloor \frac{kQ + \lfloor P(-\beta) \rfloor}{P} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{(kQ + \lfloor P(-\beta) \rfloor + 1)}{P} \right\rfloor \\ &= \left\lfloor \frac{kQ - \lfloor P(-\beta) \rfloor}{P} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{kQ - S}{P} \right\rfloor, \end{aligned}$$

где $\lfloor P\varepsilon \rfloor = S$. Аналогично нетрудно показать, что

$$\left\lfloor \left\lfloor k \frac{Q}{P} - \beta \right\rfloor \right\rfloor = \left\lfloor \frac{kQ - S}{P} \right\rfloor,$$

где $\lfloor P\varepsilon \rfloor = S$.

Осталось доказать следующее. Если даны две КРП второго типа с одинаковыми P и Q , но с различными значениями временного сдвига ε и ν , т. е. с различными S и различным способом получения – по (2.27,а,в) или по (2.27,б,г), то всегда можно найти такую постоянную разность номеров $k = k_2 - k_1$, при которой разность моментов времени $\vartheta = \vartheta_{k_2} - \vartheta_{k_1}$ (выраженная в единичных интервалах), которые были найдены для КРП 2 и КРП 1 по формулам (2.27), будет также постоянной величиной, т. е.

$$\begin{aligned} \vartheta &= \left\lfloor \frac{k_2 Q - S_2}{P} \right\rfloor - \left\lfloor \frac{(k_1 + k) Q - S_2}{P} \right\rfloor = \left\lfloor \frac{k_1 Q - (S_2 - kQ)}{P} \right\rfloor = \varphi_{k_1} + \varphi = \\ &= \left\lfloor \frac{k_1 Q - S_1}{P} \right\rfloor + \varphi = \left\lfloor \frac{k_1 Q - S_1}{P} + \varphi \right\rfloor = \left\lfloor \frac{k_1 Q - (S_1 - P\varphi)}{P} \right\rfloor. \end{aligned}$$

Очевидно, что последнее равенство имеет место, если $S_2 - kP = S_1 - Q\vartheta$, т. е. при $S = S_2 - S_1 = kQ - P\vartheta$. Последнее выражение представляет собой уравнение в целых числах первой степени, которое при взаимно простых P и Q всегда разрешимо в целых k и ϑ [63] и решение которого записываются в виде:

$$\begin{cases} \vartheta = |S + 1| + Rz, \\ S = (-1)^{r-1} (\pm x) R_{r-1}, \\ n = |V + 1| - Qz, \\ V = (-1)^{r-1} (\pm x) Q_{r-1}, \end{cases}$$

где $z = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$; $S = |L \pm x|$; $x = 0, 1, 2, \dots, L-1$; r – число членов разложения числа $N = P/Q$ в цепную дробь по алгоритму Евклида. Отсюда следует, что КРП точек второго типа, как и КРП точек первого типа, инвариантна начальному сдвигу. **Теорема 7 доказана.**

2.1.6. Каноническая форма записи квазирегулярной последовательности точек второго типа

Доказанная независимость структуры КРП точек второго типа от значений ε делает выражение (2.28) весьма общей и, вместе с тем, наиболее простой формой задания КРП точек второго типа и поэтому может быть названа канонической.

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 (2.28) момент времени ϑ_k является целочисленной (дискретной) функцией своего номера k . Представляет интерес выяснение и другой зависимости – определение номера k точки ϑ_k , ближайшей слева от заданного момента времени (предшествующей ему). Иными словами, представляет интерес смена аргумента и функции в (2.28) и переход от описания прямоточного автомата по (2.28) к прямопериодному автомату по (2.29).

Теорема 8. Номер точки k , соответствующий значению дискретной функции ϑ_k , определяется формулой

$$k = \left\lfloor \frac{\vartheta_k P + S}{Q} \right\rfloor \quad (2.29)$$

Для доказательства данного утверждения рассмотрим график, приведенный на рисунке 2.8, линейной непрерывной функции ϑ непрерывного аргумента

$$k = \frac{\vartheta P + S}{Q},$$

который, очевидно, является графиком обратной функции k от непрерывного аргумента ϑ

$$k = \frac{\vartheta P + S}{Q}.$$

Чтобы найти целочисленные значения ϑ_{k_1} , соответствующие, согласно (2.29), некоторому целочисленному значению k_1 , необходимо из точки k_1 на оси ординат восстановить перпендикуляр к этой оси до пересечения с наклонной прямой (точки a, b, c на рисунке 2.8). Целочисленным значением ϑ , ближайшим к ординате точки a снизу, будет, согласно (2.29) точкой ϑ_{k_1} .

Поскольку

$$\left(\frac{d\vartheta}{dk}\right) = \frac{Q}{P} < 1,$$

то исключено, чтобы двум соседним целочисленным значениям k соответствовало одно и то же целочисленное значение ϑ_k .

После сказанного выберем произвольное значение ϑ и проведем из соответствующей точки оси ординат горизонтальную прямую до пересечения с наклонной прямой (точка b на рисунке 2.8). Очевидно, что значение k_2 , ближайшее слева от абсциссы точки b , определяет момент времени ϑ_{k_2} , ближайший слева от выбранного момента ϑ из всех моментов, соответствующих согласно (2.29) целочисленным k .

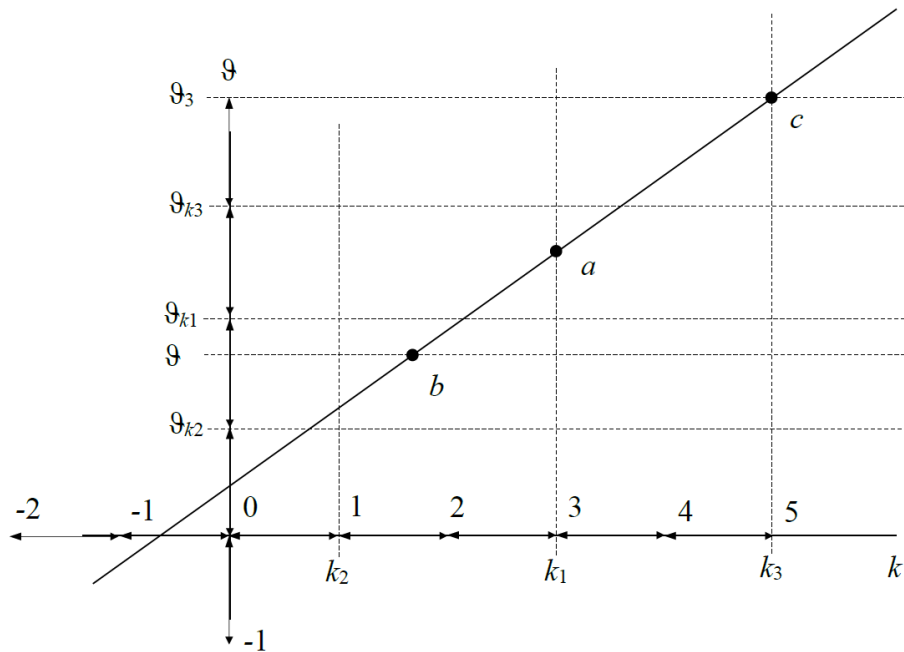


Рис. 2.8. График функции ϑ

Особого рассмотрения требует случай, когда ϑ имеет целочисленное значение ϑ_3 , а точка пересечения c имеет целочисленную же абсциссу k_3 . Дело в том, что согласно (2.29) точке k соответствует не ϑ_3 , а ϑ_{k_3} . Следовательно, k_3 действительно является номером точки, предшествующей ϑ_3 . Таким образом, справедливость выражения (2.28). **Теорема 8 доказана.**

2.1.7. Логическая квазиравномерная последовательность второго типа

На основе информации, полученной в предыдущем разделе, целесообразно отказаться от оси непрерывного времени и вместо целочисленных значений $t = \vartheta_k$ рассматривать **номера границ** между единичными интервалами тактовой частоты. Будем обозначать эти номера n . Появление точки, принадлежащей КРП второго типа, будем обозначать единицей, а ее

отсутствие – нулем. В результате КРП точек второго типа преобразуется в логическую КРП второго типа.

Очевидно, что логическая КРП второго типа представляет собой двухзначную функцию $X_n = X(n)$ целочисленного аргумента n . Чтобы написать аналитическое выражение этой функции, обратим внимание на следующее обстоятельство.

Если на оси времени двум следующим друг за другом целочисленным значениям ϑ_k и ϑ_{k+1} соответствует, согласно (2.29), один и тот же номер n , то ϑ_k не является одной из точек КРП второго типа. Напротив, если моменту времени ϑ_k соответствует номер n , а моменту времени ϑ_{k+1} – номер $n+1$, то ϑ_n является n -й точкой рассматриваемой последовательности. Поэтому для логической КРП второго типа должна быть справедлива формула:

$$X_n = \left\lfloor \frac{(n+1)P + S}{Q} \right\rfloor - \left\lfloor \frac{nP + S}{Q} \right\rfloor. \quad (2.30)$$

Формула (2.30) является конечной разностью первого порядка функции (2.29), в которой ϑ_k заменена своим номером n , т.е. аналогом первой производной функции непрерывного аргумента.

Формула (2.30) позволяет предсказать мгновенный период выходной последовательности прямопериодного 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

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

которую удобнее записать в виде

$$\frac{Y_n}{Q} = \frac{nP + S}{Q} - \left\lfloor \frac{nP + S}{Q} \right\rfloor; \quad (2.31)$$

назовем эту функцию фазой X_n на периоде Q . Из (2.31) следует:

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

Теорема 9. Фаза Y_n логической КРП второго типа может принимать любое из целочисленных значений от 0 до $Q - 1$ и на главном периоде частоты следования однозначно определяется выражением:

$$Y_n = Q \left\{ \frac{nP + S}{Q} \right\} = m. \quad (2.32)$$

Фазу логической КРП второго типа удобнее записать в долях Q :

$$\frac{Y_n}{Q} = \left\{ \frac{nP + S}{Q} \right\} = \frac{m}{Q} < 1.$$

Для доказательства этого утверждения напишем очевидное равенство

$$(n + 1)P + S = nP + S + P. \quad (2.33)$$

Из (2.32) и (2.33) следует, что

$$(n + 1)P + S = Y_n + Q \left[\frac{nP + S}{Q} \right] + Q. \quad (2.34)$$

Поделим обе части (2.34) на Q и возьмем из полученного выражения функцию $[*]$, т.е. выделим целую часть. Получим:

$$\left[\frac{(n+1)P+S}{Q} \right] = \left[\frac{Y_n+P}{Q} + \left[\frac{nP+S}{Q} \right] \right]. \quad (2.35)$$

Но $\left[\frac{nP+S}{Q} \right]$ в (2.34) целое число, поэтому его в соответствии с (2.12) можно вынести за знак $[*]$, что приводит к выражению:

$$\left[\frac{(n+1)P+S}{Q} \right] = \left[\frac{nP+S}{Q} \right] + \left[\frac{Y_n+P}{Q} \right]. \quad (2.36)$$

Сопоставив формулы (2.36) и (2.29), приходим к выводу, что

$$X_n = \left[\frac{Y_n + P}{Q} \right], \quad (2.37)$$

или с учетом (2.32)

$$X_n = \left[\frac{P}{Q} + \left\{ \frac{nP + S}{Q} \right\} \right].$$

Перепишем теперь (2.31) в виде:

$$Y_n = P \left(\frac{nP+S}{Q} - \left[\frac{nP+S}{Q} \right] \right). \quad (2.38)$$

По определению функции $x = [x] + \{x\}$, если $(nP+S)/Q$ – не целое число, то Y_n в (2.38) определяется выражением (2.32)

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

если же $(nP+S)/Q$ – целое число, то $Y_n = 0$.

Рассмотрим подробнее выражение (2.32). Поскольку $nP + S$ – число целое, то можно утверждать, что дробная часть $\{(nP + S)/Q\}$ может иметь лишь одно из Q значений j/Q , где $j \in (0, 1, 2, \dots, Q - 1)$. Соответственно, функция Y_n может принимать любое из целочисленных значений от 0 до $Q - 1$. **Теорема 9 доказана.**

Таким образом, выражение (2.32) однозначно определяет функцию мгновенной (текущей) фазы $Y(k)$ на периоде Q , выражение (2.30) однозначно определяет функцию мгновенного (текущего) периода $X(k)$, выражение (2.28) позволяет определить состояние функции ϑ_k в любой наперед заданный момент времени, а выражение (2.29) позволяет найти номер точки n , соответствующий заданному состоянию функции ϑ_k .

2.1.8. Фазовая окружность второго типа

Построим окружность произвольного радиуса (рисунок 2.9) и расположим на ней равномерно Q точек. Пронумеруем их последовательно против часовой стрелки от 0 до $Q - 1$. Полученный график целесообразно назвать фазовой окружностью логической КРП второго типа, т.к. с его помощью нетрудно вычислить значения мгновенной фазы (а по ней и значения X) для точки логической КРП второго типа с любым номером n , если известна фаза точки с номером n_0 .

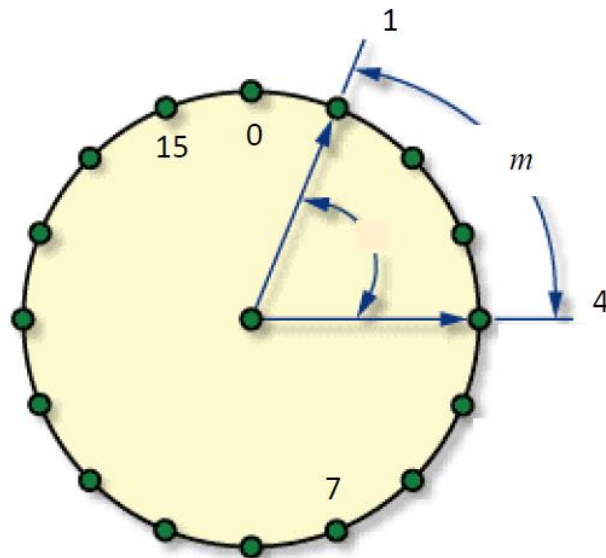


Рис. 2.9. Фазовая окружность для $Q = 16$, $m = 3$, $S = 1$.

Действительно, пусть, например, $Y_n = 4$ (рисунок 2.9). Согласно (2.32), для получения Y_{n+1} следует пройти по окружности по часовой стрелке m интервалов, поскольку при переходе от Y_n к Y_{n+1} первый член правой части (2.32) должен вырасти на m единиц. Далее возможны три случая.

В первом случае мы не дойдем до точки с номером $Q - 1$, во втором случае попадем в эту точку, а в третьем случае перейдем через точку с номером $Q - 1$. В первых двух случаях второй член правой части (2.32) сохраняет свое значение неизменным. Следовательно, номер точки, в которую мы пришли, есть искомое значение Y_{n+1} . В третьем случае второй член правой части (2.32) вырастет на Q единиц, и мы будем должны вычесть число Q из полученной суммы. Поэтому в номерах, превышающих $Q - 1$ нет надобности и для нахождения любого значения Y_{n+1} достаточно фазовой окружности, поделенной на Q интервалов и формулы (2.32).

С помощью логических КРП второго типа можно анализировать поведение прямопериодных конечных автоматов и получать аналитические выражения для функций выходов и функций переходов таких КА.

Заметим, что КРП точек второго типа по (2.28) можно с помощью перехода к (2.13) преобразовать в КРП точек первого типа. И наоборот, КРП точек первого типа по (2.28) можно с помощью перехода в (2.29) преобразовать в КРП точек второго типа. Такие взаимные преобразования показывают, что оба представления КРП точек равноправны.

Кроме того, анализ полученных выражений показывает, что КРП_1 и КРП_2 суть разновидности одной КРП; они сдвинуты друг относительно друга на Q периодов тактовой частоты – рисунок 2.10.

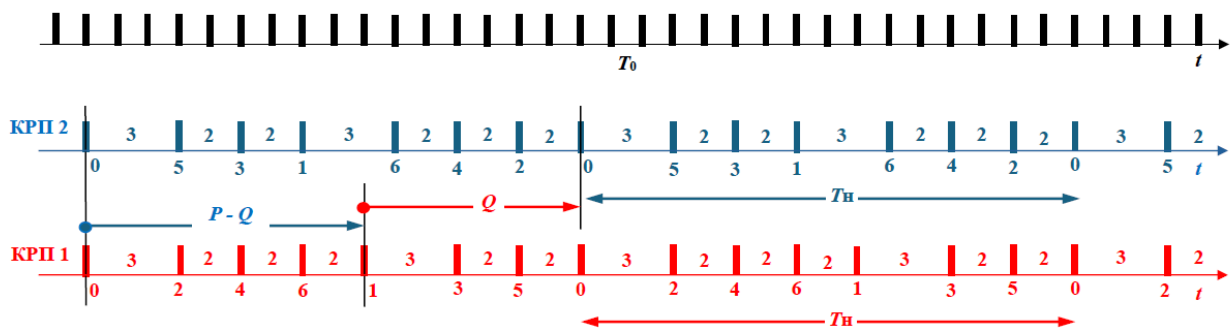


Рис. 2.10. Исходные КРП_1 (зеленый) и КРП_2 (красный) для коэффициентов $P = 16$, $Q = 7$

Квазимеандр

Кроме рассмотренных функций представляет интерес двухуровневое колебание типа КРП, максимально приближенное по форме к идеальному меандру требуемой частоты. Такой интерес обусловлен тем обстоятельством, что уровень гармоники с требуемой частотой (номером

Q) в колебании такого вида, т.е. в классе двухуровневых колебаний, максимален и приближается к уровню первой гармоники идеального меандра той же частоты.

Предыдущие материалы раздела приводят к выводу, что свойства КМ как разновидности квазиравномерной последовательности импульсов (КРП) определяются свойствами исходной КРП точек.

Дадим следующее определение квазимеандра (КМ). Квазимеандр – это функция времени, представляющая собой последовательность равновысотных положительных прямоугольных импульсов, отделенных друг от друга пробелами, т.е. интервалами, на которых значения функции равны нулю, и имеющую на интервале времени $QT_{\text{выхНЧ}}$ среднюю частоту $f_{\text{выхНЧ}} = 1/T_{\text{выхНЧ}}$ и обладающую той отличительной особенностью, что перепады в ней (фронты и спады импульсов) отстают по времени от соответствующим образом сформированного идеального меандра (ИМ), следующего с частотой $f_{\text{выхНЧ}}$ не более, чем на половину тактового интервала $T_{\text{опВЧ}}/2$, где $T_{\text{опВЧ}} = QT_{\text{выхНЧ}}/P$, причем P и Q взаимно простые целые числа и $P > Q$.

Непосредственно очевидна справедливость следующих утверждений:

- инвертированный КМ (вместо импульсов пробелы и наоборот) тоже является квазимеандром;
- перемена знака импульсов КМ на обратный образует отрицательный КМ, спектр которого отличается от спектра исходного КМ фазовым сдвигом $m\pi$ в каждой из составляющих, где m - t целое число;
- добавление положительной или отрицательной постоянной составляющей не изменяет спектрального состава квазимеандра.

КМ с высотой импульсов, равной единице, можно рассматривать как результат прохождения через идеальный интегратор знакопеременной последовательности δ -импульсов, моменты появления которых совпадают с фронтами (положительные δ -импульсы) и спадами (отрицательные δ -импульсы) формируемого КМ.

2.2. Структуры конечных автоматов

Как упоминалось выше, при синтезе частот коэффициент передачи КА по частоте $N = P/Q$ всегда можно выразить цепной дробью конечной длины, полученной разложением этого коэффициента по алгоритму Евклида.

Следует заметить, что любая систематическая дробь связана с определенной системой счисления и поэтому отображает не абсолютные свойства числа, а его «взаимоотношения» с выбранной системой счисления [133]. Цепные дроби с системами счисления не связаны и в полной мере воспроизводят свойства изображаемых ими чисел [131,132]. Более того, цепные дроби однозначно отображают действительные (вещественные) числа.

Используемые в технике цифрового синтеза частот автоматы – счетчики импульсов СИ и накапливающие сумматоры НС обладают конечной памятью, а их информационные выходы есть выходы элементов памяти (рисунок 2.1).

В случае одномерной модели работу КА описывают с помощью параметра $П1 = F(N)$, который может изменять свои целочисленные значения по определенному алгоритму, но обязательно в дискретные моменты времени T_k ; при этом КА всегда формирует на своем выходе двухуровневое колебание [95].

Такой алгоритм удобен и оправдан при двухуровневом пассивном цифровом синтезе частот. Сюда следует отнести и алгоритм цифровой компенсации помех дробности в умножающем кольце ИФАП – изменение параметра КА по определенному закону с целью исключения или значительного уменьшения дискретных побочных спектральных составляющих (ДПСС), ближайших к выходному колебанию $f_{\text{выхВЧ}}$ умножающего кольца ИФАП [81,82].

Заметим, что при любом функциональном преобразовании, через интервал времени $T_s = 1/F_s$ структура выходного колебания КА повторяется. Поэтому время наблюдения (анализа) T_n должно быть равно или целократно периоду T_s .

Главной особенностью автоматов, используемых в технике синтеза частот, является требование максимального быстродействия, которое можно реализовать только на аппаратном уровне [95].

Одновременно с развитием техники пассивного цифрового синтеза совершенствовалась теория и подбирались адекватный задачам математический аппарат – аппарат теории чисел в виде диофантовых уравнений. А с развитием элементной базы доля цифроаналоговых элементов в таких структурах существенно возросла, а их влияние на качество выходного колебания стало преобладающим.

Изменилась и идея – появилась возможность формировать на выходе многоуровневое колебание с заданным законом изменения огибающей; чаще всего это квазимоногармоническое колебание.

Последние 40 лет в относительно низкочастотных диапазонах часто синтезируют сетку частот с помощью методов многоуровневого пассивного цифрового синтеза (ПЦС или *DDS – Direct Digital Synthesis*), т.е. с помощью модифицированных КА – автоматов, дополненных цифроаналоговыми преобразователями.

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 2.11.

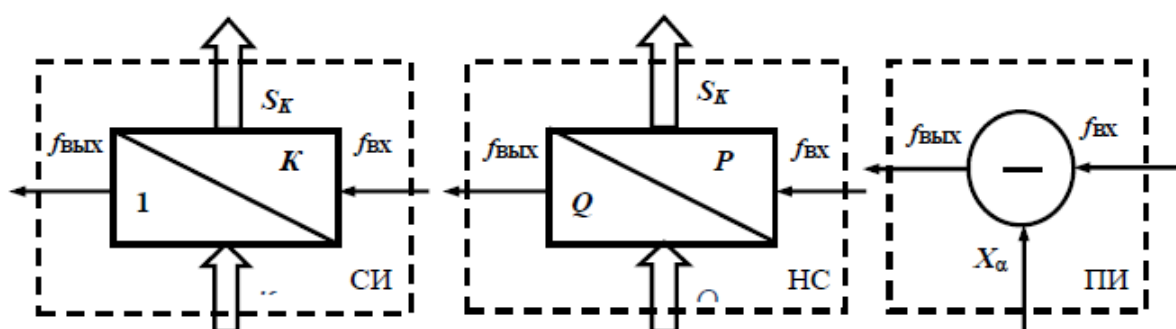


Рис. 2.11. Простейшие элементы оптимальных конечных автоматов

В технике синтеза частот СИ с переменным коэффициентом пересчета называют делителями частоты с переменным или дробно-переменным коэффициентом деления – ДПКД или ДДПКД соответственно. Указанные элементы структуры КА могут использоваться отдельно или в различных сочетаниях.

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

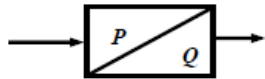
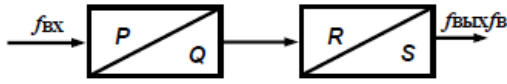
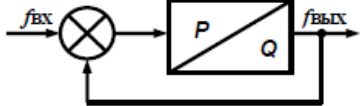
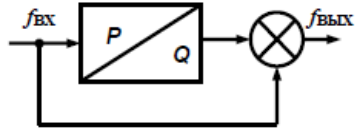
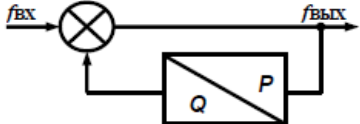
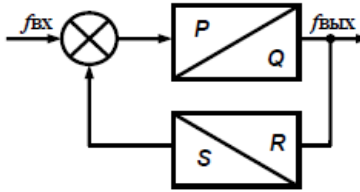
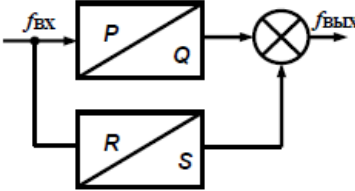
Рассмотрим структурные схемы и свойства основных элементов автоматов (таблицы 2.4 – 2.8), используемых в технике цифрового синтеза частот – НС, СИ, ДПКД или ДДПКД и ПИ, а также описывающие их работу алгоритмы [77,93,95,137-139].

Таблица 2.4. Структуры КА на основе СИ и ПИ

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

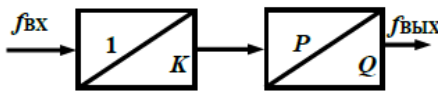
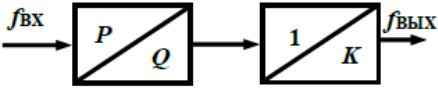
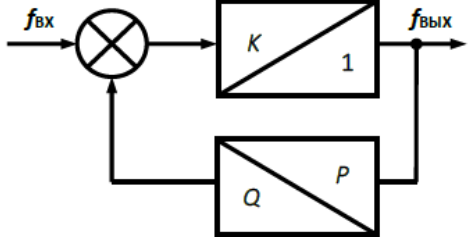
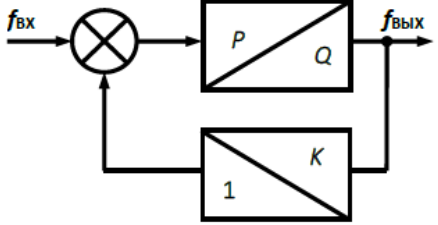
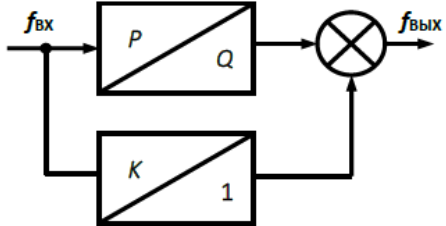
Структуры 1 – 3 прямопериодные, структуры 4,5 – прямочастотные, структуры 6 и 7 могут быть прямопериодными, если управлять коэффициентом L , или прямочастотными, если изменять коэффициент K .

Таблица 2.5. Структуры КА на основе НС

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

Структуры 1 – 4 прямочастотные, структура 5 – прямопериодная, структуры 6 и 7 могут быть прямопериодными, если управлять коэффициентом S , или прямочастотными, если изменять коэффициенты Q и R . Здесь подразумевается, что емкость НС – параметр P – постоянна.

Таблица 2.6. Структуры комбинированных КА

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

Структура 1 – прямопериодная при изменении коэффициентов K или Q , структуры 2 и 3 – могут быть прямочастотными, если изменять коэффициент K или Q , или прямопериодными, если управлять коэффициентом P .

Таблица 2.7. Лестничные структуры КА на основе СИ

№	Цепная структура СИ	Формула для $f_{\text{ВЫХ}}$
1		$f_{\text{ВЫХ}} = f_0 \frac{1}{b_1 + \frac{1}{b_2 + \frac{1}{\dots b_{n-1} + \frac{1}{1 + \frac{1}{b_n}}}}}$
2		<p>1) n – нечетное; 2) n – четное</p>

Лестничные структуры таблицы 2.7 позволяют создавать модели разложения рационального числа $N = P/Q$ в цепную дробь по алгоритму Евклида с неполными частными.

Таблица 2.8. Лестничные структуры КА на основе НС

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

Лестничные структуры таблицы 2.8 позволяют создавать модели разложения рационального числа $N = P/Q$ в цепную дробь по алгоритму Евклида с неполными частными.

Лестничные структуры таблиц 2.7 и 2.8 универсальны, они позволяют строить автоматы с различными законами изменения частоты или периода.

В таблицах 2.4 – 2.8 приведены все возможные варианты сочетаний указанных элементов между собой и ПИ: СИ + СИ, СИ + НС, НС + НС. Эти элементы являются базовыми и позволяют строить (в разных сочетаниях) автоматы, применяемые в технике синтеза частот. Причем их используют и в системах пассивного цифрового и цифроаналогового синтеза частот, и в системах активного цифрового и цифроаналогового синтеза частот.

Применение цифровых структур, приведенных в таблицах 2.4 – 2.8 позволяет гибко строить цифровые тракты синтезаторов частоты и реализовывать различные алгоритмы управления частотой и периодом формируемых колебаний.

В настоящее время конечные автоматы применяют в тракте приведения микроволновых синтезированных генераторов до верхнего края диапазона миллиметровых волн (до частот 40 ГГц) и при прямом (пассивном) цифровом синтезе до частот $f_{\text{выхНЧ}} < 1,5$ ГГц.

При пассивном цифровом синтезе КА на своем выходе синтезирует частоту $f_{\text{выхНЧ}}$ ($f_{\text{вых}}$ в таблицах 2.4-2.8) в относительно низкочастотном диапазоне из высокочастотного опорного колебания $f_{\text{опВЧ}}$ ($f_{\text{вх}}$ в таблицах 2.4-2.8) с помощью когерентных преобразований в соответствии с формулой:

$$f_{\text{выхНЧ}} \in \{(f_{\text{максНЧ}} \dots f_{\text{минНЧ}}) \cap (nF_s) \cap f_{\text{опВЧ}}\}, \quad (2.39)$$

причем $f_{\text{выхНЧ}} < 0,5f_{\text{опВЧ}}$, $n = 1, 2, \dots, Q$.

2.3. Критерии оценки колебаний на выходе 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) [95,104].

Действительно, поскольку КА работает в дискретном времени с шагом дискретизации $T_{\text{опВЧ}} = 1/f_{\text{опВЧ}}$ и других меток времени не имеет, импульсы (перепады) на его выходе могут появляться лишь в моменты времени, кратные шагу дискретизации $kT_{\text{опВЧ}}$, где k - натуральное число. В то же время коэффициент деления автомата $N = f_{\text{опВЧ}}/f_{\text{выхНЧ}}$ есть неправильная дробь, $N = P/Q > 1$. При дробном коэффициенте N можно говорить о частоте $f_{\text{выхНЧ}}$, усредненной на периоде неравномерности структуры двухуровневой импульсной последовательности (ДИП) $T_s = 1/F_s = PT_{\text{опВЧ}} = QT_{\text{выхНЧ}}$. 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, в соответствии с (2.40), 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_s :

$$\delta_{\max} = \min \left| \frac{t_{k,\Gamma} - t_{k,\text{выхНЧ}}}{T_{\text{опВЧ}}} \right|_{\Delta T = T_s}. \quad (2.40)$$

У оптимальных автоматов величина модуля максимальной временной ошибки δ_{\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 , выраженный в децибелах и отнормированный к уровню первой гармоники идеального меандра (ИМ) той же амплитуды [17]. Если принять уровень двухуровневой импульсной последовательности (ДИП) на выходе КА, равной единице, то амплитуда ИМ $U_{\text{ИМ}} = 2/\pi$. Тогда:

$$D_Q = 20 \lg \frac{U_Q}{U_{\text{ИМ}}} = 20 \lg \frac{\pi U_Q}{2}. \quad (2.41)$$

Кроме того, представляет интерес соотношение $D_{\mathcal{P}}$ между мощностью полезной компоненты спектра \mathcal{P}_Q и средней на периоде неравномерности T_s мощностью формируемой ДИП:

$$D_{\mathcal{P}} = 10 \lg \frac{\mathcal{P}_Q}{\mathcal{P}_{\text{ДИП}}}.$$

Величина $D_{\mathcal{P}}$ показывает, какая доля мощности ДИП приходится на полезную компоненту спектра, т.е. является интегральной характеристикой чистоты спектра синтезируемого колебания.

В [20] показано, что наименьшей величине временной ошибки соответствует наименьший уровень ДПСС выходного колебания КА. Действительно, поскольку КА работает в дискретном времени с периодом дискретизации $T_{\text{опвч}}$, то в предельном (оптимальном) случае модуль временной ошибки между ближайшими активными (одноименными) перепадами идеально равномерной (гипотетической) последовательности (ИРП) импульсов частоты $f_{\text{выхнч}}$ и активными перепадами синтезируемого колебания той же частоты может быть уменьшен до половины периода опорного колебания $T_{\text{опвч}}/2$. Такая временная ошибка минимальна для класса оптимальных (цифровых) КА.

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

Критерии оценки формируемого **многоуровневого** (цифроаналогового) колебания могут быть разными. Временные критерии правдоподобия формы и критерии наилучшего приближения спектра к требуемому, обеспечивающие максимальное правдоподобие при минимальной ошибке [140].

Последние 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 (2.42): минимум среднеквадратической ошибки формы огибающей на периоде неравномерности T_s (минимум мощности некрatных побочных спектральных составляющих), т. е. минимум разности квадратов координаты узла аппроксимации реального A_p и координаты исходного непрерывного колебания A_i – минимум интегрального отклонения формы (МИУФ):

$$\delta_{\text{МИУФ}} = \frac{1}{P} \sum_{i=1}^P \sum_{j=1}^A \sqrt{A_{\text{н}}^2(a, t) - A_{\text{р}}^2(i, j)} \quad (2.42)$$

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

Оценка может производиться, например, по минимальному различию мощностей (амплитуд) полезной компоненты спектра с номером Q воспроизводящего колебания (дискретного во времени и квантованного по уровню) и полезной компоненты спектра воспроизводимого (непрерывного во времени колебания с гладкой огибающей, т.е. по минимуму относительной разности суммарных мощностей спектральных компонент воспроизводимого (идеального непрерывного, гипотетического) колебания \mathcal{P}_{Γ} и воспроизводящего (дискретного во времени и\или квантованного по уровню) колебания $\mathcal{P}_{\text{С}}$:

$$\delta_p = \min \frac{\mathcal{P}_{\Gamma} - \mathcal{P}_{\text{С}}}{\mathcal{P}_{\Gamma}},$$

или же по максимуму уровня U_Q первой гармоники (полезной компоненты спектра) $f_{\text{выхнч}} = Q \times F_s$ при минимуме уровня $U_{\text{ДПСС}}$ дискретных ПСС $k \times F_s$, причем $k \neq Q$, кратных частоте F_s . Данный метод удобен при анализе многоуровневых колебаний, при этом $0 \leq f_{\text{выхнч}} < f_{\text{опвч}}/2$.

ВЫВОДЫ

1. Разработана теория и введено понятие оптимального КА в смысле минимального уровня функциональной фазоимпульсной модуляции для класса цифровых структур. Доказано, что модуль максимальной временной ошибки оптимального КА – прямочастотного и прямопериодного – минимален для класса цифровых структур и не превышает половины периода его тактового интервала.

2. Создана универсальная математическая модель оптимального автомата для синтеза частот и предложен метод аналитического описания колебаний, формируемых на выходах оптимальных конечных автоматов во временной области.

3. Показано, что для получения на выходе оптимального КА минимальной временной ошибки между импульсами синтезируемой последовательности относительно ближайших к ним импульсами идеально равномерной последовательности требуемой частоты, достаточно двух ближайших к N целочисленных коэффициентов.

4. Предложен метод формирования квазиравномерной последовательности (КРП) импульсов (логических перепадов) и доказана ее оптимальность с точки зрения минимума функциональной фазоимпульсной (временной) модуляции выходного потока импульсов.

5. Получена аналитическая запись КРП точек первого и второго типа на выходе математической модели конечного автомата.

6. Показано, что КРП точек первого и второго типа на выходе КА инвариантны моменту времени начала отсчета, идентичны по структуре и отличаются лишь сдвигом во времени на Q тактов КА, т.е. являются разновидностями одной КРП.

7. Предложены 4 функции выделения целой части рационального числа N и показано, что каждая из них может быть выражена через любую из трех других.

8. Сформулированы основные критерии оценки КА, используемых при цифровом синтезе частот.

9. Рассмотрены все возможные структуры простейших КА, построенных на основе сочетания элементарных КА – триггеров, счетчиков импульсов, накапливающих сумматоров, регистров и поглотителей импульсов.

10. Использование аналитической записи состояний оптимального КА и формируемых на его выходах колебаний позволяет единообразно рассматривать различные методы цифрового и цифроаналогового синтеза частот, потенциально приводит к оптимизации структур синтезаторов частоты и к повышению качества формируемых колебаний.

3. СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПРИ КОГЕРЕНТНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЯХ

Предварительные замечания

Цель настоящего раздела заключается в развитии теории спектрального анализа когерентных колебаний на основе метода сложнопериодической решетчатой функции (СРФ).

Метод СРФ полезен при анализе спектров колебаний, получаемых при когерентных преобразованиях множества рациональных чисел [141].

Математическая модель СРФ позволяет получить выражения для спектров колебаний, формируемых на выходе автоматов в свернутом виде, т.е. без обращения к рядам.

Кроме того, метод СРФ может стать основой спектральной теории [рациональных] чисел.

Наиболее значимый параметр колебания на выходе любого, в том числе цифрового и цифроаналогового синтезатора частоты – его спектр, а именно, относительный уровень дискретных побочных спектральных составляющих (ДПСС).

Во многих практических случаях «верхней» оценки уровня ДПСС по (1.1) 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 $T_0 \equiv T_{\text{опвч}}$.

Математическая модель СРФ имеет открытую архитектуру, т.е. пользователь имеет возможность выбирать типы периодических колебаний, подаваемых на ее входы, а также вид и последовательность действий над ними для решения конкретной задачи. Наиболее эффективно использование модели СРФ в сочетании с аппаратом теории чисел, а именно с представлением рационального числа $N = P/Q$ в виде цепной дроби и диофантовыми уравнениями. Такой подход позволяет получать спектры колебаний, формируемых на выходе КА и МКА в свернутом виде, т.е. без обращения к рядам.

Математическая модель СРФ в сочетании с элементами теории чисел удобна для анализа тонкой структуры спектра [104] и пригодна для анализа цифрового колебания – двухуровневого и многоуровневого – с любой периодической огибающей.

С помощью такой модели можно в замкнутом виде получить точное представление о спектре выходного колебания КА [109,142].

3.1. Метод сложнопериодической решетчатой функции

Метод СРФ основан на математической модели с открытой архитектурой, в которой пользователь задает амплитуду, частоту, количество и вид огибающих вспомогательных периодических колебаний – с непрерывной огибающей или с огибающей, претерпевающей разрывы первого рода, необходимых для получения требуемого выходного колебания.

Внутри математической модели СРФ пользователь задает типы, число и очередность взаимодействия вспомогательных колебаний, например, операции алгебраического сложения и свертки. Если исходные колебания заданы в виде спектров, операции свертки заменяются операциями перемножения.

Метод СРФ позволяет учесть погрешность воспроизведения огибающей при использовании ограниченного набора строго периодических колебаний разной амплитуды и частоты следования (таблица 3.1).

В предложенном методе расчета на периоде неравномерности структуры выходного потока импульсов $T_S = 1/F_S$ укладывается целое число периодов вспомогательных колебаний модели СРФ. Аналогичная структура, пригодная для машинного моделирования и анализа спектров цифровых двухуровневых колебаний, рассмотрена в [61,90].

В модели СРФ (рисунок 3.1) принято, что P и Q – целые взаимно простые числа, т. е. их наибольший общий делитель $(P, Q) = 1$; оконные фильтры могут быть разными. Например, фильтр с прямоугольным окном: ИФФ – идеальный формирующий фильтр с требуемой шириной окна τ . Другое название ИФФ – экстраполятор нулевого порядка. Его временной характеристике соответствует частотная характеристика

$$L(j\omega) = \frac{1}{j\omega} \left(e^{j\frac{\omega\tau}{2}} - e^{-j\frac{\omega\tau}{2}} \right) = \frac{2}{\omega} \sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right), \quad (3.1)$$

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

Другой вариант оконного фильтра – ИФФ с треугольным окном (рисунок 3.1). Временной характеристике ИФФ с треугольным окном соответствует частотная характеристика

$$L(j\omega) = \tau \left[\frac{\sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)}{\frac{\omega\tau}{2}} \right]^2. \quad (3.2)$$

Вспомогательные колебания $A_0(t), \dots, A_3(t)$ периодические, на амплитуду, форму, начальную фазу и частоту следования которых ограничения не накладываются.

Следует заметить, что операция перемножения на рисунке 3 подразумевает представление исходных периодических колебаний в виде их спектров.

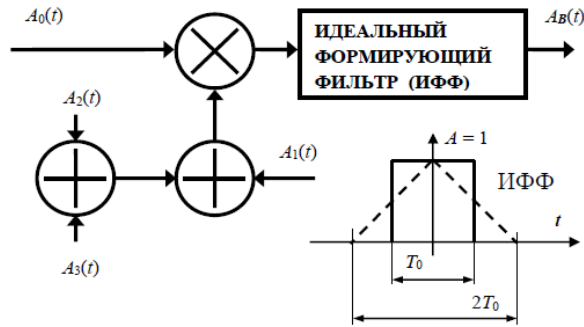


Рис. 3.1. Модель формирования периодического колебания с помощью СРФ

В таблице 3.1 приведены исходные колебания модели СРФ для наиболее распространенных колебаний, формируемых на выходах автоматов – цифровых – двухуровневых и цифроаналоговых – многоуровневых.

Таблица 3.1. Исходные колебания модели СРФ

№	Вид колебания	$A_0(t)$	$A_1(t)$
1	Пачка импульсов		
2	Функция Уолша		1 или 0
3	Квазиравномерная последовательность импульсов КРП		
4	Псевдомеандр ПМ		
5	Квазимеандр КМ		
6	Цифровой аппроксимированный треугольник ЦИТ		
7	Цифровая аппроксимированная моногармоника ЦИМ		

Построить квазиравномерную последовательность (КРП) δ -импульсов, которая является порождающей последовательностью для псевдомеандра (ПМ) и квазимеандра (КМ) также можно с помощью модели СРФ – таблица 3.1.

Отметим, что задача КА состоит в формировании Q периодов двухуровневого колебания на выходе при поступлении P импульсов на его вход, а временная ошибка на выходе КА по модулю не должна превышать величины $T_0/2$.

Дискретные спектральные составляющие (ДПСС) двухуровневого потока импульсов отстоят друг от друга на частотный интервал $F_S = 1/T_S$. В этом случае числа P и Q определяют минимальное количество входных и выходных импульсов (активных перепадов) в пределах периода T_S неравномерности структуры потока формируемой последовательности.

Рассмотрим этот вопрос подробнее. Математическая модель СРФ позволяет получать аналитические выражения для спектров любых колебаний, не только оптимальных. Например, с ее помощью можно получить аналитическое выражение для периодической последовательности пачки импульсов или любого другого периодического колебания.

Основа математической модели – периодический поток импульсов постоянной ширины или, в пределе, δ -импульсов, следующих с заданным (тактовым) 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 $t = 0$).

В п.1 таблицы 3.1 под термином «пачка импульсов» подразумевается периодическая последовательность пачек импульсов.

Дополнительные колебания модели задаются периодическими функциями – с гладкой (непрерывной) огибающей, или с огибающими, которые претерпевают разрывы первого рода – таблица 3.1.

Колебание $A_d(t)$ может иметь разную форму, в зависимости от моделируемой функции. К полезным особенностям модели СРФ (рисунок 3.1) следует отнести ее открытость, т.е. возможность расширения круга задач для моделирования колебаний с различными огибающими, в том числе, многоуровневыми.

Например, введение колебания $A_d(t)$ в виде треугольной периодической функции с единичной амплитудой и шагом квантования h , позволяет моделировать треугольное ступенчатое колебание δ -импульсов, пропущенное через экстраполятор нулевого порядка.

Идеальный формирующий фильтр в (3.1), удобная абстракция физически нереализуемой цепи, позволяет перейти от модулированной по амплитуде δ -импульсной последовательности к искомому колебанию, имеющему разрывы первого рода.

3.2. Спектр периодической последовательности пачек импульсов

Опорное колебание частоты f_0 заменяем потоком δ -импульсов $A_0(t)$, сформированным из его одноименных перепадов [142] рисунок 3.2.

Приняв, что один из δ -импульсов имеет место в момент времени $t = 0$, запишем для всей последовательности:

$$A_0(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} \delta(t - nT_0),$$

где $|n| = 0, 1, 2, \dots$

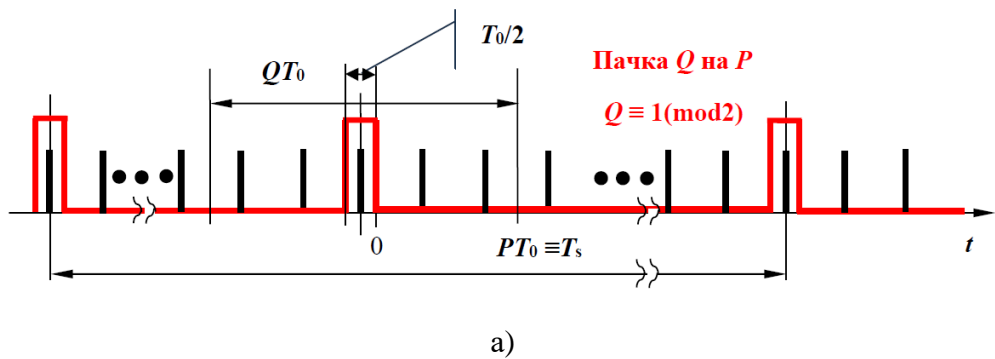


Рис. 3.2,а. Временная диаграмма формирования пачки импульсов для Q нечетного

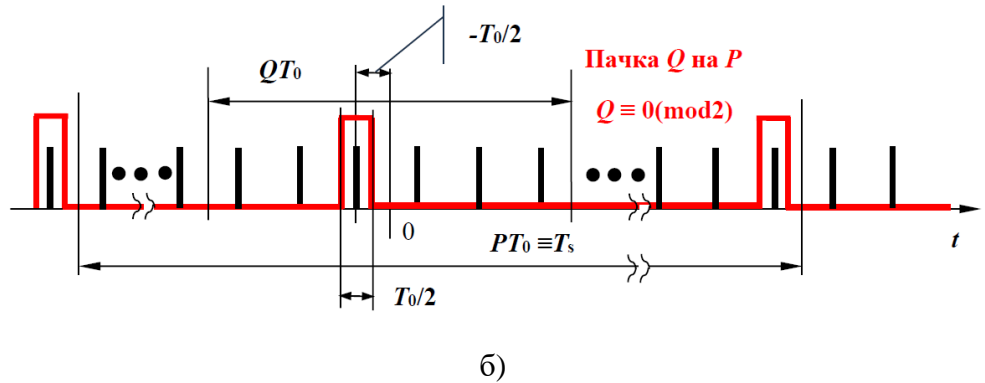


Рис. 3.2,б. Временная диаграмма формирования пачки импульсов для Q четного

Спектр такой последовательности записывается как:

$$A_0(t) = \frac{1}{T_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(jn2\pi PF_s t) = \frac{1}{T_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(jn\Omega t), \quad (3.3)$$

Параметры огибающей $A_1(t)$ определяет алгоритм работы КА. Для колебаний вида пачки импульсов, огибающая $A_1(t)$ суть поток прямоугольных импульсов с периодом следования $T_s = T_0P$ и шириной импульса $\tau_{и} = T_0Q$.

Выделение δ -импульсов в пачке производится двояко и следующим образом. Для нечетного Q ($Q \equiv 1(\text{mod}2)$) все δ -импульсы заменяются импульсами ширины $T_0/2$, следующими с периодом следования PT_0 , причем «нулевой» импульс (рисунок 3.2.а) имеет нулевую задержку $\tau_n = 0$ относительно центра симметрии $t = 0$; остальные импульсы пачки попарно имеют задержки разного знака: положительная задержка $\tau_n = qT_0$, а отрицательная задержка $\tau_n = -qT_0$, где $q = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(Q-1)/2$.

Для спектра пачки при $Q \equiv 1(\text{mod}2)$ можно записать:

$$A_{\text{п.неч}} = \frac{1}{d\pi} \sum_{q=-\frac{Q-1}{2}}^{\frac{Q-1}{2}} \sin\left(\frac{d\pi}{2P}\right) \times \left[\exp\left(-\frac{j2qd\pi}{P}\right) + \exp\left(+\frac{j2qd\pi}{P}\right) \right];$$

$$A_{\text{п.неч}} = \frac{2}{d\pi} \sum_{q=0}^{\frac{Q-1}{2}} \sin\left(\frac{d\pi}{2P}\right) \times \left[\cos\left(\frac{2qd\pi}{P}\right) \right]. \quad (3.4)$$

С помощью [143] сумму косинусов в (3.4) можно привести к виду:

$$\sum_{q=1}^{\frac{Q-1}{2}} \cos\left(\frac{2qd\pi}{P}\right) = \frac{1}{2} \left\{ -1 + \frac{\sin\left(\frac{dQ\pi}{P}\right)}{\sin\left(\frac{d\pi}{P}\right)} \right\}.$$

Тогда (3.4) запишется как:

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

или

$$A_{\text{п.неч}} = \frac{1}{d\pi} \times \frac{\sin\left(\frac{dQ\pi}{P}\right)}{\cos\left(\frac{d\pi}{2P}\right)} \quad (3.5)$$

Для четного Q ($Q \equiv 0(\text{mod}2)$) все δ -импульсы заменяются импульсами ширины $T_0/2$, следующими с периодом PT_0 , причем «нулевой» импульс (рисунок 3.2.б) отсутствует; остальные импульсы пачки относительно центра симметрии $t = 0$ попарно сдвинуты на $T_0/2$ и имеют задержки разного знака: положительная задержка $\exp(-j2\pi qd/P)$, а отрицательная задержка $\exp(+j2\pi qd/P)$, где $q = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(Q)/2$.

С учетом сказанного для спектра пачки при $Q \equiv 0(\text{mod}2)$ можно записать:

$$A_{\text{п.чет}} = \frac{\sin\left(\frac{d\pi}{2P}\right)}{d\pi} \sum_{q=-\frac{Q}{2}}^{q=\frac{Q}{2}} \left[\exp\left(-\frac{j(2q+1)d\pi}{P}\right) + \exp\left(+\frac{j(2q+1)d\pi}{P}\right) \right];$$

$$A_{\text{п.чет}} = \frac{2\sin\left(\frac{d\pi}{2P}\right)}{d\pi} \sum_{q=1}^{q=\frac{Q}{2}} \left[\cos\left(\frac{(2q+1)d\pi}{P}\right) \right]. \quad (3.6)$$

С помощью [143] сумму косинусов в (3.6) можно привести к виду:

$$\sum_{q=1}^{q=\frac{Q}{2}} \cos\left[\frac{(2q+1)d\pi}{P}\right] = \frac{1}{2} \left\{ \frac{\sin\left(\frac{dQ\pi}{P}\right)}{\sin\left(\frac{d\pi}{P}\right)} \right\}.$$

Тогда (3.6) запишется как:

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

ИЛИ

$$A_{\text{п.чет}} = \frac{1}{d\pi} \times \frac{\sin\left(\frac{dQ\pi}{P}\right)}{\cos\left(\frac{d\pi}{2P}\right)}. \quad (3.7)$$

Анализ формул (3.6) и (3.7) показывает, что спектр пачки импульсов инвариантен четности-нечетности Q и P .

Моделирование в программе FASTMEAN 6.1 (рисунок 3.3) полностью совпало с результатами расчетов по (3.7), что подтвердило корректность модели периодической последовательности пачки импульсов.

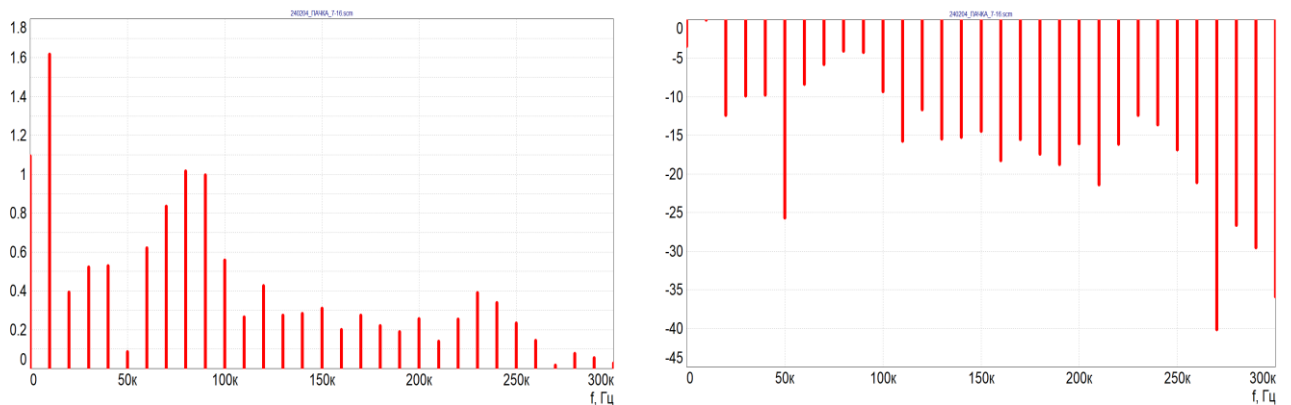


Рис. 3.3. Моделирование спектра пачки импульсов при $f_{\text{опВч}} = 160\text{кГц}$, $P = 16$ и $Q = 7$ в линейном масштабе, а); в логарифмическом масштабе, б)

3.3. Спектр квазиравномерной последовательности

Опорное колебание частоты f_0 заменяем потоком δ -импульсов $A_0(t)$, сформированным из его одноименных перепадов – рисунок 3.4 [32,109].

Приняв, что один из δ -импульсов имеет место в момент времени $t = 0$, запишем для всей последовательности:

$$A_0(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} \delta(t - nT_0),$$

где $|n| = 0, 1, 2, \dots$

Спектр такой последовательности записывается как:

$$A_0(t) = \frac{1}{T_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(jn2\pi P F_s t) = \frac{1}{T_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(jn\Omega t), \quad (3.8)$$

поскольку $\Omega = 2\pi P F_s$.

Следует учитывать, что для нечетного Q фазовый сдвиг δ -импульсов тактовой частоты равен нулю, а для четного Q фазовый сдвиг δ -импульсов тактовой частоты равен $T_0/2$ или π . Однако, это обстоятельство влияет только на фазовый спектр КРП.

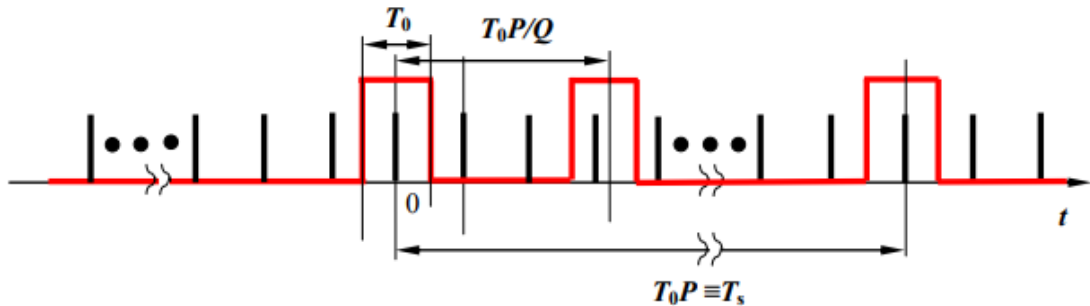


Рис. 3.4. Временная диаграмма формирования КРП δ -импульсов

Параметры огибающей $A_1(t)$ определяет алгоритм работы КА. Для колебаний вида КРП δ -импульсов, огибающая $A_1(t)$ суть поток прямоугольных импульсов с периодом следования $T_{\text{выхнч}} = T_0 P / Q$ и шириной импульса $\tau_n = T_0$. Спектр такой последовательности можно записать в виде:

$$A_1(t) = \frac{\tau}{T_B} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{\sin \frac{\omega \tau}{2}}{\frac{\omega \tau}{2}} \exp(j2\pi m Q F_s t) = \frac{1}{\pi} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{\sin \frac{m Q \pi}{P}}{m} \exp(j2\pi m Q F_s t) \quad (3.9)$$

С учетом (3.8) и (3.9) можно получить выражение для спектра СРФ δ -импульсов КРП в виде свертки исходных колебаний:

$$\begin{aligned}
\Phi_p(t) &= A_0(t) \times A_1(t) = \\
&= \frac{1}{\pi T_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(j2\pi n P F_s t) \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{\sin \frac{mQ\pi}{P}}{m} \exp(j2\pi m Q F_s t) = \\
&= \frac{1}{\pi T_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(jn\omega P t) \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{\sin \frac{mQ\pi}{P}}{m} \exp(jm\omega Q t),
\end{aligned}$$

где $\omega = 2\pi/P T_0$.

$$\Phi_p(t) = \frac{1}{\pi T_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{\sin \left(\frac{mQ\pi}{P} \right)}{m} \exp[j\omega t(nP + mQ)]. \quad (3.10)$$

Решение диофантова уравнения в аргументе экспоненты в выражении (3.10)

$$nP + mQ = d \quad (3.11)$$

записывается в виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} m = (-1)^{r-1} d P_{r-1} + P x \equiv R + P x, \\ n = (-1)^r d Q_{r-1} - Q x \equiv L - Q x, \end{array} \right. \quad (3.12)$$

где $x = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, $R = (-1)^{r-1} d P_{r-1}$.

Тогда формулу (3.10) можно записать иначе:

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

В множителе $\sin \left(\frac{(R+Px)Q\pi}{P} \right) = \sin \left(\frac{QR}{P} \pi \right) \times \cos(xQ\pi) \rightarrow \sin \left(\frac{QR}{P} \pi \right)$ не зависит от x и его можно вынести за знак суммирования

$$\Phi_p(t) = \frac{1}{\pi T_0} \sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\sin \frac{QR}{P} \pi \times \cos(xQ\pi)}{Px + R} \right] \expj[d\omega t].$$

Тогда запишем:

$$\Phi_p(t) = \frac{\sin \frac{RQ}{P} \pi}{\pi T_0} \sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xQ\pi)}{Px + R} \right] \expj[d\omega t]$$

или

$$\Phi_p(t) = \frac{\sin \frac{RQ}{P} \pi}{\pi T_0 P} \sum_{x=-\infty}^{x=\infty} [\cos(xQ\pi)] \exp j[d\omega t]. \quad (3.13)$$

Обозначим в (3.13) $R/P = a$. Тогда СРФ квазиравномерной последовательности импульсов в (3.13) преобразуется к виду:

$$\Phi_p(t) = \frac{\sin(aQ\pi)}{\pi T_0 P} \sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xQ\pi)}{x+a} \right] \exp j[d\omega t]. \quad (3.14)$$

Изменим пределы суммирования в (3.14), для чего разделим суммирование по x на три части: $x = 0$; $x = +1, +2, \dots, \infty$; $x = -1, -2, \dots, -\infty$. При x положительных и отрицательных сумма удвоится.

$$\sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xQ\pi)}{x+a} \right] = \frac{1}{a} + \sum_{x=1}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xQ\pi)}{a+x} \right] + \frac{1}{a} + \sum_{x=1}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(-xQ\pi)}{a-x} \right].$$

$$\sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xQ\pi)}{x+a} \right] = \frac{1}{a} - 2a \sum_{x=1}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xQ\pi)}{x^2 - a^2} \right].$$

Значения суммы в (3.14) находим в [143]:

$$\sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xP\pi)}{x+a} \right] = \pi \times \frac{\cos\{a \times \pi[(2h+1) - Q]\}}{\sin(a\pi)},$$

где должно выполняться условие из [129]:

$$2h \leq Q \leq 2h + 1.$$

Если принять

$$h = \frac{(Q-1)}{2},$$

тогда условие из [143] выполняется:

$$\sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xQ\pi)}{x+a} \right] = \frac{1}{a} - 2a \left[\frac{1}{2a^2} - \frac{\pi}{2a \times \sin(a\pi)} \right] = \frac{\pi}{\sin(a\pi)}$$

и запись для СРФ δ -импульсов КРП примет вид:

$$A_{\text{срф.крп}} = \frac{\sin(aQ\pi)}{T_0 P \times \sin(a\pi)}. \quad (3.15)$$

Спектр амплитуд КРП прямоугольных импульсов единичной ширины образуется пропусканием СРФ δ -импульсов из (3.15) через идеальный формирующий фильтр с прямоугольным окном (ИФФ) с шириной окна, равной T_0 . Другое название ИФФ – экстраполятор нулевого порядка. Его временной характеристике

$$H_s(t) = \mathbf{1}(t) - \mathbf{1}(t - T_0)$$

соответствует частотная характеристика

$$L(\omega) = \frac{2}{\omega} \times \sin\left(\omega \frac{\tau_H}{2}\right) = \frac{T_0 P}{\pi d} \times \sin\left(\frac{d}{P} \pi\right), \quad (3.16)$$

где

$$\omega = \frac{2\pi d}{PT_0}, \tau_H = T_0.$$

Тогда модуль спектра амплитуд КРП импульсов запишется окончательно:

$$|A_{\text{крп}}| = \frac{\sin\left(\frac{d}{P} \pi\right) \times \sin\left(\frac{RQ}{P} \pi\right)}{\pi d \times \sin\left(\frac{R}{P} \pi\right)}, \quad (3.17)$$

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, $T_0/2$.

Моделирование в программе FASTMEAN 6.1 (рисунки 3.5 и 3.6) полностью совпало с результатами расчета по (3.17), что подтвердило корректность модели СРФ КРП.

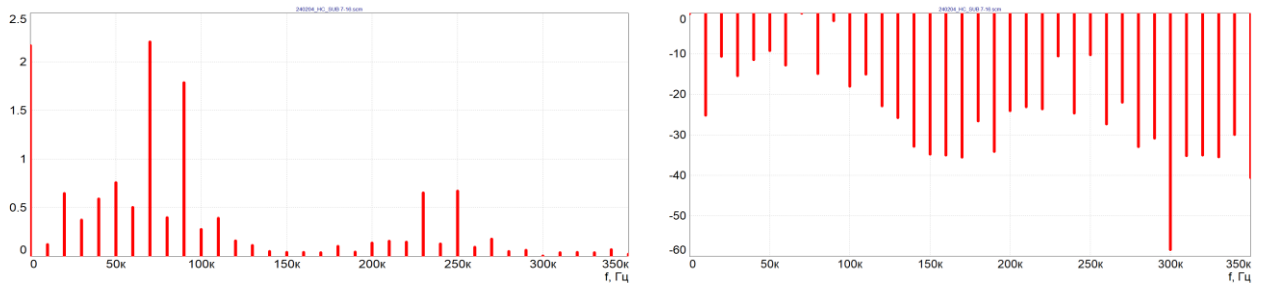


Рис. 3.5. Моделирование спектра КРП импульсов ширины T_0 при $f_{\text{опвч}} = 160\text{кГц}$, $P = 16$ и $Q = 7$ в линейном масштабе, а); в логарифмическом масштабе, б)

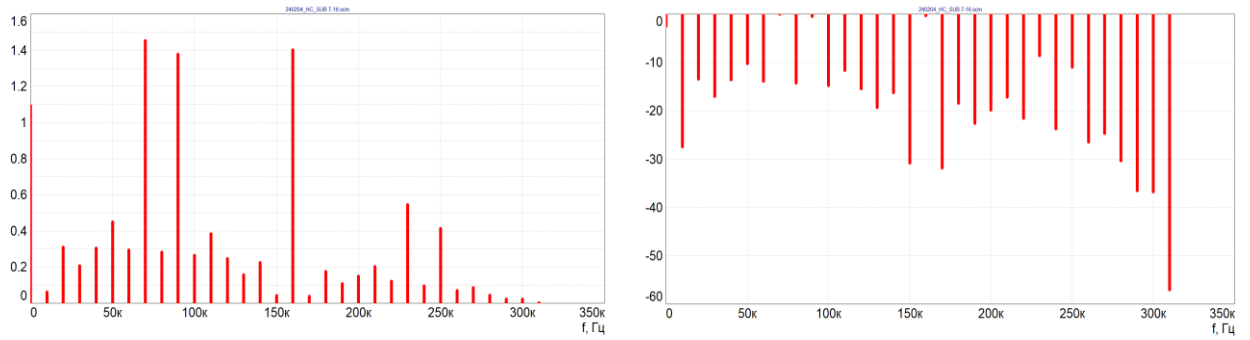


Рис. 3.6.а. Моделирование спектра КРП импульсов ширины $T_0/2$ при $f_{\text{опВЧ}} = 160\text{кГц}$, $P = 16$ и $Q = 7$ в линейном масштабе, а); в логарифмическом масштабе, б)

Выражение (3.15) – сложнопериодическую решетчатую функцию квазиравномерной последовательности δ -импульсов, полученную с помощью разложения рационального числа $N = P/Q$ в цепную дробь по алгоритму Евклида, можно рассматривать как спектр этого рационального числа.

При такой интерпретации временную ось следует заменить на числовую, а период тактового (единичного) интервала T_0 следует принять, равным единице. Тогда формула (3.15) для спектра рационального числа N примет вид (3.18):

$$A_{\text{срф}_N} = \frac{\sin\left(\frac{RQ}{P}\pi\right)}{P \times \sin\left(\frac{R}{P}\pi\right)}. \quad (3.18)$$

Период этой последовательности равен P единичных интервалов. Выражение (3.18) является еще одной **уникальной** характеристикой рационального числа N , что позволяет говорить о создании основы спектральной теории рациональных чисел.

Применительно к задачам цифрового и цифроаналогового синтеза частот, метод СРФ, как основной элемент спектральной теории чисел, позволяет получать спектры периодических колебаний различной формы (с разными оконными функциями) в свернутом виде.

3.4. Спектр псевдомеандра

Основой для получения двухуровневых колебаний вида псевдомеандр (ПМ) служит КРП δ -импульсов или активных перепадов. Амплитуда полезной компоненты спектра псевдомеандра будет максимальной в случае

$$\sin \frac{Q\tau_{и}}{PT_0} \pi = 1,$$

т.е. при относительной ширине импульса

$$\frac{\tau_{и}}{T_0} = (2n + 1) \frac{P}{2Q} \quad (3.19)$$

и при $n = 0$ станет равной $P/2Q$ [31,104].

Следовательно, псевдомеандр можно получить расширением импульсов КРП до $\approx T_{\text{выхнч}}/2$, т.е., в долях шага сетки, до $\approx P/2Q$ с помощью, например, одновибратора. Если пропустить КРП через счетный триггер или двоичный счетчик импульсов, получим квазимеандр (КМ).

Активные и пассивные перепады у КМ представляют собой КРП [95], в то время, как у ПМ только один перепад активный (КРП), а второй перепад сдвинут относительно активного перепада на фиксированное время.

Возможны три варианта синтеза ПМ [31]. В первом (идеальном) случае $\tau_{и} = T_{\text{выхнч}}/2 = PT_0/2Q$ во всем диапазоне синтезируемых частот, например, в октавном.

Во втором случае величина $\tau_{и}$ жестко фиксирована и равна $T_{\text{выхнч}}/2$ только на одной частоте диапазона, например, на частоте с номером $Q_{\text{ср}} = \sqrt{Q_{\text{макс}}Q_{\text{мин}}}$.

В третьем случае $\tau_{и}$ формируется цифровым способом; при этом равенство (3.18) в общем случае не может иметь места. Получение наибольшего значения полезной компоненты с номером Q обеспечивается подстановкой в аргумент синуса в (3.19) числа $[P/2Q]$ – ближайшего целого к рациональному числу $P/2Q$.

Например, амплитудный спектр ПМ первого типа (идеальный ПМ) можно найти, используя формулу (3.17) для СРФ δ -импульсов КРП

$$A_{\text{срф-крп}} = \frac{\sin(aQ\pi)}{T_0P \times \sin(a\pi)}$$

Кроме того, изменится ширина идеального формирующего фильтра – с ширины $T_0/2$ или T_0 на ширину $PT_0/2Q$.

Однако, ПМ не находит широкого применения в технике синтеза частот из-за сложностей формирования импульсов требуемой ширины.

Рассмотрим три пары примеров спектров псевдомеандров, полученных с помощью не dvoичных КА. В первом случае (рисунок 3.7) P и Q оба нечетные: $P = 107$, $Q = 13$ и $N = 8 + \frac{1}{4 + \frac{1}{3}}$ при $f_{\text{выхНЧ}} = 260$ кГц.

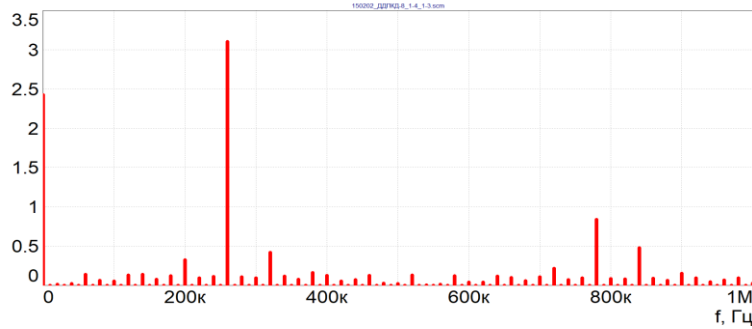


Рис. 3.7. Спектр ПМ при $P = 107$, $Q = 13$ и $f_{\text{опВЧ}} = 2,14$ МГц

Во втором случае для разной четности P и Q : $P = 108$, $Q = 13$ и $N = 8 + \frac{1}{(3+1/4)}$ – на рисунке 3.8 приведен спектр псевдомеандра ПМ при $f_{\text{опВЧ}} = 2,16$ МГц и $f_{\text{выхНЧ}} = 260$ кГц.

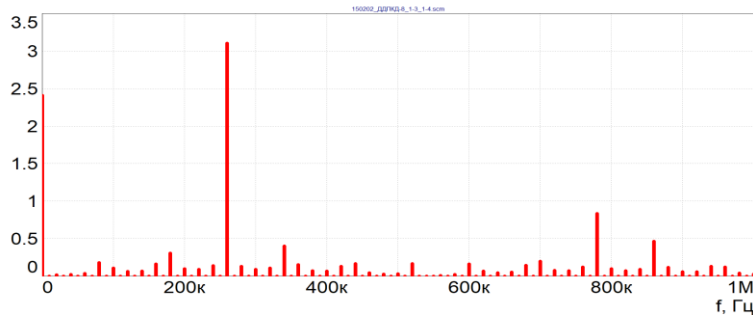


Рис. 3.8. Спектр ПМ при $P = 108$, $Q = 13$ и $f_{\text{опВЧ}} = 2,16$ МГц

В третьем случае приведен вариант спектра псевдомеандра ПМ для «обратной» нечетности пары P и Q : $P = 109$, $Q = 12$ и $N = 9 + \frac{1}{12}$ ($f_{\text{опВЧ}} = 2,18$ МГц и $f_{\text{выхНЧ}} = 240$ кГц) (рисунок 3.9).

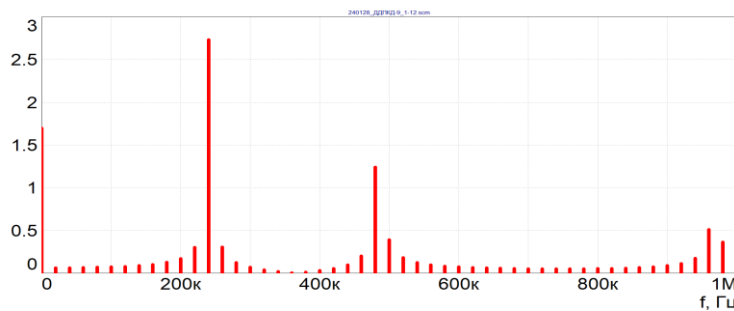


Рис. 3.9. Спектр ПМ при $P = 109$, $Q = 12$ и $f_{\text{опВЧ}} = 2,18$ МГц

Получить колебание вида ПМ технически возможно, но достаточно сложно. Наиболее просто получить ПМЗ с помощью чисто цифровых методов обработки выходной импульсной последовательности.

Но можно (и проще) поступить иначе, пропустив КРП активных перепадов (δ -импульсов) через счетный T -триггер. На выходе T -триггера будет сформирована двухуровневая импульсная последовательность, временное положение обоих перепадов которой автоматически оптимизировано относительно одноименных перепадов идеально равномерной последовательности δ -импульсов требуемой частоты. Такое колебание называют квазимеандром, и оно получило широкое распространение.

Платой за относительную простоту реализации является понижение максимальной синтезируемой частоты в два раза по сравнению с псевдомеандром.

3.5. Спектр квазимеандра

Используя модель КРП [32,109] и строки 4, 5 в таблице 3.1 можно, например, получить спектр цифрового двухуровневого колебания вида квазимеандр с равномерной дискретизацией по времени T_0 .

Для этого поток δ -импульсов тактовой частоты $f_0 = 1/T_0$ надо свернуть с двухуровневым колебанием вида идеальный меандр (ИМ), следующим с частотой $F_s(Q/2P)$ и затем пропустить полученные пачки δ -импульсов через идеальный формирующий фильтр (ИФФ) с прямоугольным или треугольным окном.

Однако, гораздо проще работать со спектрами исходных колебаний, при этом операция свертки заменяется операцией перемножения спектров.

$$A_0(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } T_0 \left(n - \frac{1}{4} \right) < t \leq \left(n + \frac{1}{4} \right) T_0 \\ 0 & \text{при } T_0 \left(n + \frac{1}{4} \right) < t \leq \left(n - \frac{1}{4} \right) T_0, \end{cases}$$

Следует учитывать, что для нечетного Q фазовый сдвиг δ -импульсов тактовой частоты равен нулю, а для четного Q фазовый сдвиг δ -импульсов тактовой частоты равен $T_0/2$ или $n\pi$ в частотной области – рисунок 3.10. Однако, сдвиг импульсов тактовой последовательности на время $T_0/2$ влияет лишь на фазовый спектр КМ.

Приняв, что один из δ -импульсов имеет место в момент времени $t = 0$, запишем для всей последовательности:

$$A_0(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} \delta(t - nT_0),$$

где $|n| = 0, 1, 2, \dots$

Спектр такой последовательности записывается как:

$$A_0(t) = \frac{1}{T_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(jn2\pi P F_s t) = \frac{1}{T_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(jn\Omega t), \quad (3.20)$$

поскольку $\Omega = 2\pi P F_s$. Параметры огибающей $A_1(t)$ определяет алгоритм работы КА.

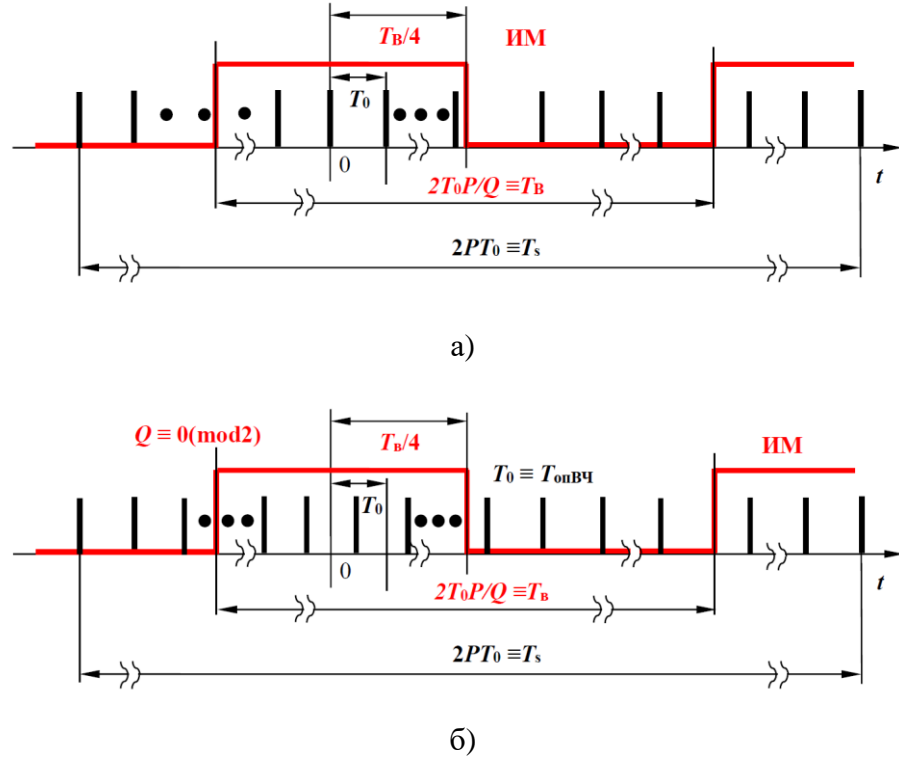


Рис. 3.10. Временная диаграмма формирования КМ

Огибающей $A_1(t)$ для КМ служит гипотетический (идеальный) меандр ИМ единичной высоты с частотой следования $f_{\text{выхнч}} \cong f_B = 1/T_B$ (периодом следования $T_{\text{выхнч}} \cong T_B = 2T_0P/Q$) и шириной импульса $\tau_{\text{И}} = T_0P/Q$ – рисунок 3.10.

$$A_1(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } T_B \left(m - \frac{1}{4}\right) < t \leq \left(m + \frac{1}{4}\right) T_B \\ 0 & \text{при } T_B \left(m + \frac{1}{4}\right) < t \leq \left(m - \frac{1}{4}\right) T_B, \end{cases}$$

где m – натуральное число. Спектр такой последовательности можно записать в виде:

$$A_1(t) = \frac{1}{\pi} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{m}{2}\pi\right)}{m} \exp(j2\pi m Q F_s t). \quad (3.21)$$

С учетом выражений (3.20) и (3.21) можно получить выражение для спектра СРФ КМ в виде перемножения спектров исходных колебаний:

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{срф_км}}(t) &= A_0(t) \times A_1(t) = \\ &= \frac{1}{T_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(j2\pi n P F_s t) \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{m}{2}\pi\right)}{m\pi} \exp(j2\pi m Q F_s t). \end{aligned}$$

$$\Phi_{\text{срф_км}}(t) = \frac{1}{\pi T_0} \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} \sum_{m=-\infty}^{m=\infty} \frac{\sin\left(\frac{m}{2}\pi\right)}{m} \exp[j\omega t(n2P + mQ)]. \quad (3.22)$$

Решение диофантова уравнения в аргументе экспоненты в (3.22)

$$n2P + mQ = d$$

записывается в виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} m = (-1)^{r-1} dP_{r-1} + 2Px \equiv R + 2Px, \\ n = (-1)^r dQ_{r-1} - Qx \equiv L - Qx, \end{array} \right.$$

где $x = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, $R = (-1)^{r-1} dP_{r-1}$ при разложения коэффициента деления $N = 2P/Q$ в цепную дробь по алгоритму Евклида.

Тогда формулу (3.22) можно переписать более подробно:

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{срф_км}}(t) &= \frac{1}{\pi T_0} \sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\sin\left(\frac{(R+2Px)\pi}{2}\right)}{2Px + R} \right] \exp[jd\omega t]; \\ \Phi_{\text{срф_км}}(t) &= \frac{1}{\pi T_0} \sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\sin\left(\frac{R}{2}\pi\right) \times \cos(xP\pi)}{2Px + R} \right] \exp[jd\omega t]. \end{aligned} \quad (3.23)$$

Спектр огибающей СРФ КМ запишется как:

$$A_{\text{срф_км}} = \frac{2}{\pi T_0} \sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\sin\left(\frac{R}{2}\pi\right) \times \cos(xP\pi)}{2Px + R} \right]. \quad (3.24)$$

где $a = R/2P$.

Изменим пределы суммирования в (3.24):

$$\begin{aligned} \sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xP\pi)}{x+a} \right] &= \sum_{x=1}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xP\pi)}{x+a} \right] + \frac{1}{a} + \sum_{x=1}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(-xP\pi)}{-x+a} \right]; \\ \sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xP\pi)}{x+a} \right] &= \frac{1}{a} + 2a \sum_{x=1}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xP\pi)}{a^2 - x^2} \right]. \end{aligned} \quad (3.25)$$

Значения суммы в (3.24) находим в [143]:

$$\sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xP\pi)}{x+a} \right] = \pi \times \frac{\cos\{a \times \pi[(2h+1) - P]\}}{\sin(a\pi)}, \quad (3.26)$$

где должно выполняться условие из [143]:

$$2h \leq P \leq 2h + 1. \quad (3.27)$$

Если принять в (3.26)

$$h = \frac{1}{2}(P - 1),$$

тогда

$$A_{\text{срф_км}} = \frac{\sin\left(\frac{R}{2}\pi\right)}{T_0P} \times \frac{\cos[(0)\pi]}{\sin(a\pi)} \quad (3.28)$$

и

$$A_{\text{срф_км}} = \frac{\sin\left[\left(\frac{R}{2}\right)\pi\right]}{T_0P \times \sin(a\pi)} \quad (3.29)$$

Спектр амплитуд КМ образуется пропусканием СРФ δ -импульсов КМ через идеальный формирующий фильтр с прямоугольным окном и шириной окна, равной PT_0/Q . Другое его название – экстраполятор нулевого порядка. Его временной характеристике

$$H_3(t) = \mathbf{1}(t) - \mathbf{1}(t - T_{\text{выхнч}}/2)$$

соответствует частотная характеристика

$$L(\omega) = \frac{2}{\omega} \times \sin\left(\frac{\omega T_{\text{выхнч}}}{2}\right) = \frac{2PT_0}{\pi d} \times \sin\left(\frac{d\pi}{2P}\right), \quad (3.30)$$

где

$$\omega = \frac{\pi d}{PT_0}.$$

Тогда для идеальной модели КМ

$$|A_{\text{км}}| = \frac{\sin\left(\frac{d\pi}{2P}\right) \times \sin\left(\frac{R\pi}{2}\right)}{\pi d \times \sin\left(\frac{R\pi}{2P}\right)}. \quad (3.31)$$

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 КМ по (3.31) соответствует идеальной модели, не учитывающей конечную длительность фронта (спада) реальных импульсов КМ. Если пропустить СРФ КМ из (3.29) через ИФФ в виде треугольного окна по (3.2), получим КМ с фронтами (спадами), равными T_0 , что

даже превышает возможную длительность переключения логических элементов на предельной частоте их работы:

$$\left| A_{\text{КМреал}} \right| = \frac{2P}{\pi^2 d^2} \times \frac{\sin^2\left(\frac{d\pi}{P}\right) \times \sin\left(\frac{R\pi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{R\pi}{2P}\right)} \quad (3.32)$$

Моделирование в программе FASTMEAN 6.1 (рисунок 3.11) полностью совпало с результатами расчета по (3.31), что подтвердило корректность модели СРФ КМ.

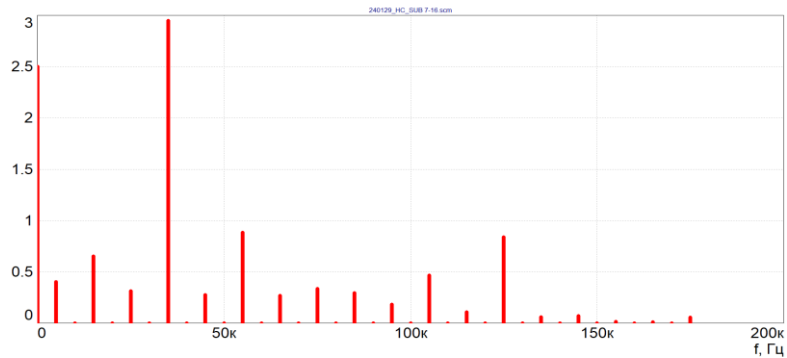


Рис. 3.11. Моделирование спектра импульсов вида КМ при $f_{\text{опВЧ}} = 160\text{кГц}$, $P = 16$ и $Q = 7$ в пакете FASTMEAN 6.0

Дополнительно рассмотрим три пары примеров спектров квазиеандров, полученных с помощью не двоичных КА. На рис. 3.12 приведен спектр квазиеандра КМ для того же случая нечетной пары P и Q :

$$P = 107, Q = 13 \text{ и } N = \left(8 + \frac{1}{4 + 1/3} \right) 2 = 16 + \frac{1}{2 + 1/6} \text{ и } f_{\text{опВЧ}} = 2,14 \text{ МГц}, f_{\text{выхНЧ}} = 130 \text{ кГц.}$$

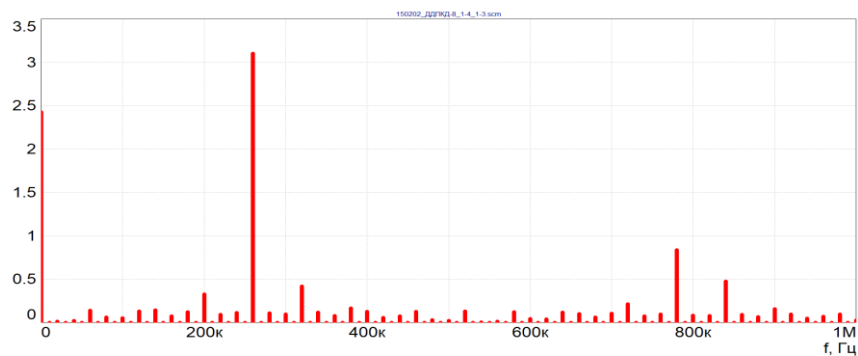


Рис. 3.12. Спектр КМ при $P = 107, Q = 13$

Во втором случае для разной четности P и Q : $P = 108, Q = 13$ на рисунке 3.13 приведен спектр квазиеандра КМ для того же случая разной четности P и Q : $P = 108, Q = 13$ и

$$N = \left(8 + \frac{1}{3 + 1/4} \right) 2 = 16 + \frac{1}{1 + \frac{1}{1 + \frac{1}{1 + \frac{1}{1 + \frac{1}{2}}}}},$$

$f_{\text{опвч}} = 2,16 \text{ МГц}$ и $f_{\text{выхнч}} = 130 \text{ кГц}$.

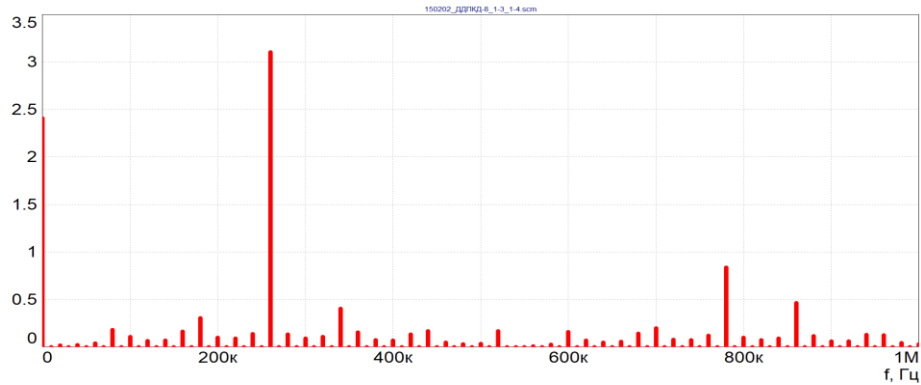


Рис. 3.13. Спектр КМ при $P = 108$, $Q = 13$ и $f_{\text{опвч}} = 2,16 \text{ МГц}$

Аналогично, на рисунке 3.14 приведен вариант спектра квазимеандра КМ для «обратной» пары $P = 109$, $Q = 12$ и $N = \left(9 + 1/12 \right) 2$, $f_{\text{опвч}} = 2,18 \text{ МГц}$ и $f_{\text{выхнч}} = 120 \text{ кГц}$.

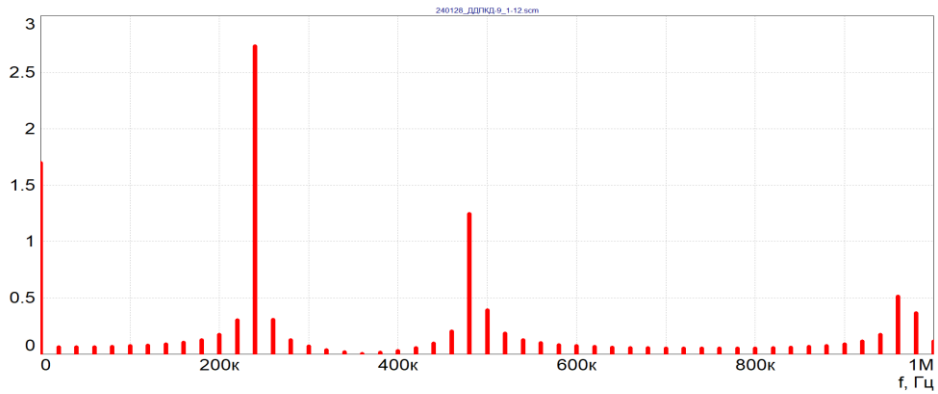


Рис. 3.14. Спектр КМ при $P = 109$, $Q = 12$ и $f_{\text{опвч}} = 2,18 \text{ МГц}$

3.6. Спектр цифрового аппроксимированного треугольника

Используя методику получения спектра КМ, можно, например, получить спектр цифрового аппроксимированного треугольного колебания (ЦАТ) с равномерной дискретизацией по времени T_0 – рисунок 3.15.

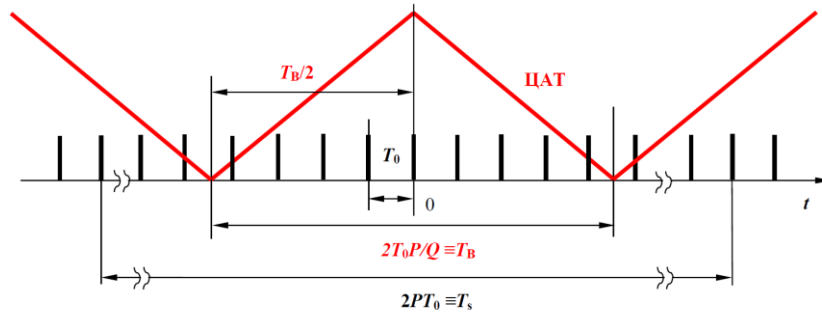


Рис. 3.15. Временная диаграмма формирования ЦАТ

Спектр колебания с треугольной огибающей $A_1(t)$ записывается в виде:

$$A_1(t) = \frac{4}{\pi^2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{m}{2}\pi\right)^2}{m^2} \exp(j2\pi m Q F_s t). \quad (3.33)$$

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{срф_цат}}(t) &= A_0(t) \times A_1(t) = \\ &= \frac{4}{\pi^2 T_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \exp(jn\omega P t) \sum_{m=-\infty}^{\infty} \frac{\left[\sin\left(\frac{m\pi}{2}\right)\right]^2}{m^2} \exp(j2\pi m Q F_s t). \end{aligned} \quad (3.34)$$

$$\Phi_{\text{срф_цат}}(t) = \frac{4}{\pi^2 T_0} \sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\left[\sin\left(\frac{(R+2Px)}{2}\pi\right)\right]^2}{(2Px + R)^2} \right] \exp[jd\omega t]; \quad (3.35)$$

Посмотрим на квадратные скобки формулы (3.35) и запишем их иначе:

$$\left[\frac{\left[\sin\left(\frac{(R+2Px)}{2}\pi\right)\right]^2}{(2Px + R)^2} \right] = \left[\frac{\sin\left(\frac{(R+2Px)}{2}\pi\right)}{(2Px + R)} \right] \times \left[\frac{\sin\left(\frac{(R+2Px)}{2}\pi\right)}{(2Px + R)} \right]. \quad (3.36)$$

$$A_{\text{срф_цат}} = \frac{4 \left[\sin\left(\frac{R}{2}\pi\right)\right]^2}{\pi^2 T_0} \sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left\{ \left[\frac{\cos(xP\pi)}{2Px + R} \right] \times \left[\frac{\cos(xP\pi)}{2Px + R} \right] \right\}$$

или

$$A_{\text{срф_цат}} = \frac{\left[\sin\left(\frac{R}{2}\pi\right)\right]^2}{\pi^2 T_0 P^2} \sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left\{ \left[\frac{\cos(xP\pi)}{x + \frac{R}{2P}} \right] \left[\frac{\cos(xP\pi)}{x + \frac{R}{2P}} \right] \right\}. \quad (3.37)$$

Обозначим в формуле (3.32) $R/2P = a$, $\pi P = b$, и перепишем спектр амплитуд СРФ ЦАТ в (3.35):

$$A_{\text{срф_цат}} = \frac{\left[\sin\left(\frac{R}{2}\pi\right)\right]^2}{\pi^2 T_0 P^2} \sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left\{ \left[\frac{\cos(xb)}{x + a} \right] \times \left[\frac{\cos(xb)}{x + a} \right] \right\}. \quad (3.38)$$

Изменим пределы суммирования в (3.38) аналогично (3.26) и получим для каждого сомножителя:

$$\begin{aligned} \sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xb)}{x + a} \right] &= \sum_{x=1}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xb)}{x + a} \right] + \frac{1}{a} + \sum_{x=1}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(-xb)}{-x + a} \right]; \\ \sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xb)}{x + a} \right] &= \frac{1}{a} + 2a \sum_{x=1}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xb)}{a^2 - x^2} \right]. \end{aligned} \quad (3.39)$$

$$\frac{\left[\sin\left(\frac{R}{2}\pi\right)\right]^2}{\pi^2 T_0 P^2} \times \frac{2PT_0}{\pi d} \times \sin\left(\frac{d}{2P}\pi\right) = \frac{\sin\left(\frac{d}{2P}\pi\right) \times \left[\sin\left(\frac{R}{2}\pi\right)\right]^2}{2\pi^3 dP}. \quad (3.40)$$

Значения суммы в (3.39) находим в [143] аналогично (3.26):

$$\sum_{x=1}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xb)}{a^2 - x^2} \right] = -\frac{1}{2a^2} + \frac{\pi \cos\{a \times \pi[(2h+1) - P]\}}{2a \times \sin(a\pi)},$$

где должно выполняться условие (3.27) из [143]:

$$2h \leq P \leq 2h + 1.$$

Если принять

$$h = \frac{1}{2}(P - 1),$$

тогда спектр амплитуд ЦАТ запишется в виде:

$$A_{\text{цат}} = \frac{\sin\left(\frac{d\pi}{2P}\right) \times \left[\sin\left(\frac{R\pi}{2}\right)\right]^2}{2\pi dP} \times \left\{ \frac{\cos\{a \times \pi[(2h+1) - P]\}}{\sin(a\pi)} \right\}^2.$$

И окончательно:

$$A_{\text{цат}} = \frac{\sin\left(\frac{d\pi}{2P}\right)}{2\pi dP} \times \left[\frac{\sin\left(\frac{R\pi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{R\pi}{P}\right)} \right]^2. \quad (3.41)$$

На рисунке 3.16.а представлены временные диаграммы КРП импульсов переполнения $V(26)$, квазиеандра (КМ) $V(29)$, цифрового пилообразного колебания (пила) $V(70)$ для случая $P = 256$, $Q = 25$, $N = 512/25 = 20 + 12/25$, $F_{\text{вых}} = 25\text{кГц}$; на рисунке 3.16.б и 3.16.в. показаны спектры КМ и пилообразного колебания.

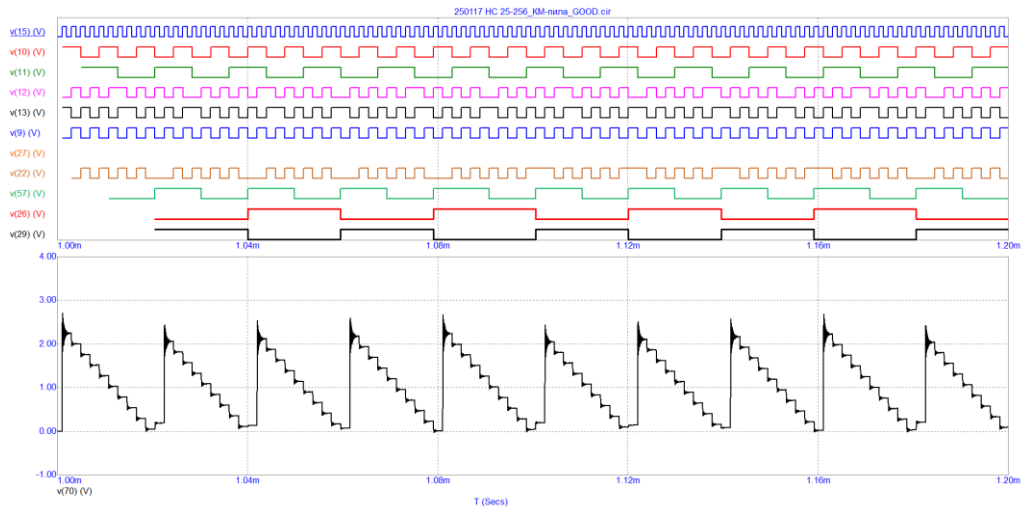


Рис. 3.16.а. Временные диаграммы модели формирования колебания с пилообразной огибающей

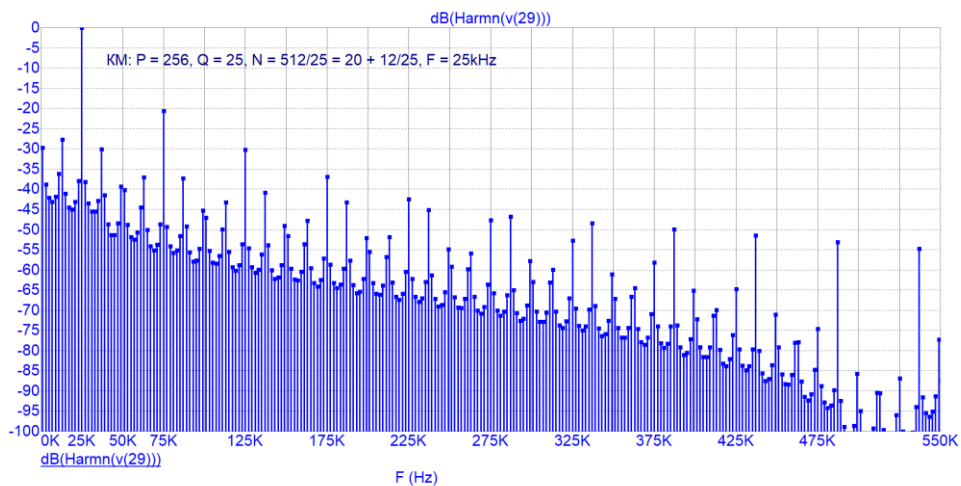


Рис. 3.16.б. Спектр КМ с $N = 20 + 12/25$

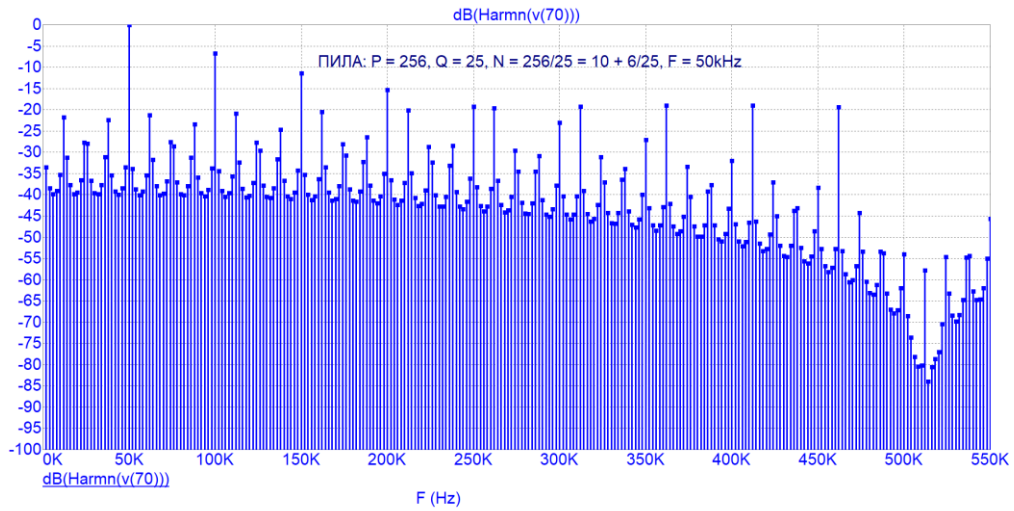


Рис. 3.16.в. Спектр цифрового пилообразного колебания с $N = 10 + 6/25$

На рисунке 3.17.а представлены временные диаграммы КРП импульсов переполнения $V(26)$, квазизмеандра (КМ) $V(21)$, цифрового аппроксимированного треугольника (ЦАТ) $V(70)$.

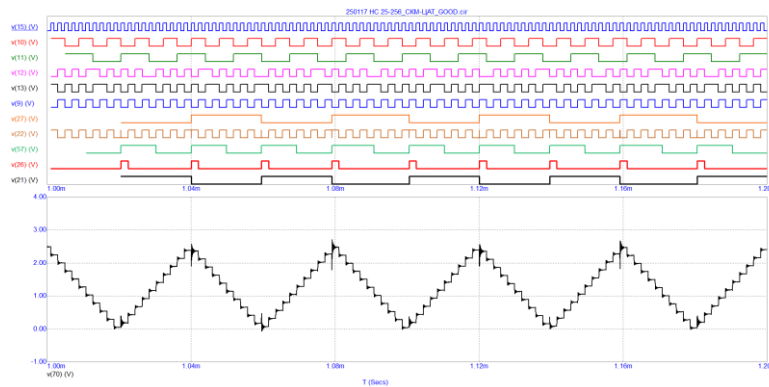


Рис. 3.17.а. Временные диаграммы модели формирования колебания КМ и цифрового аппроксимированного треугольника ЦАТ

На рисунке 3.17.б представлен спектр ЦАТ с $N = 20 + 12/25$.

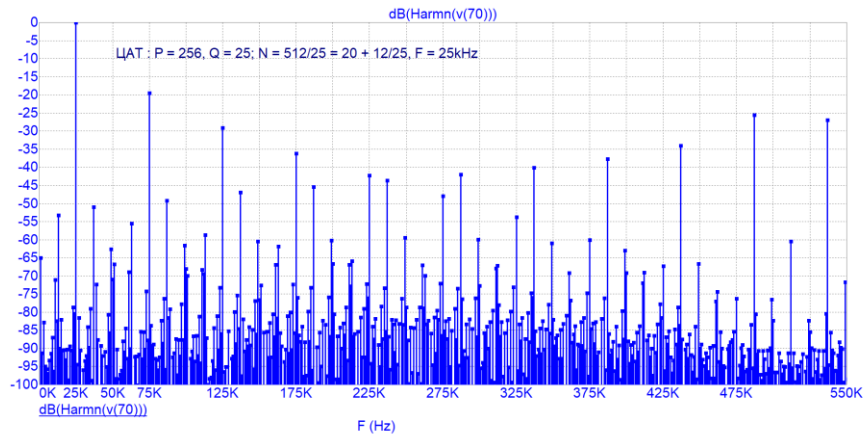
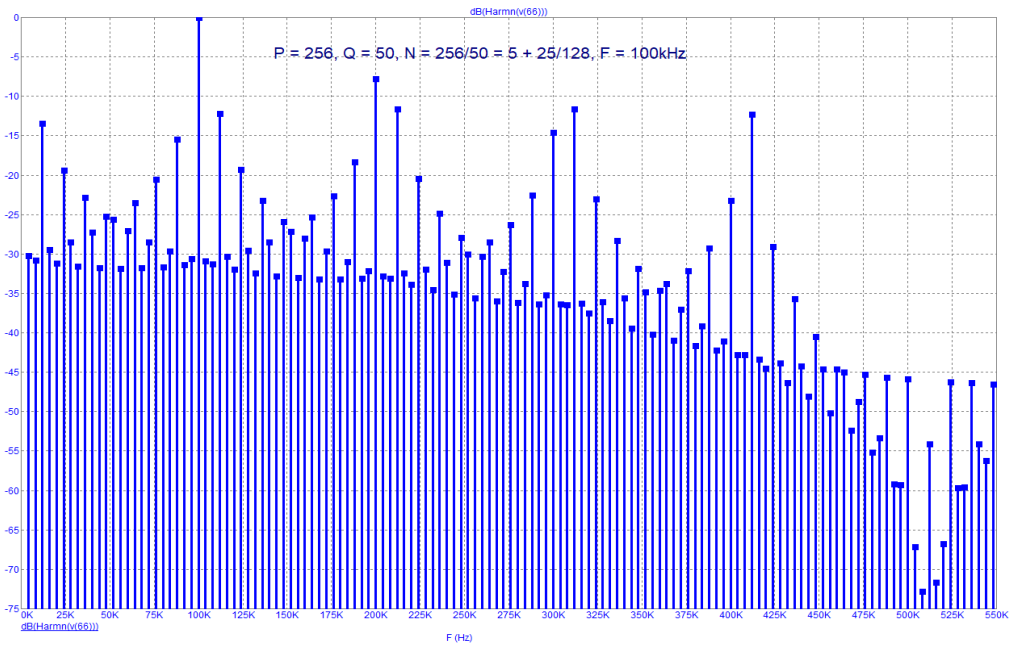
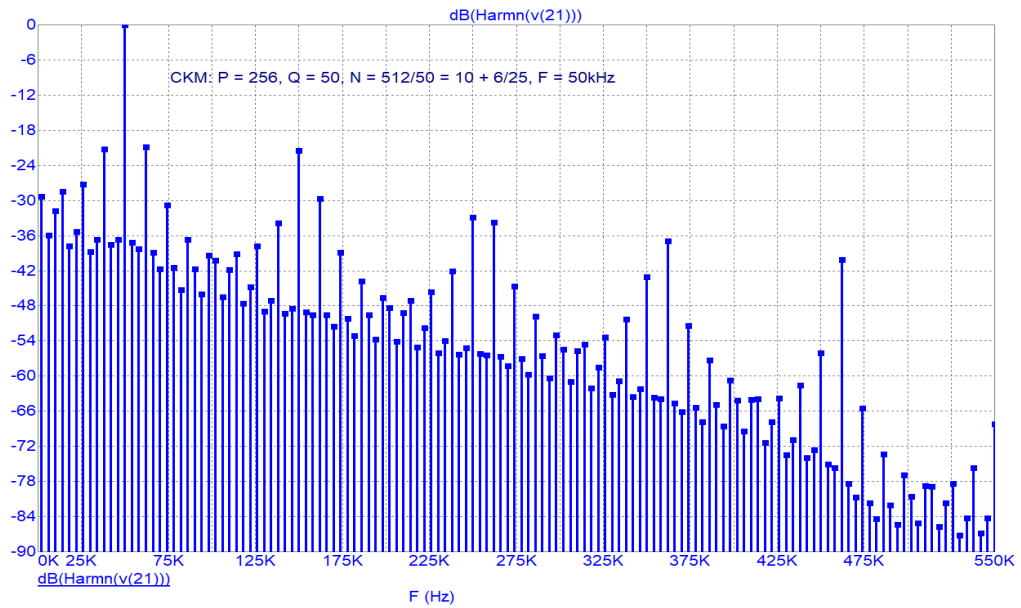


Рис. 3.17.б. Спектр ЦАТ с $N = 20 + 12/25$

На рисунке 3.18.а, б, в приведены спектры пилообразного колебания, КМ и ЦАТ с числом ступеней квантования: $J = P = 256$, $Q = 50$, $f_{\text{опВЧ}} = 512$ кГц.

Рис. 3.18.а. Спектр цифрового пилообразного колебания с $N = 5 + 25/128$ Рис. 3.18.б. Спектр КМ с $N = 10 + 6/25$

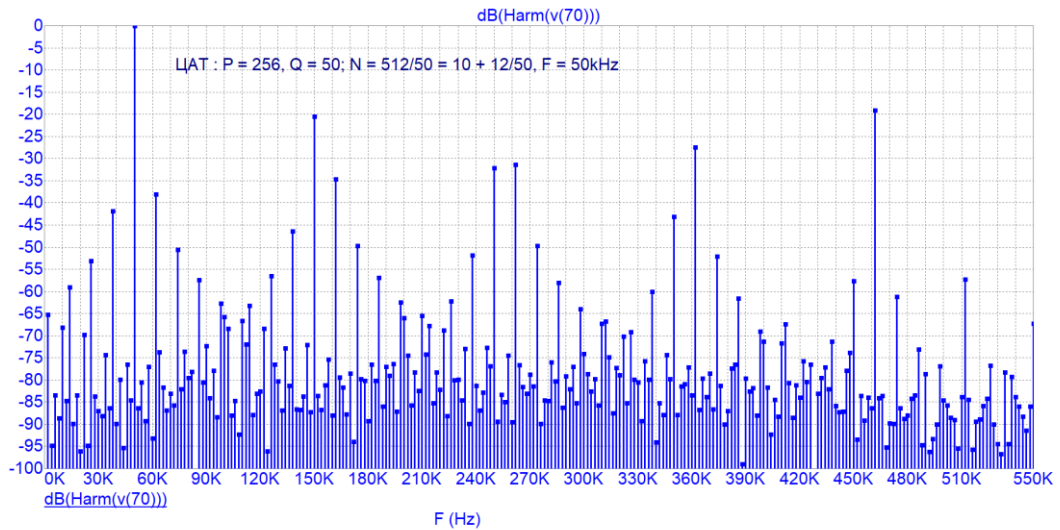


Рис. 3.18,в. Спектр ЦАТ с $N = 10 + 6/25$

Сравнение спектров ЦАТ (рисунок 3.17.б) и КМ (рисунок (3.16.б) 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.

При анализе различных методов пассивного цифрового синтеза частот целесообразно в начале работы создать соответствующую модель СРФ, потом промоделировать ее с помощью пакетов FASTMEAN 6.1 или Microcap 12, и лишь после получения обнадеживающих результатов перейти к выводу аналитических формул.

3.7. Спектр двойного треугольного колебания

Например, можно рассмотреть модель СРФ, на вход которой поступают два треугольных колебания равной амплитуды и с частотами следования, соответственно, $f_{опВЧ}$ и $f_{выхНЧ}$, которые находятся в дробно-кратном соотношении $N = f_{опВЧ}/f_{выхНЧ}$ – рисунок 3.19. Полезной компонентой модели СРФ является колебание на выходе идеального перемножителя. Временные диаграммы модели СРФ приведены на рисунке 3.20, а спектр для трех вариантов коэффициента N приведен на рисунке 3.21.

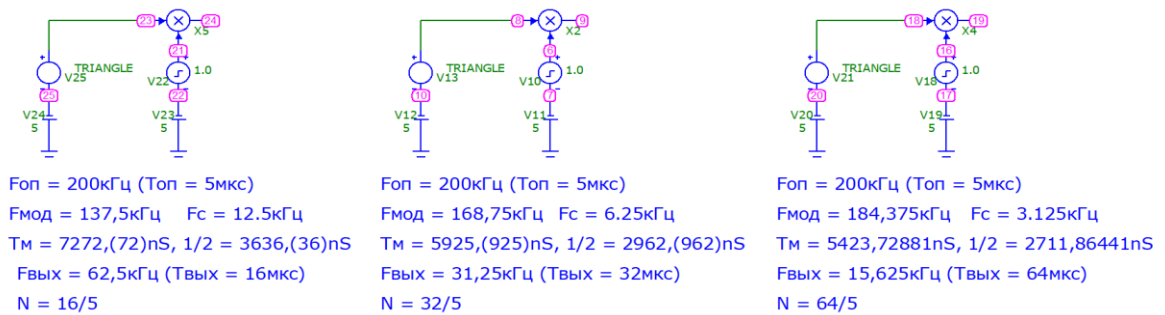


Рис. 3.19. Модель СРФ многоуровневого колебания, полученного перемножением спектров двух треугольных колебаний

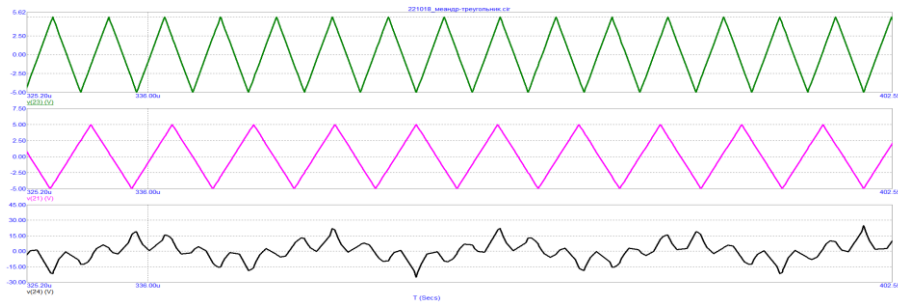


Рис. 3.20. Временные диаграммы модели СРФ: для $N = 16/5$

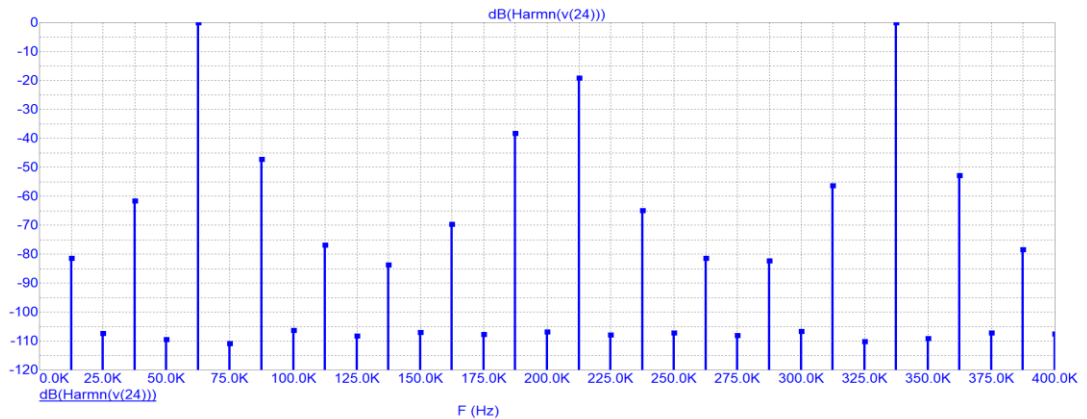
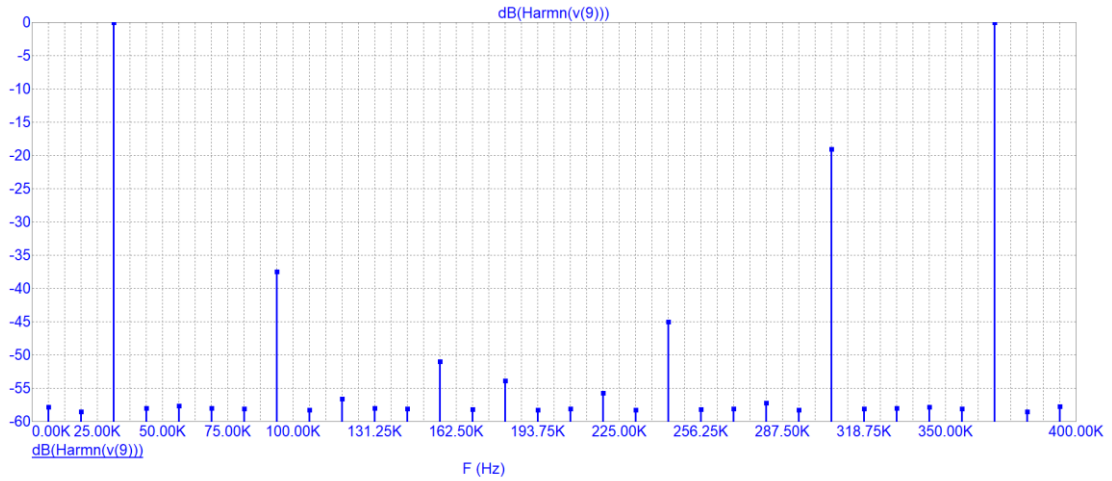
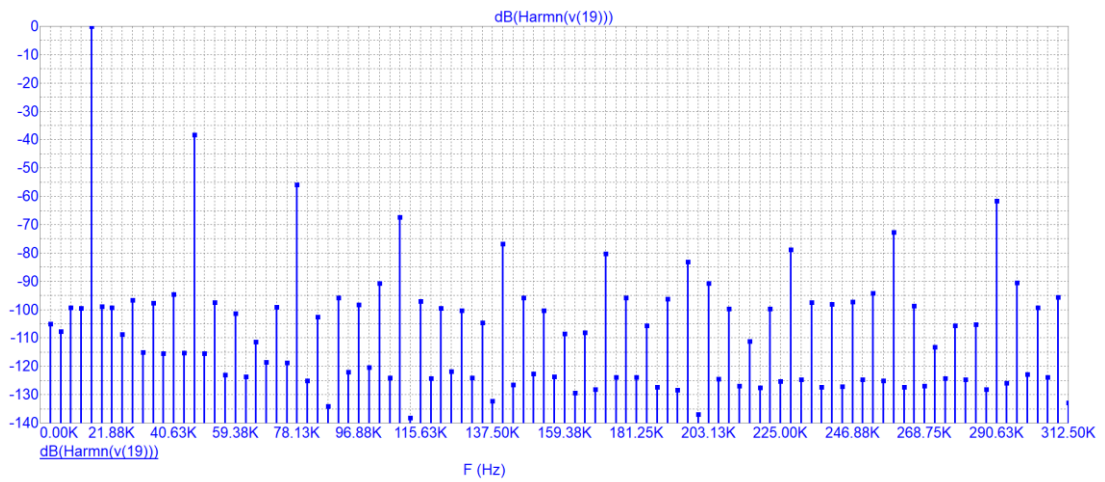


Рис. 3.21.а. Спектр модели СРФ при $N = 16/5$

Рис. 3.21.б. Спектр модели СРФ при $N = 32/5$ Рис. 3.21.в. Спектр модели СРФ при $N = 64/5$

Уровень некрatных дискретных побочных спектральных составляющих пропорционален **четвертой** степени коэффициента деления N , но инженерная реализация такой структуры в настоящее время затруднительна.

3.8. Спектр цифровой аппроксимированной моногармоники

Если положить в модели СРФ $A_1 = \sin\left(\pi\frac{Q}{P}\right)$, $A_2 = A_3 = 0$, получим модель, пригодную для формирования цифрового аппроксимированного моногармонического колебания (ЦАМ) с равномерной дискретизацией по времени $T_{\text{опвч}}$. После ряда теоретико-числовых преобразований и с учетом выражений (3.11) и (3.12) спектр такого колебания можно записать в виде [95]:

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

Тогда спектр амплитуд ЦАМ запишется в виде:

$$A_{\text{цам}}(n) = (-1)^{nP} \frac{\sin\left(\frac{Q}{P}\pi\right)}{\pi(nP \pm Q)}, \quad (3.42)$$

где $n = 0, 1, \dots$

3.9. Спектр цифровой модулированной моногармоники

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 и производят его свертку с моногармоническим колебанием.

Опорное колебание частоты f_0 заменяем потоком импульсов единичной ширины $A_0(t)$ – рисунок 3.22.

Спектр перемножения исходного меандра тактовой частоты $PF_s t$ с моногармоническим колебанием частоты $QF_s t$ записывается как:

$$\Phi_p(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{\sin\left(\frac{n}{2} + Q\right)\pi}{n} \right] \exp(j2\pi F_s t(nP + Q)). \quad (3.43)$$

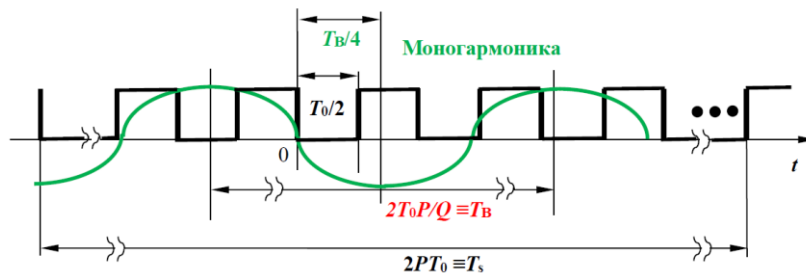


Рис. 3.22. Временная диаграмма формирования ЦММ

При этом учтем, что решение диофантова уравнения в (3.43)

$$n2P + Q = d$$

записывается в виде:

$$n = (-1)^r d Q_{r-1} - Qx \equiv L - 2Qx, \quad (3.44)$$

где $x = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, $L = (-1)^r d Q_{r-1}$.

Тогда полученный спектр запишется как:

$$\Phi_p(t) = \frac{2}{\pi} \sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\sin\left(\frac{(L-Qx)}{2}\pi\right)}{L - 2Qx} \right] \exp[jd\omega t], \quad (3.45)$$

где

$$\sin\left(\frac{(L - Qx)}{2}\pi\right) = \sin\left(\frac{L}{2}\pi\right)\cos\left(\frac{Qx}{2}\pi\right) - \sin\left(\frac{Qx}{2}\pi\right)\cos\left(\frac{L}{2}\pi\right). \quad (3.45)$$

В итоге выражение для амплитуды в формуле (3.45) с учетом (3.46) разобьется на два слагаемых:

$$A_1 = \frac{2}{\pi} \sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\sin\left(\frac{L}{2}\pi\right)\cos\left(\frac{Qx}{2}\pi\right)}{L - 2Qx} \right]$$

или

$$A_1 = \frac{2 \times \sin\left(\frac{L}{2}\pi\right)}{\pi} \sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\cos\left(\frac{Qx}{2}\pi\right)}{L - 2Qx} \right]; \quad (3.47)$$

$$A_2 = \frac{2}{\pi} \sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\sin\left(\frac{Qx}{2}\pi\right)\cos\left(\frac{L}{2}\pi\right)}{L - 2Qx} \right]$$

или

$$A_2 = \frac{2 \times \cos\left(\frac{L}{2}\pi\right)}{\pi} \sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\sin\left(\frac{Qx}{2}\pi\right)}{L - 2Qx} \right]. \quad (3.48)$$

Обозначим $L/2Q = a$; $Q/2 = b$ и перепишем (3.47) и (3.48):

$$A_1 = \frac{\sin\left(\frac{L}{2}\pi\right)}{\pi Q} \sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xb\pi)}{a - x} \right]; \quad (3.49)$$

$$A_2 = \frac{\cos\left(\frac{L}{2}\pi\right)}{\pi Q} \sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\sin(xb\pi)}{a - x} \right]. \quad (3.50)$$

Изменим пределы суммирования в (3.49), для чего разделим суммирование по x на три части: $x = 0$; $x = +1, +2, \dots, \infty$; $x = -1, -2, \dots, -\infty$. При x положительных и отрицательных сумма по a удвоится вследствие четности косинуса. С помощью формул из [143] преобразуем полученное выражение:

$$\sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xb\pi)}{a - x} \right] = \frac{1}{a} - 2a \sum_{x=1}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xb\pi)}{(a - x)^2} \right],$$

значения сумм в (3.49) и (3.50) находим в [143] аналогично (3.25):

$$\sum_{x=1}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xb)}{a^2 - x^2} \right] = -\frac{1}{2a^2} + \frac{\pi \cos\{a \times \pi[(2h+1) - P]\}}{2a \times \sin(a\pi)},$$

где должно выполняться условие (3.27) из [143]:

$$2h \leq P \leq 2h + 1.$$

Если принять

$$h = \frac{1}{2}(P - 1),$$

тогда спектр амплитуд

$$\sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\cos(xb\pi)}{a^2 - x^2} \right] = \frac{1}{a} - 2a \left\{ \frac{1}{2a^2} - \frac{\pi}{2a \times \sin(a\pi)} \right\}. \quad (3.51)$$

Аналогично поступим с формулой суммирования в (3.50):

$$\sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\sin(xb\pi)}{a - x} \right] = -2 \sum_{x=1}^{x=\infty} \left[\frac{x \times \sin(xb\pi)}{a^2 - x^2} \right].$$

$$\sum_{x=-\infty}^{x=\infty} \left[\frac{\sin(xb\pi)}{a^2 - x^2} \right] = -\frac{\pi \times 0}{2 \times \sin(a\pi)} = 0.$$

Тогда с учетом (3.51) спектр амплитуд ЦММ запишется в виде:

$$A_{\text{ЦММ}} = \frac{\sin\left(\frac{L}{2}\pi\right)}{2Q \times \sin\left(\frac{L}{Q}\pi\right)}; \quad (3.52)$$

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

Модель многоуровневого модифицированного автомата с моногармонической тактируемой меандром огибающей можно представить в виде, показанном на рисунке 3.23,а. Временные диаграммы показаны на рисунке 3.23,б. Спектр выходного квазигармонического колебания вида ЦАМ показан на рисунке 3.23,в. Спектр выходного квазигармонического колебания вида ЦММ показан на рисунке 3.23,г.

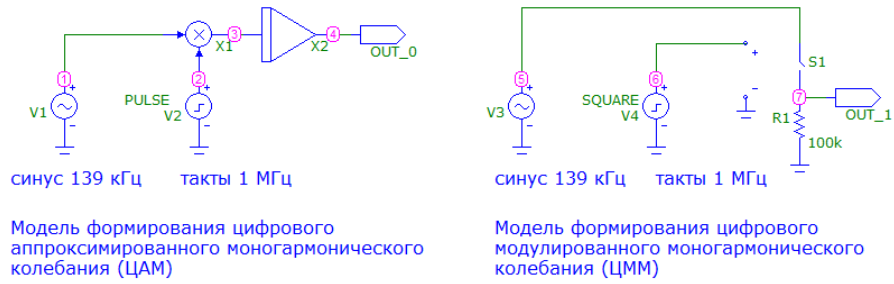


Рис. 3.23.а. Модель формирования цифрового моногармонического колебания: цифровой аппроксимированной моногармоники (слева) и цифровой модулированной моногармоники (справа)

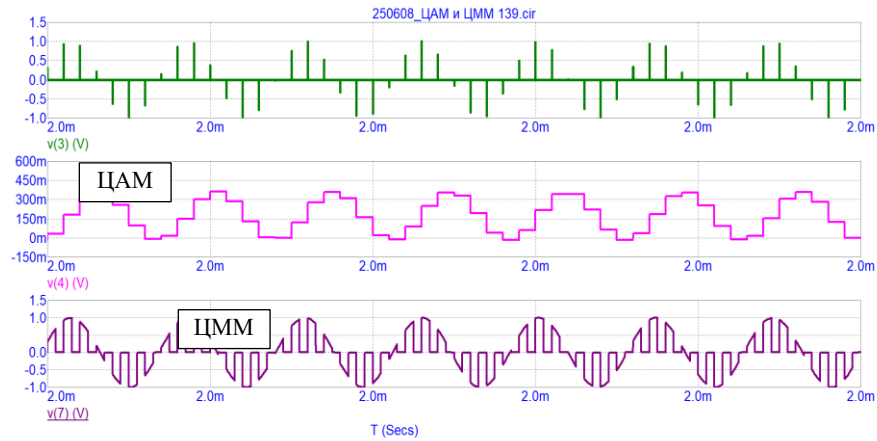
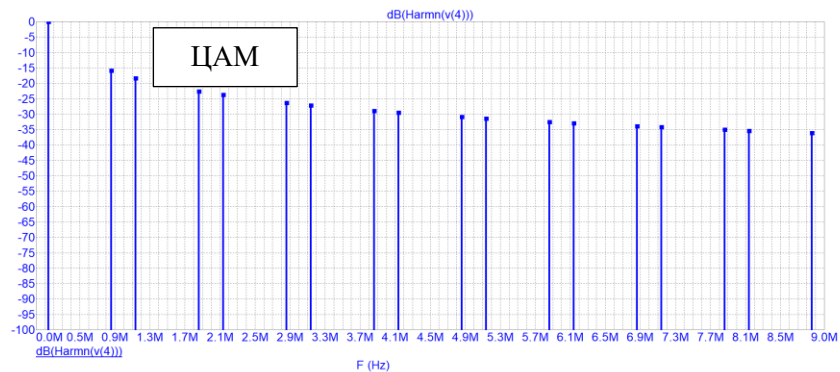
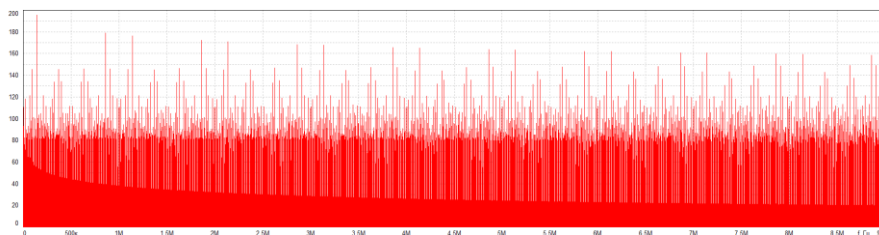


Рис. 3.23.б. Временные диаграммы формирования цифрового моногармонического колебания

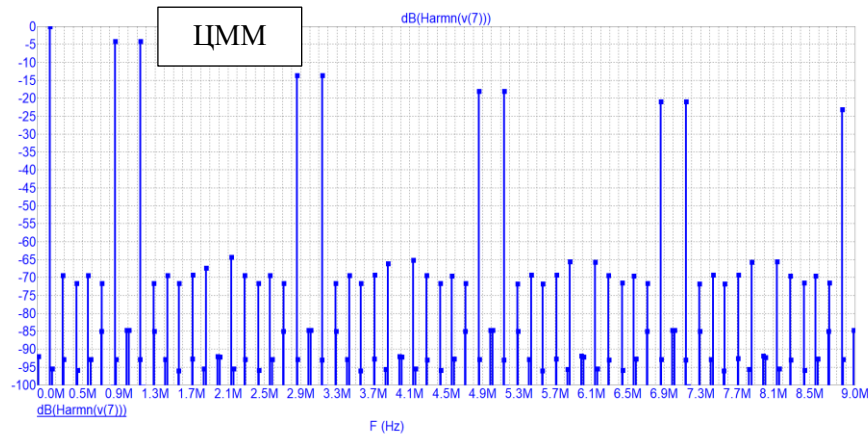


а)



б)

Рис. 3.23.в. Распределение спектральных компонент выходного сигнала многоуровневого ПЦС с моногармонической огибающей при $P = 1000$, $Q = 139$ для идеальной модели: а) в программе Microcap12; б) в программе FASTMEAN 6.1



а)



б)

Рис. 3.23.г. Распределение спектральных компонент выходного сигнала многоуровневого ПЦС с моногармонической огибающей при $P = 1000$, $Q = 139$ для модели с дополнительным тактированием: а) в программе Microcap12; б) в программе FASTMEAN 6.1

Ширина первого лепестка спектра (зона Найквиста) 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 (рисунок 3.22).

На рисунке 3.24 приведен пример распределения спектральных компонент выходного колебания многоуровневого ПЦС с квазимоногармонической огибающей для идеальной модели (ЦАМ) согласно формуле (3.42) и для модели с дополнительной модуляцией меандром (ЦММ), при $P = 100$, $Q = 139$ – появляются дополнительные некратные спектральные компоненты, однако уровни полезных компонент спектра у ЦММ убывают значительно медленнее, чем у ЦАМ).

На рисунке 3.24 показано, что полезные компоненты спектра в лепестках более высоких порядков можно выделить с помощью полосовых фильтров для формирования сетки частот в более высокочастотных диапазонах.

При этом, разумеется, относительный уровень помех возрастает, поскольку амплитуда полезной компоненты спектра у ЦАМ уменьшается по закону $\sin(x)/x$ – таблица 3.2.

$$U_{\text{ЦАМ}_{139\text{кГц}}} = -15,1\text{дБ}_{\text{ИМ}}, \quad U_{\text{ЦММ}_{139\text{кГц}}} = -5,8\text{дБ}_{\text{ИМ}}$$

Таблица 3.2. Уровень спектральных компонент в лепестках

Компоненты спектра, дБ	Первый лепесток		Второй лепесток		Третий лепесток		Четвертый лепесток		Пятый лепесток		Шестой лепесток	
	Q	$P-Q$	$P+Q$	$2P-Q$	$2P+Q$	$3P-Q$	$3P+Q$	$4P-Q$	$4P+Q$	$5P-Q$	$5P+Q$	$6P-Q$
ЦАМ	0	-15,7	-18,7	-22,7	-23,9	-26,3	-27,7	-29,2	-29,6	-31,3	-31,4	-32,7
ЦММ	0	-4,4	-4,4	-67,3	-64,6	-13,5	-13,9	-66,2	-65,2	-18,3	-18,3	-65,7
$\Delta=U_{\text{ЦАМ}}-U_{\text{ЦММ}}$	9,3	23,4	24,3	44,6	40,7	12,8	24,1	37,0	35,6	13,0	13,1	33,0

В предельном (идеальном) случае в спектре ЦАМ присутствуют только полезная компонента с номером Q и паразитная зеркальная относительно тактовой частоты P компонента с номером $P - Q$. В лепестках спектра высших порядков присутствуют также компоненты с номерами $P + Q$, $2P - Q$ и т.д.

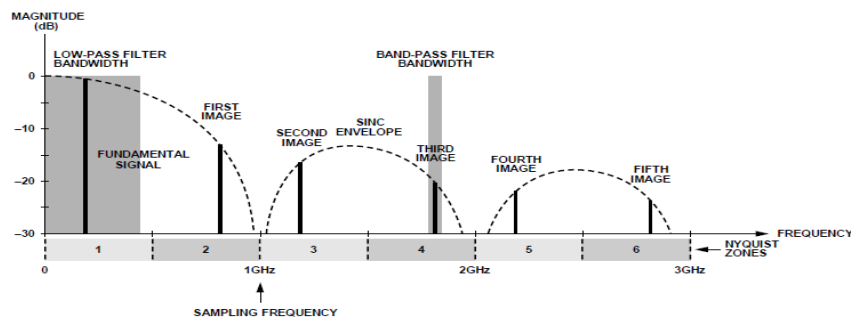


Рис. 3.24. Расширение диапазона выходного сигнала «вверх» многоуровневого ПЦС с моногармонической огибающей для идеальной модели

Однако, следует учитывать, что модель [104] справедлива для случая, когда число J уровней квантования h_j выходного ЦАП строго равно или целократно емкости НС P . В случае идеально точного квантования с числом градаций $P = nJ$, $n = 1, 2, \dots$ спектр ЦАМ содержит только полезную составляющую с номером Q и комбинационные помехи $nP \pm Q$ в соответствии с (3.42). Если числа J и P находятся в дробно-кратном соотношении, то появляется ошибка преобразования текущей (мгновенной) фазы в амплитуду выходного колебания (ошибка аппроксимации).

Основная помеховая (зеркальная) составляющая $f_{\text{зерк}}$ с номером Q в выходном колебании DDS будет отображением частоты $f_{\text{выхНЧ}} = 1/T_{\text{выхНЧ}}$ относительно тактовой частоты: $f_{\text{зерк}} = f_{\text{опВЧ}}(P - Q)$. Ее амплитуда будет равна амплитуде выходного колебания с учетом множителя $\sin(x)/x$. Дополнительные помехи будут обязаны своим появлением неидеальности выходного ЦАП – выбросам (*glitches*) на фронтах «ступенек» и разной величине ступенек (разбросу шага квантования Δh).

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

ВЫВОДЫ

1. Метод сложнопериодической решетчатой функции (СРФ) с открытой архитектурой совместно с аппаратом теории чисел позволяет найти спектр рационального числа $N = P/Q$ и обратного ему рационального числа $M = 1/N$; показано, что амплитудные спектры рационального числа N и обратного ему числа M описываются единой формулой.

2. Использование оконных функций различного вида позволяет получать аналитические выражения спектров колебаний при их когерентных преобразованиях:

- неоптимального колебания вида периодической последовательности пачки импульсов;
- оптимальных двухуровневых колебаний – КРП импульсов постоянной ширины и квазимеандра (КМ); показано, что спектр колебания вида КМ обладает наилучшими параметрами их всех рассмотренных ранее двухуровневых колебаний;
- цифрового аппроксимированного треугольного колебания (ЦАТ);
- цифрового аппроксимированного квазимоногармонического колебания (ЦАМ);
- двойного треугольного колебания;
- цифрового модулированного квазимоногармонического колебания (ЦММ).

3. Расчеты и моделирование показало, что некратные ПСС в спектре ЦАТ, начиная с некоторого коэффициента N , убывают по квадратичному закону.

4. Анализ модели СРФ показал, что формирование многоуровневого колебания с дополнительной модуляцией меандром тактовой частоты удваивает ширину основного лепестка спектра и несущественно ухудшает отношение сигнал/помеха при бóльших коэффициентах умножения частоты выходного колебания.

5. Использование метода СРФ позволяет единообразно рассматривать спектры на выходе цифровых и цифроаналоговых синтезаторов частоты, что потенциально приводит к оптимизации структур синтезаторов частоты и к повышению качества формируемых колебаний.

4. ОПТИМАЛЬНЫЙ КОНЕЧНЫЙ АВТОМАТ

Предварительные замечания

В данном разделе приведены структурные реализации оптимальных конечных автоматов и получены аналитические выражения для записи функций выходов и функций переходов прямочастотного и прямопериодного автоматов, а также доказана оптимальность формируемых потоков импульсов (логических перепадов) на их выходах. Кроме того, предложены структуры оптимальных КА с переменной емкостью и повышенным быстродействием [144-158].

Задача цифрового синтеза с помощью оптимального КА заключается в формировании максимально равномерной во времени двухуровневой импульсной последовательности частоты $f_{\text{выхНЧ}} = QF_S$ из опорного высокостабильного и высокочастотного колебания $f_{\text{опВЧ}} = PF_S$, где F_S – шаг сетки частот.

Другими словами, оптимальный КА должен сформировать наиболее равномерную выходную последовательность импульсов из равномерной входной (тактовой) последовательности, при этом числа P и Q целые, взаимно простые и их наибольший общий делитель $(P, Q) = 1$. Отношение $P/Q = N > 1$ есть рациональное число (неправильная дробь конечной длины).

Заметим, что прямочастотный и прямопериодный автоматы отличаются друг от друга только способом представления коэффициента деления N . При описании прямочастотного автомата и при описании прямопериодного автомата коэффициент деления N записывается соответственно:

$$\begin{cases} N = P/Q, \\ N = \lfloor N \rfloor + \alpha/Q \equiv \lfloor N \rfloor + \{P/Q\}, \end{cases} \quad (4.1)$$

где $\alpha = 0, 1, 2, \dots, Q-1$.

Другими словами, прямочастотный автомат формирует выходное колебание (временную последовательность импульсов переполнения ρ_k) в долях периода опорного колебания: $T_{\text{опВЧ}} f_{\text{выхНЧ}} = N^{-1}$, а прямопериодный автомат формирует выходное колебание (временную последовательность импульсов переполнения ρ_k) в долях опорной частоты: $f_{\text{опВЧ}} T_{\text{выхНЧ}} = N$, причем в обоих случаях коэффициентом пропорциональности (прямым или обратным) служит коэффициент деления автомата N . Поэтому можно записать:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{T_{\text{ВыхНЧ}}}{T_{\text{опВЧ}}} = N; \\ \frac{f_{\text{опВЧ}}}{f_{\text{ВыхНЧ}}} = N. \end{array} \right.$$

Последовательность сигнала переполнения r_k на выходе оптимального КА есть квазиравномерная последовательность импульсов (КРП). От двухуровневых импульсных последовательностей других видов ее отличает то замечательное свойство, что одноименные перепады (фронты или спады) КРП расставлены во времени наиболее равномерно; их положение в минимальной степени отличается от положения одноименных перепадов идеально равномерной последовательности (ИРП). Модуль временной ошибки КРП относительно ИРП требуемой частоты не превышает половины периода $T_0 \equiv T_{\text{опВЧ}}$ тактового колебания и является минимально возможной величиной для класса цифровых структур.

Покажем, что на выходе оптимального автомата отклонение КРП точек от ИРП точек той же частоты следования инвариантно начальному сдвигу и по модулю не превышает половины периода тактового интервала.

Теорема 10. Модуль временной ошибки КРП точек на выходе оптимального КА относительно ИРП точек той же частоты инвариантна начальному сдвигу и не превышает половины периода тактового интервала.

Перепишем формулу (2.5)

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

$$\vartheta_n = \left\lfloor \left\lfloor \frac{nP + \lfloor Q\alpha \rfloor}{Q} \right\rfloor - \left\lfloor \frac{nP}{Q} \right\rfloor + \left\lfloor \frac{\lfloor Q\alpha \rfloor}{Q} \right\rfloor \right\rfloor = \lfloor \frac{nP}{Q} \rfloor + \lfloor \alpha \rfloor.$$

$$\vartheta_n = \left\lfloor \frac{nP}{Q} \right\rfloor + \alpha - 1$$

$$\vartheta = \frac{nP}{Q} + \alpha - 1$$

Тогда временная разность ИРП и КРП точек:

$$\vartheta - \vartheta_n \equiv \Delta = \frac{nP}{Q} + \alpha - 1 - \left\lfloor \frac{nP}{Q} \right\rfloor - \alpha + 1 = \left\{ \frac{nP}{Q} \right\} < 1. \quad (4.2)$$

При этом

$$0 \leq \left\{ \frac{nP}{Q} \right\} < 1$$

в случае (2.2) и

$$0 < 1 - \left\{ \frac{nP}{Q} \right\} \leq 1$$

в случае (2.1), но в обоих случаях модуль разности ИРП и КРП

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

Теорема 10 доказана.

Из формулы (4.2) следует, что КРП точек по (2.5) инвариантна начальной фазе и без потери общности выражение (2.5) для мгновенной (текущей) фазы можно переписать в виде:

$$\vartheta_n = \left[n \frac{P}{Q} \right]. \quad (4.3)$$

Период неравномерности такой последовательности равен P тактовых интервалов $T_{\text{опвч}}$ или P единиц безразмерного времени, а на периоде неравномерности T_s укладывается Q выходных импульсов или логических перепадов. Поскольку КРП периодическая функция с периодом неравномерности $T_s = PT_{\text{опвч}} = QT_{\text{выхнч}}$, нас будет интересовать главный интервал (период неравномерности КРП) с номерами $n = 0, 1, 2, \dots, P - 1$ или $n = 1, 2, \dots, P$.

4.1. Прямочастотный конечный автомат

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

Заметим, что применительно к описанию работы прямочастотного оптимального автомата выражение (4.3) следует записать в единицах частоты, в соответствии с (2.18), но без учета начальной фазы, а именно:

$$X_k = \left[k \frac{Q}{P} \right], \quad (4.4)$$

где $k = 0, 1, 2, \dots$.

Конечная разность первого порядка от выражения (4.4) определяет текущую частоту импульсной последовательности на выходе прямочастотного оптимального автомата:

$$\rho_k = \left[k \frac{Q}{P} \right] - \left[(k-1) \frac{Q}{P} \right], \quad (4.5)$$

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

Покажем, что среднеквадратическая частотная ошибка КРП на выходе оптимального прямочастотного автомата относительно ИРП той же частоты минимальна для класса чисто цифровых структур, и в долях периода тактового колебания определяется теоремой:

Теорема 11. Относительная среднеквадратическая частотная ошибка $\sigma_P = \Delta f_k / f_{\text{опвч}}$ на периоде неравномерности $T_s = 1/F_s$ потока импульсов или логических перепадов КРП на выходе оптимального прямочастотного автомата относительно частоты следования идеально равномерной во времени (гипотетической) последовательности точек (импульсов или логических перепадов) ИРП той же частоты равна

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

где P – емкость накапливающего сумматора прямочастотного автомата.

Для доказательства этого утверждения найдем среднеквадратическую на периоде неравномерности структуры выходного потока импульсов (одноименных перепадов) $T_s = 1/F_s$ частотную ошибку между частотой следования идеально равномерной во времени (гипотетической) последовательности импульсов (ИРП) и частотой КРП прямочастотного автомата, выраженную в долях тактовой частоты $f_{\text{опвч}}$.

Определим частоту следования $f_{\text{выхНЧ}}$ идеально равномерной во времени последовательности импульсов ИРП с помощью уравнения:

$$\frac{f_n^\Gamma}{f_{\text{опВЧ}}} = k \frac{Q}{P} - \frac{\gamma}{P},$$

где γ/P – временной сдвиг (начальная фаза) ИРП в момент времени $k = 0$; $\gamma = 0, 1, \dots, P - 1$.
1. Частоту синтезируемой последовательности на выходе прямочастотного автомата КРП определим как:

$$\frac{f_k^C}{f_{\text{опВЧ}}} = \left[\frac{kQ}{P} \right] - \frac{\chi}{P},$$

где χ/P – временной сдвиг (начальная фаза) КРП в момент времени $k = 0$; $\chi = 0, 1, \dots, P - 1$.
Тогда частотная ошибка между ИРП и КРП с одинаковыми номерами k составит

$$\frac{\Delta f_k}{f_{\text{опВЧ}}} = \frac{f_k^\Gamma}{f_{\text{опВЧ}}} - \frac{f_k^C}{f_{\text{опВЧ}}} = k \frac{Q}{P} - \left[k \frac{Q}{P} \right] - \frac{(\gamma - \chi)}{P} = \left\{ k \frac{Q}{P} \right\} - \frac{\varphi}{P},$$

где

$$0 \leq \left\{ k \frac{Q}{P} \right\} < 1 \equiv \frac{\varphi}{P} < 1$$

– дробная часть коэффициента деления прямочастотного КА; $\varphi = \gamma - \chi = 0, 1, 2, \dots, P - 1$. Далее возведем полученное выражение в квадрат:

$$\left(\frac{\Delta f_k}{f_{\text{опВЧ}}} \right)^2 = \left\{ k \frac{Q}{P} \right\}^2 - \frac{2\varphi \left\{ k \frac{Q}{P} \right\}}{P} + \left(\frac{\varphi}{P} \right)^2.$$

На периоде неравномерности T_s структуры потока выходных импульсов (одноименных перепадов) укладывается P импульсов опорного колебания частоты $f_{\text{опВЧ}}$ и Q импульсов синтезируемого колебания $f_{\text{выхНЧ}}$. Сложим все значения частотной ошибки $\left(\frac{\Delta f_k}{f_{\text{опВЧ}}} \right)^2$ на интервале $F_s = 1/T_s$, при этом φ пробегает все k значений от 0 до $P - 1$:

$$\sum_{F_s} \left(\frac{\Delta f_k}{f_{\text{опВЧ}}} \right)^2 = \sum_{k=0}^{P-1} \left[\left(\frac{k}{P} \right)^2 - \frac{2\varphi}{P} \sum_{k=0}^{P-1} \frac{k}{P} + \left(\frac{\varphi}{P} \right)^2 \right],$$

$$\frac{1}{P} \sum_{F_s} \left(\frac{\Delta f_k}{f_{\text{опВЧ}}} \right)^2 = \frac{1}{P} \left[\frac{(P-1)(2P-1)}{6P} - \frac{\varphi(P-1)}{P} + \frac{\varphi^2}{P} \right].$$

Приравняв нулю производную последнего выражения по φ , найдем оптимальное значение взаимного фазового сдвига колебаний гипотетической и синтезируемой частот $\varphi_{\text{опт}} = (P-1)/2$. Тогда наименьшее значение квадрата частотной ошибки

$$\min \sum_{f_s} \left(\frac{\Delta f_k}{f_{\text{опВЧ}}} \right)^2 \equiv \sigma_p^2 = \frac{(P^2 - 1)}{12P}$$

и относительная (отнесенная к тактовой частоте) среднеквадратическая частотная ошибка σ_p на периоде усреднения T_s

$$\sigma_p = \sqrt{\frac{1}{P} \sum_{f_s} \left(\frac{\Delta f_k}{f_{\text{опВЧ}}} \right)^2} = \sqrt{\frac{P^2 - 1}{12P^2}}. \quad (4.6)$$

Теорема 11 доказана. В (4.6) при $P \gg 1$

$$\sigma_p^2 \approx \frac{1}{12}.$$

Ярким представителем прямочастотного автомата является накапливающий сумматор (НС). Накапливающие сумматоры чаще всего строятся по структуре: арифметический комбинационный сумматор (разновидность реализации КС в КА на рисунке 2.2) плюс регистр хранения (схема памяти СП в КА на рисунке 2.2). В этом случае можно реализовать две схемы: с запоминанием результата операции $S_i = A + B$; с накоплением результата $S_{i+1} = S_i$ плюс A . Последняя запись соответствует функционированию НС в системах цифрового синтеза частот.

Арифметический сумматор

Комбинационный сумматор (КС) есть основной логический операционный узел, который в НС выполняет арифметическое сложение кодов двух чисел [46,47,50]. На схемах сумматоры обозначаются буквами *SM*. В отечественных сериях микросхем сумматорам соответствуют буквы ИМ.

Параллельный сумматор в простейшем случае представляет собой n одноразрядных сумматоров, последовательно (от младших разрядов к старшим) соединенных цепями переноса. Однако такая схема сумматора характеризуется сравнительно невысоким быстродействием, так как формирование сигналов суммы и переноса в каждом i -м разряде производится лишь после того, как поступит сигнал переноса с $(i-1)$ -го разряда.

На рисунке 4.1 приведен пример реализации одного разряда сумматора с помощью логических элементов. Хорошо видно, что сигнал переноса формируется с помощью цепочки из трех последовательно включенных логических элементов в то время, как сигнал суммы формируется с помощью цепочки из двух последовательно включенных логических элементов.

Поэтому быстродействие сумматора в основном определяется временем распространения сигнала по цепи переноса. Уменьшение этого времени основная задача при построении параллельных сумматоров.

Полный одноразрядный двоичный сумматор (рисунок 4.1) имеет три входа: a , b для двух слагаемых и ρ_{in} для переноса из предыдущего (более младшего) разряда, и два выхода: S – сумма, ρ_{out} – перенос в следующий (более старший) разряд. Работу его отражает таблица истинности таблице 4.1.

Отметим два момента. *Первый:* в таблице 4.1 выходные сигналы ρ_{out} и S не случайно расположены именно в такой последовательности. Это подчеркивает, что $\rho_{out}S$ рассматривается как двухразрядное двоичное число, например, $1 + 1 = 2_{10} = 10_2$, т. е. $\rho_{out} = 1$, а $S = 0$ или $1 + 1 + 1 = 3_{10} = 11_2$, т. е. $\rho_{out} = 1$, а $S = 1$.

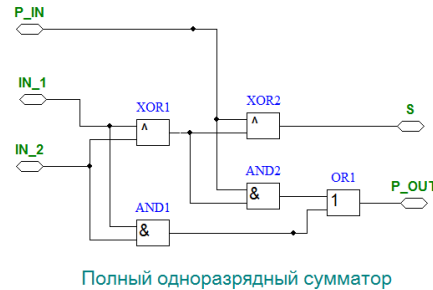


Рис. 4.1. Одноразрядный арифметический сумматор

Второй: выходные сигналы ρ_{out} и S полного двоичного сумматора относятся к классу самодвойственных функций алгебры логики, они инвертируют свое значение при инвертировании всех переменных, от которых зависят.

Таблица 4.1. Полный арифметический сумматор

№ набора	a	b	ρ_{in}	ρ_{out}	S	№ набора	a	b	ρ_{in}	$\bar{\rho}_{out}$	\bar{S}
0	0	0	0	0	0	4	1	0	0	0	1
1	0	0	1	0	1	5	1	0	1	1	0
2	0	1	0	0	1	6	1	1	0	1	0
3	0	1	1	1	0	7	1	1	1	1	1

Уравнения, описывающие работу полного двоичного сумматора, имеют вид:

$$\begin{cases} S = \bar{a}\bar{b}\rho + \bar{a}b\bar{\rho} + a\bar{b}\bar{\rho} + ab\rho; \\ \rho_{out} = \bar{a}b\rho + a\bar{b}\rho + ab\bar{\rho} + ab\rho \end{cases} \quad (4.7)$$

Из выражения (4.7) для S также следует:

$$S = \overline{a \oplus b} \oplus p. \quad (4.8)$$

Так как операция \oplus (сложение по модулю) в выражении (4.8) коммутативна (переменные можно менять местами), то следует, что три входа полного двоичного сумматора абсолютно равноправны и на любой из них можно подавать любую входную переменную.

Заметим, что арифметический сумматор (*adder*) может работать в двух режимах – в режиме суммирования двух чисел (*addition*) и в режиме вычитания (*subtraction*), т.е. осуществлять операцию алгебраического сложения чисел.

Регистры

Регистры (англ. *register*) представляют собой несколько *D*-триггеров, соединенных между собой тем или иным способом. Поэтому принципиальной разницы между ним и отдельными *D*-триггерами не существует [50].

На схемах регистры обозначаются буквами *RG*. В отечественных сериях микросхем регистрам соответствуют буквы ИР. Все регистры делятся на две большие группы:

- параллельные регистры – рисунок 4.2,а;
- регистры сдвига (или сдвиговые регистры – рисунок 4.2,б).

В *сдвиговых регистрах* (рисунок 4.2,б) все триггеры соединены в последовательную цепочку (выход каждого предыдущего триггера соединен со входом *D* следующего триггера). Тактовые входы всех триггеров (*C*) объединены между собой. В результате такой триггер может рассматриваться как дискретная линия задержки, входной сигнал которой последовательно перезаписывается из триггера в триггер по фронту или спаду тактового сигнала *C*.

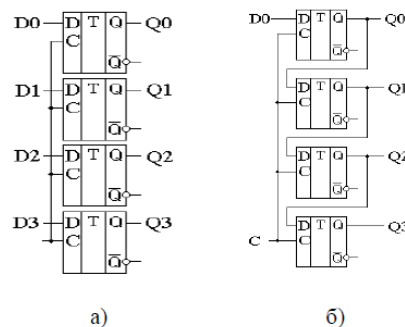


Рис. 4.2. Структура параллельного регистра (а) и сдвигового регистра (б)

В *параллельных регистрах* (рисунок 4.2,а) каждый из триггеров имеет свой независимый информационный вход (*D*) и свой независимый информационный выход. Тактовые входы (*C*) всех триггеров соединены между собой. В результате *параллельный регистр* представляет собой многоарядный, многовходовый триггер.

4.2. Накапливающий сумматор

КА, построенный на основе накапливающего сумматора, иногда называют цифровым управляемым генератором (*Numerical Controlled Oscillator – NCO*). Такое название обусловлено сходством функций цифрового *NCO* и аналогового *VCO* (генератора, управляемого напряжением – ГУН), широко применяемого в системах активного синтеза частот – синтезированных генераторах на основе колец ИФАП.

При пассивном цифровом синтезе возможно построение прямочастотного КА на основе накапливающего сумматора (НС) – рисунок 4.3 [159,160]. В этом случае выходная частота прямо пропорциональна коду управления $Q = f_{\text{выхНЧ}}/F_s$, а емкость НС равна P единиц.

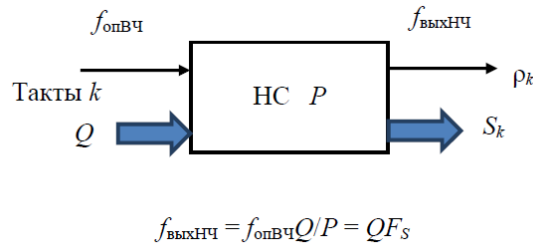


Рис. 4.3. Структурная схема конечного автомата на основе накапливающего сумматора

В прямочастотном синтезе НС используют для формирования кода текущей (мгновенной) фазы S_k , поэтому его еще называют аккумулятором фазы. Выходной код НС S_k представляет собой код текущей (мгновенной) фазы выходного сигнала. Величина Q , которую записывают на вход НС, суть приращение фазы за один такт его работы. Поэтому текущий код выходной частоты практически определяется значением приращения фазы.

В зарубежной литературе НС также называют аккумуляторами фазы и $\Delta\Sigma$ модуляторами. Первое название пришло в теорию и технику ПЦС (*DDS*) из теории и техники цифровых вычислительных машин, а второе – из теории и техники аналого-цифрового преобразования.

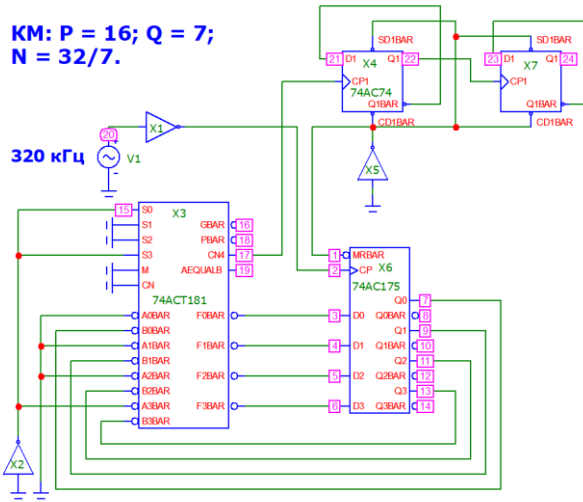
На рисунке 4.4,а, приведена модель 4-х разрядного двоичного НС, на рисунке 4.4,б приведены временные диаграммы его работы при формировании квазимеридиана с параметрами $P = 16$, $Q = 7$ и $N = 32/7$.

Для исключения флуктуаций фазы импульса переполнения ρ_k , вызванных различным временем суммирования парциальных сумм в комбинационной схеме НС, в структуру (рисунок 4.4) введен *D*-триггер X29, тактируемый частотой опорного колебания и управляемый импульсами переполнения (мгновенной частоты) ρ_k .

Требуемое число m разрядов НС определяется соотношением тактовой частоты $f_{\text{опВЧ}}$ и минимальной синтезируемой частоты $f_{\text{выхНЧ}}$:

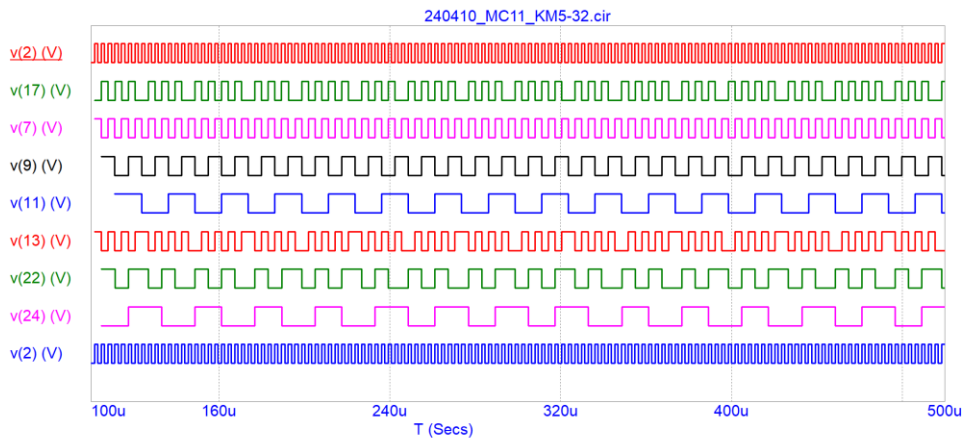
$$m = \lfloor \log_a P \rfloor + 1, \tag{4.9}$$

где a – основание системы счисления.



а)

Рис.4.4,а. Модель 4-х разрядного НС для случая $P = 16, Q = 7, N = 32/7$



б)

Рис.4.4,б. Временные диаграммы работы модели 4-х разрядного НС для случая $P = 16, Q = 7, N = 32/7$

Формализуем описание выходных сигналов НС первого порядка (НС1) – рисунок 4.5 [26,42,43,109,161].

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 $f_{\text{выхНС}} = QF_s$ (рисунок 4.5) и тактовой частоты PF_s .

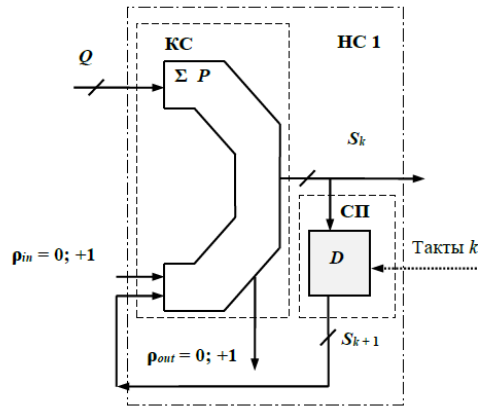


Рис. 4.5. Накапливающий сумматор 1 ($\Delta\Sigma$ модулятор первого порядка $n = 1$)

В таблице 4.2 приведены примеры записи функций переходов и выходов для вариантов НС1 с различным сочетанием (чет/нечет) емкости P и входного числа Q для варианта суммирования (S_k) и для варианта вычитания ($\overline{S_k}$).

Таблица 4.2. Состояния НС1 при различных сочетаниях P и Q

НС 1: $P = 7; Q = 2$									
№	0	1	2	3	4	5	6	7	8
Текущая сумма ($S_k \times P$)	0	2	4	6	1	3	5	0	2
$\overline{S_k} \times P$	7=0	5	3	1	6	4	2	7=0	5
Сигнал переполнения СИ ρ_k	1	0	0	0	1	0	0	1	0
НС 1: $P = 7; Q = 3$									
№	0	1	2	3	4	5	6	7	8
Текущая сумма ($S_k \times P$)	0	3	6	2	5	1	4	0	3
$\overline{S_k} \times P$	7=0	4	1	5	2	6	1	7=0	4
Сигнал переполнения СИ ρ_k	1	0	0	1	0	1	0	1	0
НС 1: $P = 8; Q = 3$									
№	0	1	2	3	4	5	6	7	8
Текущая сумма ($S_k \times P$)	0	3	6	1	4	7	2	5	0
$\overline{S_k} \times P$	8=0	5	2	7	4	1	6	3	8=0
Сигнал переполнения СИ ρ_k	1	0	0	1	0	0	1	0	1

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

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 в соответствии с (4.4) записывают следующим образом:

или

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{S_k}{P} = \left\{ k \frac{Q}{P} \right\} - \text{вариант суммирования;} \\ \frac{S_k}{P} = \left\{ k \frac{P-Q}{P} \right\} - \text{вариант вычитания.} \end{array} \right. \quad (4.10)$$

Оператор $\{x\}$ в (4.10) обозначает выделение дробной части числа x , $0 \leq \{x\} < 1$.

Полезным сигналом, кроме кода текущей (мгновенной) фазы S_k , при двухуровневом синтезе частот 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 4.5 и описываются выражением:

$$\rho_k = \lfloor kQ/P \rfloor - \lfloor (k-1)Q/P \rfloor, \quad \rho_k \in (0, 1). \quad (4.11)$$

Оператор $\lfloor x \rfloor$ в (4.11) обозначает операцию выделения целой части числах, меньшей или равной ему.

Напомним, что функция выхода НС ρ_k в (4.11) есть конечная разность первого порядка от текущей (мгновенной) фазы $\lfloor kQ/P \rfloor$. Конечная разность первого порядка в цифровых (дискретных) системах является аналогом первой производной в аналоговых (непрерывных) системах. Поэтому средняя частота следования импульсов ρ_k суть выходная частота НС: на периоде неравномерности P тактовых интервалов $T_{\text{опВЧ}}$ укладывается Q импульсов переполнения ρ_k и средняя частота их следования есть QF_s .

Значения текущей фазы S_k на периоде неравномерности $T_s = 1/F_s = QT_{\text{выхНЧ}} = PT_{\text{опВЧ}}$ пробегают все значения от 0 до $Q-1$ в очередности, которая определяется арифметической структурой числа $N = P/Q$. Более того. Параметр КА – рациональное число N всегда можно выразить цепной дробью конечной длины, полученной разложением этого коэффициента в цепную дробь по алгоритму Евклида [132].

Временная неравномерность потока выходных импульсов переполнения ρ_k обусловлена дискретным временем переключения КА, целократным периоду тактовых импульсов $T_{\text{опВЧ}}$, в то время, как импульсы требуемой частоты должны быть расставлены во времени равномерно с периодом $T_\Gamma = (P/Q)T_{\text{опВЧ}}$, $P/Q = N$ – рациональное число.

Теорема 12. Прямочастотный конечный автомат на основе НС является оптимальным с точки зрения наименьшей величины временной ошибки $\Delta_{\text{макс}} = \Delta t_{\text{макс}}/T_{\text{опВЧ}}$, т.е. на его выходе формируется квазиравномерная последовательность (КРП) импульсов (одноименных перепадов) требуемой (усредненной на периоде неравномерности $T_s = 1/F_s$) частоты $f_{\text{выхНЧ}}$, временная ошибка между импульсами (одноименными перепадами) которой и импульсами (одноименными перепадами) идеально равномерной (гипотетической) последовательности той же выходной частоты $f_{\text{выхНЧ}}$, по модулю не превышает половины периода тактовой частоты $f_{\text{опВЧ}}$.

Для удобства рассуждения заменим потоки импульсов конечной длительности на входе и выходе НС потоками δ -импульсов с теми же временными параметрами.

Требуется доказать, что модуль текущей временной ошибки оптимального прямочастотного автомата $\Delta_j = |\Delta t_j / T_{\text{опвч}}|$ между δ -импульсами требуемой КРП и ближайшими к ним δ -импульсами опорной ИРП не превышает $1/2$, т.е. $|\Delta_{\text{макс}}| < 1/2$; здесь и далее $j \equiv k$.

Для доказательства совместим δ -импульс с нулевым номером опорной (требуемой) ИРП с моментом времени $t^{\circ}_{\text{гипотетич}} / T_{\text{опвч}} = -1/2$ (в дальнейших обозначениях $t_{\text{гипотетич}} \equiv t_{\Gamma}$, $\Delta_{\text{гипотетич}} \equiv \Delta_{\Gamma}$ и т.д.), а δ -импульс с нулевым номером КРП, формируемой на выходе НС, с моментом времени $t^{\circ}_{\Gamma} / T_{\text{опвч}} = 0$. Тогда для временного сдвига j -го импульса опорной ИРП запишем $\Delta_{\Gamma} = \Delta t_{\Gamma} / T_{\text{опвч}} = kQ/P - 1/2$.

Приняв для временного сдвига k -го импульса квазиравномерной последовательности (КРП) на выходе НС

$$\Delta_k = t_k / T_{\text{опвч}} = \lfloor kQ/P \rfloor, \quad (4.12)$$

для мгновенной временной ошибки между Δ_{Γ} и Δ_k запишем:

$$\Delta_j = \Delta_{\Gamma} - \Delta_k = kQ/P - \lfloor kQ/P \rfloor - 1/2.$$

Поскольку $kQ/P - \lfloor kQ/P \rfloor = \{kQ/P\}$, а $0 \leq \{kQ/P\} < 1$, получим $-1/2 \leq \Delta_j < 1/2$, т.е.

$$|\Delta_{\text{макс}}| < 1/2.$$

Следовательно, формула (4.12) правильно определяет частоту следования δ -импульсов КРП, формируемых на выходе НС. **Теорема 12 доказана.**

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).

Теорема 13. Между двумя ближайшими друг к другу δ -импульсами формируемой КРП, совпадающими с δ -импульсами гипотетической, идеально равномерной ИРП выходной частоты $f_{\text{выхнч}}$, будут расположены $Q - 1$ δ -импульсов формируемой КРП, не совпадающих во времени с соответствующими δ -импульсами выходной ИРП частоты $f_{\text{выхнч}}$.

Для доказательства сместим δ -импульс с нулевым номером требуемой (гипотетической) ИРП относительно δ -импульса с нулевым номером исходной (опорной) ИРП на время $t/T_{\text{опвч}} = \alpha/Q$, где α – целое число, $\alpha \in [0, 1, \dots, Q-1]$; при $\alpha = 0$ и $\alpha = Q$ имеет место совпадение δ -импульсов.

Покажем, что при этом будет иметь место совпадение δ -импульсов исходной ИРП с номерами $i + nP$ с δ -импульсами требуемой ИРП с номерами $j + mQ$, причем $n, m \in (-\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty)$. Для этого запишем:

$$i = jP/Q + \alpha/Q \text{ или } iQ - jP = \alpha.$$

Это диофантово уравнение (уравнение в целых числах) первой степени в другой форме записи [132], имеющее целочисленное решение для j и i .

Периодичность решений обусловлена тем обстоятельством, что через интервал времени $T_S = 1/F_S = QT_{\text{выхНЧ}} = PT_{\text{опВЧ}}$ совпадения δ -импульсов повторяются; следовательно, $i < P$ и $j < Q$.

Задавая α значения от 1 до $Q - 1$ получаем $Q - 1$ значений j , т.е. j также будет принимать целочисленные значения от 1 до $Q - 1$, причем очередность пробегания интервала между целыми числами 1 и $Q - 1$ целочисленным параметром j однозначно определяется арифметической структурой числа $N = P/Q$ – коэффициентом деления КА. Под арифметической структурой числа N подразумевается его разложение в цепную дробь по алгоритму Евклида.

Поэтому можно утверждать, что на периоде неравномерности структуры потока T_S величина $\{N_j\} = \{jP/Q\}$ будет принимать все возможные значения α/Q , где $\alpha \in [0, 1, \dots, Q-1]$. Следовательно, выражение (4.10) правильно описывает временное положение импульсов (одноименных перепадов) КРП, а выражение (4.11) – временной сдвиг в расположении δ -импульсов КРП ρ_k , формируемых на выходе переполнения НС, относительно δ -импульсов гипотетической ИРП требуемой частоты $f_{\text{выхНЧ}}$. **Теорема 13 доказана.**

Временные диаграммы импульсов переполнения ρ_i текущего кода S_i (режим суммирования) и кода \overline{S}_i (режим вычитания) НС для случая $P = 16$ и $Q = 7$ в соответствии с (4.4) и (4.7) приведены в табл.4.3 и на рисунке 4.4.

Заливкой в таблице 4.3 выделен период T_S неравномерности структуры выходного потока импульсов переполнения и текущей суммы T_S ; i – тактовые импульсы.

Таблица 4.3. Диаграмма работы КА на основе НС

i	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
A	0	0	0	1	1	2	2	3	3	3	4	4	5	5	6	6	7
B	-1	0	0	0	1	1	2	2	3	3	3	4	4	5	5	6	6
$\Delta_i^{(1)}$	1	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1
ρ_i	1	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1
$\left\{i \frac{Q}{P}\right\}$	0	7/16	14/16	5/16	12/16	3/16	10/16	1/16	8/16	15/16	6/16	13/16	4/16	11/16	2/16	9/16	16/16
$S_i = \left\{i \frac{Q}{P}\right\} P$	0	7	14	5	12	3	10	1	8	15	6	13	4	11	2	9	16
\overline{S}_i/P	1			2/7		4/7		6/7			1/7		3/7		5/7		7/7

$$\rho_i = \left[i \frac{Q}{P} \right] - \left[(i - 1) \frac{Q}{P} \right]; S_i = P \left\{ i \frac{Q}{P} \right\}; \overline{S}_i = P \left\{ i \left(1 - \frac{Q}{P} \right) \right\}.$$

Значения текущей фазы S_i на периоде неравномерности $T_S = 1/F_S = QT_\Gamma = PT_{\text{опвч}}$ пробегает все значения от 1 до $P-1$ в очередности, которая определяется арифметической структурой числа $N = P/Q$. Однако, в моменты переполнения НС максимальные значения текущей фазы S_i не превосходят числа $\lfloor Q \rfloor$, строго меньшего числа Q .

В то же время значения текущей фазы \bar{S}_i также пробегает все значения от 1 до $P-1$, но в моменты переполнения НС ее минимальные значения не превосходят число $\lfloor P - Q \rfloor$.

При этом во все тактовые моменты времени, а не только в моменты переполнения НС (при $\rho_k = 1$ в таблице 4.3), соблюдается равенство $S_i + \bar{S}_i = P$.

Эта особенность работы НС окажется полезной при модификации оптимального прямочастотного автомата – его дополнением управляемым устройством задержки – рисунок 4.6.

Значения текущей фазы S_i в моменты появления импульсов переполнения ρ_i на периоде неравномерности T_S пробегает все значения от 1 до $Q-1$ в очередности, которая определяется арифметической структурой числа $N = P/Q$.

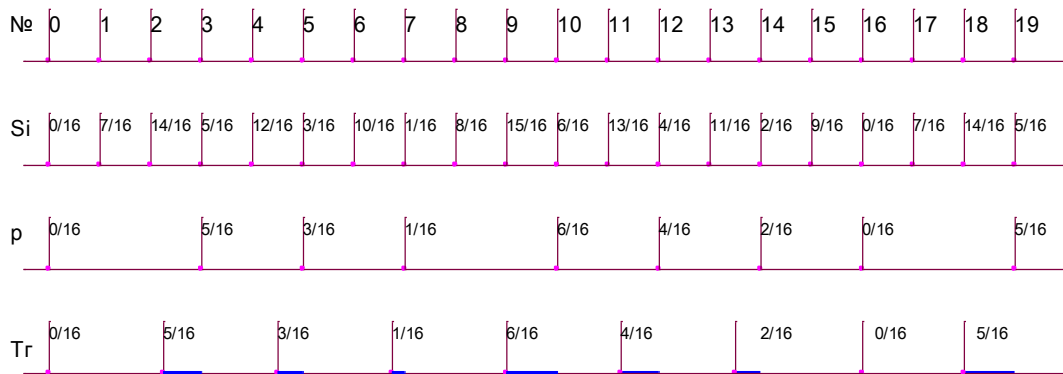


Рис. 4.6. Временные диаграммы на выходах НС для случая $P = 16$, $Q = 7$.

Неравномерность временного потока импульсов переполнения ρ_k на выходе КА или ФФМ выходного потока импульсов, приводит к появлению в спектре дискретных побочных спектральных составляющих (ДПСС), кратных периоду неравномерности $T_S = 1/F_S$.

На рисунке 4.7 приведен пример спектра для случая получения исходной КРП, описанного в таблице 4.3 и показанного на рисунке 4.6.

При цифровом синтезе частот величины P и Q могут достигать больших значений – известны НС с $P = 2^{32}$ и $P = 2^{48}$. В таких НС сигнал переноса ρ_k определяет максимальное значение тактовой частоты $f_{\text{опвч}}$. Распространяется сигнал переноса последовательно, от младших разрядов сумматора к старшим.

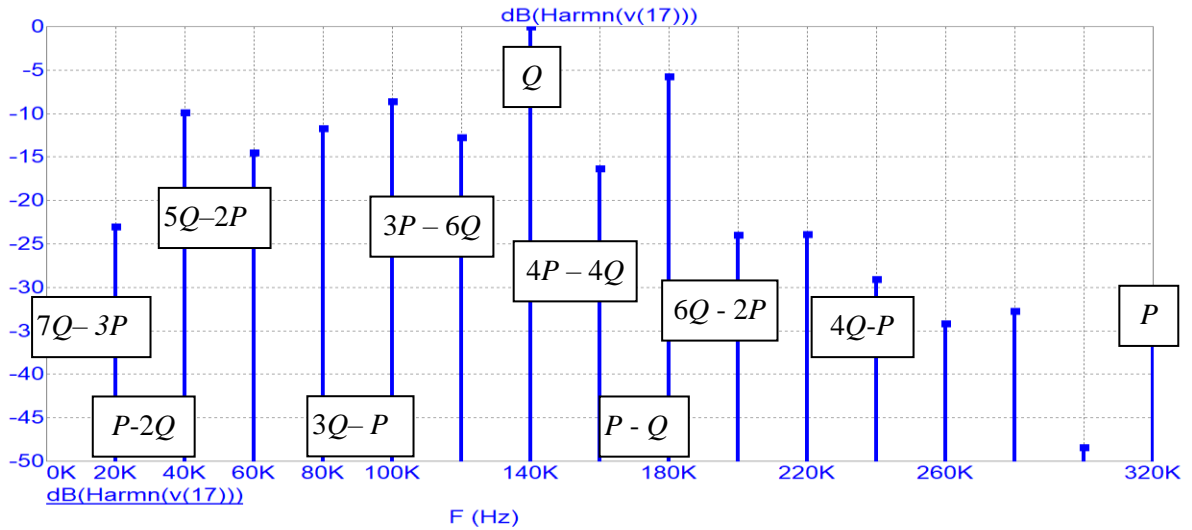


Рис. 4.7. Спектр КРП на выходе НС для случая $P = 16$, $Q = 7$, $N = 16/7$, $f_{\text{выхНЧ}} = 140\text{кГц}$, $f_{\text{опВЧ}} = 320\text{кГц}$

К недостаткам системы синтеза частот на основе НС следует отнести серьезные трудности, которые возникают при увеличении емкости m НС. Наиболее ярко они проявляются при формировании мелкой и сверхмелкой сетки частот, поскольку в этом случае емкость m возрастает, а быстродействие НС падает.

Условие сохранения работоспособности НС имеет вид:

$$T_{\text{НС}} = T_{\text{КС}} + T_{\text{СП}} \leq T_{\text{опВЧ}}. \quad (4.13)$$

Наиболее распространена схема параллельного НС с последовательным распространением сигнала переноса r_k , для этой схемы можно записать:

$$T_{\text{КС}} = \max \begin{cases} T_p = qt_p; \\ T_s = (q - 1)t_p + t_s, \end{cases}$$

где q – число микросхем, необходимых для реализации m -разрядной КС;

t_p – время формирования сигнала переноса в микросхеме КС;

t_s – время формирования текущей суммы в микросхеме КС;

Как правило [95], $T_s > T_p$ и (4.15) можно переписать в виде:

$$T_{\text{НС}} = (q - 1)t_p + t_s + T_{\text{СП}} \leq T_{\text{опВЧ}}.$$

В результате приходится применять либо методы ускоренного переноса, либо уменьшать тактовую частоту $f_{\text{опВЧ}}$, что в большинстве случаев нежелательно.

Для уменьшения времени распространения сигнала ρ_k в цепочке из q групп разрядов можно использовать запоминание этого сигнала между группами, как это показано на рисунке 4.8 [144]. При таком решении время задержки в каждой группе разрядов $T_{НС}$ будет определяться как:

$$T_{НС} = \max \begin{cases} T_{КС} + T_{СП}; \\ T_{\rho} + T_D, \end{cases}$$

где $T_D \equiv T_{СП}$, но не будет зависеть от длины q цепочки групп разрядов.

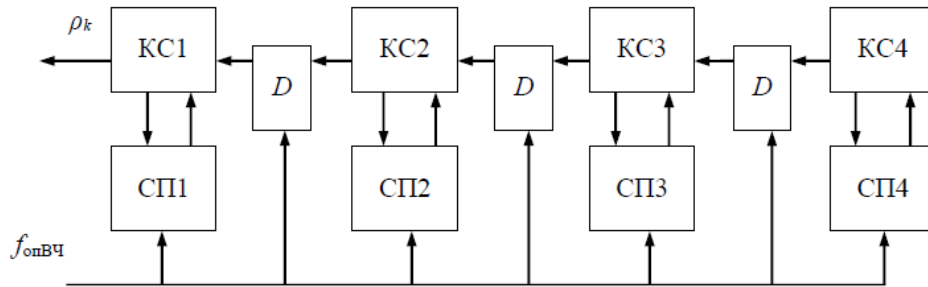


Рис. 4.8. Секционирование НС путем запоминания сигнала переноса

Секционирование НС большой емкости с помощью запоминания сигналов переноса между группами разрядов позволяет увеличить тактовую частоту НС до максимально возможных значений для выбранной элементной базы.

Однако, в худшем случае, число дополнительных тактов, необходимых для получения конечного результата в НС, может достигать q , что накладывает ограничение на максимальное значение синтезируемой частоты:

$$f_{\text{выхНЧмакс}} \leq \frac{f_{\text{опвч}}}{q - 1}.$$

Если необходимо изменить емкость НС, то можно в комбинационную часть схемы добавить дополнительную ячейку суммирования **SUM** (рисунок 4.9) и записать на ее вход число R таким образом, чтобы выполнялось равенство $P_{\text{NEW}} = P_{\text{OLD}} - R$. Число R записывается с помощью мультиплексора **MUX** при переполнении разрядной сетки (исходной емкости сумматора P_{OLD}); выход мультиплексора коммутируется импульсами переполнения НС. Но быстродействие такого НС значительно уменьшается из-за увеличения времени суммирования и мультиплексирования.

Для восстановления значений текущей суммы структура дополняется вычитателем **SUB** и буферным регистром. Пример работы такой схемы НС по произвольному модулю счета приведен

в таблице 4.4 для двух случаев: $P_{OLD} = 16, Q = 3, R = 6, P_{NEW} = 10$ и $P_{OLD} = 16, Q = 7, R = 6, P_{NEW} = 10$.

Таблица 4.4. Диаграмма работы НС с изменяемым модулем счета

i	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
S_i	0+6	9	12	15	2+6	11	14	1+6	10	13	0+6	9	12	15	2+6	11
ρ_i	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1	0
$S_i - R$	0	3	6	9	2	5	8	1	4	7	0	3	6	9	2	5
S_i	0+6	13	4+6	1+6	14	5+6	2+6	15	6+6	3+6	0+6	13	4+6	1+6	14	5+6
ρ_i	1	0	1	1		1	1		1	1	1		1	1		1
$S_i - R$	0	7	4	1	8	5	2	9	6	3	0	7	4	1	8	5

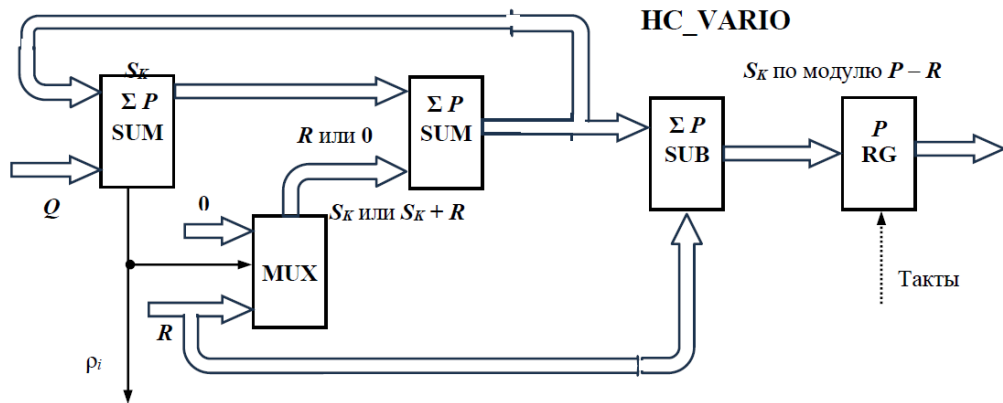


Рис. 4.9. Вариант изменения модуля P (емкости) НС

Можно изменить структуру НС другим способом [145]. Идея заключается в том, чтобы останавливать НС на некоторое количество тактов для обеспечения выполнения операций другими элементами структуры – рисунок 4.10. Такое решение позволяет увеличить быстродействие НС примерно на 30%.

Если необходимое время задержки надо увеличить на один такт, то достаточно одного D -триггера и умножителя кодов на два (сдвиг влево на один разряд). Если время надо увеличить на 2 такта, нужны два D -триггера, включенные последовательно, и утроитель кодов, который должен сдвинуть входное слово на два разряда влево, и т.д.

Если необходимо использовать НС с не двоичным (например, в десятичном) модулем P , но последующие аналоговые устройства требуют управления двоичным кодом (например, ЦАП), то можно секционировать НС иначе.

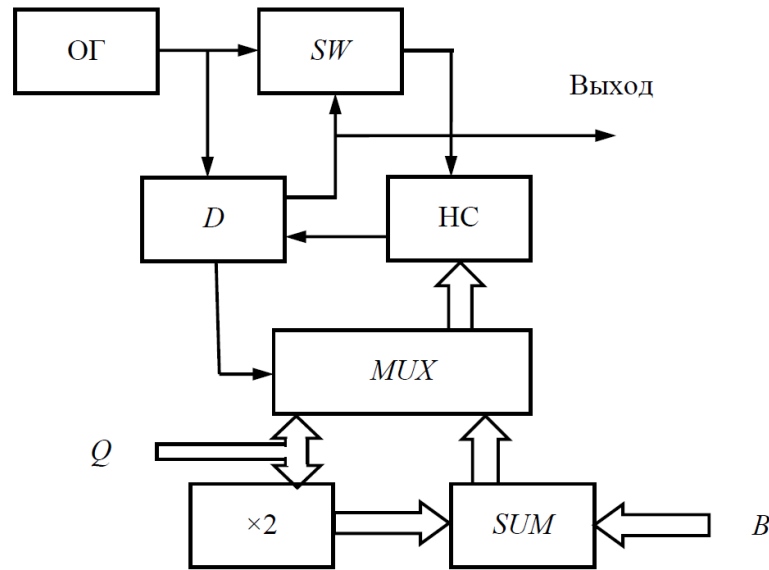


Рис. 4.10. Структура НС повышенного быстродействия

Вариант построения недвоичного НС приведен на рисунке 4.11 [146]. Он позволяет строить НС любой емкости таким образом, чтобы управление внешними двоичными ЦАП или УУЗ происходило без ошибки.

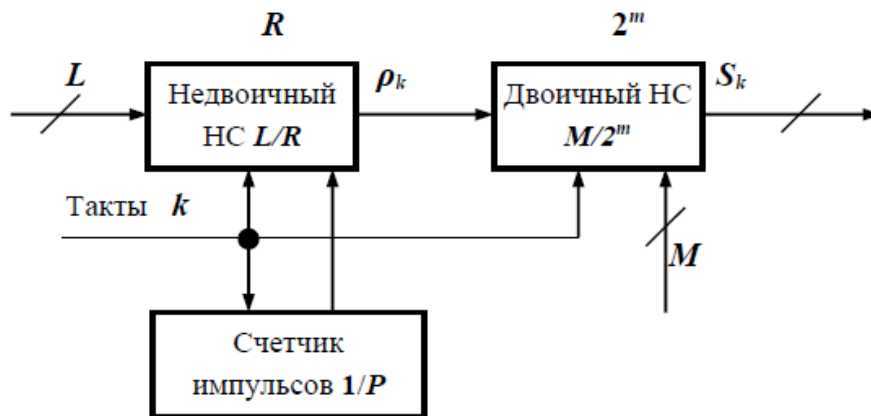


Рис. 4.11. Недвоичный НС с обнулением

В этом случае требуемое отношение Q/P представляют в виде:

$$\frac{Q}{P} \approx \frac{M}{2^m} + \frac{1}{2^m} \frac{L}{R}$$

где $M = \lfloor 2^m Q/P \rfloor$.

Если к НС предъявляют только требования правильного набора частоты $f_{\text{выхНС}}$, то величину R можно найти из неравенства $(P-1)\delta_c < 1$, где $\delta_c = |2^m(Q/P - M/2^m) - L/R|$.

При более жестком требовании формирования квазиравномерной последовательности импульсов

$$R_{\text{дост}} \geq P(P - 1).$$

В этом случае синтезируют частоту $f_{\text{выхНЧ}}$ с конечной систематической погрешностью, несущественной для конкретного применения КА. Емкость двоичного НС возрастет (рисунок 4.11), но будет величиной постоянной [162].

При этом не следует забывать, что период неравномерности T_s существенно увеличится, что приведет к увеличению числа и уменьшению частоты помех дробности.

4.3. Прямопериодный конечный автомат

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 импульсно-фазовом детекторе (ИФД) кольца ИФАП. Также прямопериодные автоматы используются при ограниченных возможностях в выборе элементной базы по предельному быстродействию [95].

4.3.1. Счетчик импульсов

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

Принцип построения СИ с произвольным коэффициентом пересчета состоит в исключении нескольких состояний обычного двоичного счетчика, которые избыточны для счетчика с недвоичным коэффициентом пересчета. При этом избыточные состояния исключают с помощью обратных связей внутри счетчика [25,76,137].

Число избыточных состояний для любого недвоичного СИ можно определить из следующего выражения:

$$A = 2^m - K,$$

где A – число запрещенных состояний, K – требуемый коэффициент счета; 2^m – число устойчивых состояний двоичного счетчика.

Задача синтеза СИ с произвольным коэффициентом пересчета заключается в определении необходимых обратных связей, минимизации их числа и задержек переключения. Требуемое количество триггеров определяют из выражения

$$n = \lceil \log_2 K \rceil,$$

где $\lceil \log_2 K \rceil$ – двоичный логарифм заданного коэффициента пересчета K , округленный до ближайшего большего целого числа.

По существу, делитель с переменным коэффициентом деления (ДПКД) представляет собой тракт счета, который состоит из цепочки последовательно соединенных триггеров, т. е. является СИ с переменным коэффициентом пересчета.

Для получения заданного коэффициента деления K , который может меняться в широких пределах, необходимо возвращать СИ в исходное состояние каждый раз, как только он отсчитает необходимое число входных импульсов. Такой алгоритм можно реализовать двояко:

- счетом от нуля до требуемого числа K с последующим сбросом СИ в нулевое состояние;
- счетом от предварительно установленного числа A до полного насыщения (заполнения) СИ с последующим возвратом (сбросом) в исходное состояние.

В любом случае в структуре ДПКД должны быть тракт счета, устройство опознавания и устройство сброса (рисунок 4.12).

Для изменения коэффициента пересчета (деления) K необходимо изменять либо опознаваемое состояние СИ, либо состояние сброса СИ, либо то и другое вместе.

Функцию переходов для СИ записывают следующим образом:

$$S_i = K\{i/K\}, \quad (4.14)$$

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

Функцию выхода ρ_i для СИ можно представить в виде:

$$\rho_i = \lfloor i/K \rfloor - \lfloor (i-1)/K \rfloor, \quad (4.15)$$

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

Функция выхода СИ ρ_i в (4.14), как и аналогичная функция для НС в (4.10), суть **конечная разность первого порядка** (аналог производной для непрерывной функции) от текущей (мгновенной) фазы i/K .

Сравнительный анализ формул (4.11) и (4.14) и (4.10) и (4.15) показывает, что СИ есть вырожденная форма НС для случая $Q = 1$ при $K = P$.

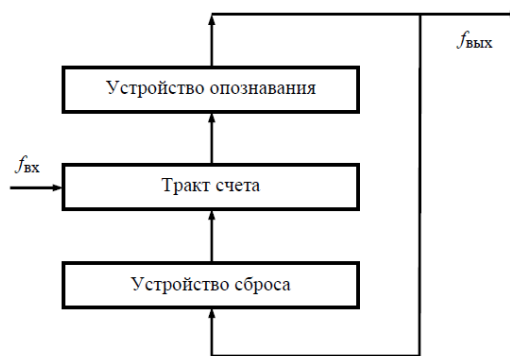


Рис. 4.12. Обобщенная структура ДПКД

В микросхемах цифровых ССЧ широкое применение нашли ДПКД с предделителем (прескалером, русскоязычная калька от *prescaler*) (рисунок 4.13) [56,163-165].

В СВЧ синтезаторах прескалеры являются неотъемлемой частью, поскольку позволяют реализовать предельное быстродействие при разумном потреблении.

Разбиение структуры ДПКД на ВЧ прескалер, выполненный на биполярных транзисторах, и основной СИ, выполненный на полевых транзисторах, позволяет достаточно экономно реализовать СВЧ-делитель с практически любым требуемым коэффициентом деления.

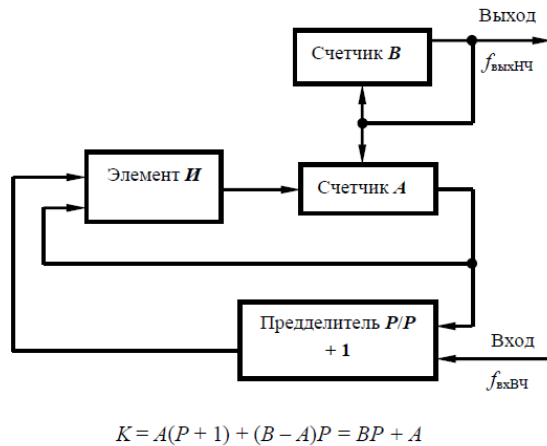


Рис. 4.13. ДПКД на основе предделителя (прескалера) $P/P + 1$

Единственным существенным ограничением является выполнение условия: $K_{min} > (P - 1)P$, где P – коэффициент деления прескалера.

4.3.2. Делитель с дробно-переменным коэффициентом деления

Структурная схема реализации ДДПКД с помощью оптимального прямопериодного КА на основе ДДПКД приведена на рисунке 4.14. В этом случае выходной период пропорционален статическому коэффициенту деления $N = [N] + \{N\} = [N] + \alpha/Q, \alpha \in (0, 1, 2, \dots, Q-1) \equiv \{P/Q\}, Q$ – модуль дробности.

Поскольку $[N] = [N] + 1$, т.е. $N \in ([N], [N])$, можно записать:

$$N = [N] + \{N\} = \frac{[N](Q - \alpha) + [N]\alpha}{Q}$$

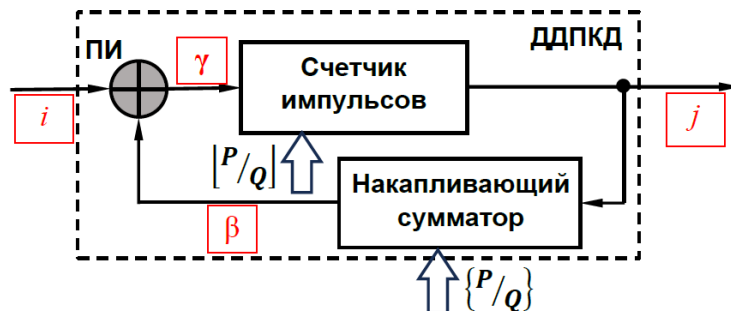


Рис. 4.14. Структурная схема двухуровневого КА на основе ДДПКД

$$\beta = \left(\left\lfloor j \left\{ \frac{P}{Q} \right\} \right\rfloor - \left\lfloor (j-1) \left\{ \frac{P}{Q} \right\} \right\rfloor \right);$$

$$\gamma = i - \beta; \beta \in (0,1);$$

$$j = \left\lfloor \gamma \left\{ \frac{P}{Q} \right\} \right\rfloor - \left\lfloor (\gamma-1) \left\{ \frac{P}{Q} \right\} \right\rfloor;$$

$$j = \left\lfloor (i - \beta) \left\{ \frac{P}{Q} \right\} \right\rfloor - \left\lfloor (i - 1 - \beta) \left\{ \frac{P}{Q} \right\} \right\rfloor.$$

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 $[N]$ раз.

Двухуровневые КА такого вида применяют (в виде ДДПКД) в микроволновых синтезированных генераторах на основе умножающих колец ИФАП для синтеза частот и информационных сигналов [25,109].

Временные диаграммы работы оптимального двухуровневого прямопериодного КА на основе ДДПКД для случая $P = 16$, $Q = 7$ приведены в таблице 4.5 и на рисунке 4.15. Заливкой в таблице 4.5 выделен период неравномерности структуры выходного потока импульсов T_s .

Изменение коэффициента пересчета СИ организуют с помощью НС и ПИ (рисунок 4.14). Средний за период неравномерности T_s коэффициент деления

$$N = \frac{1}{Q} \sum_{j=1}^Q N_j$$

равен требуемому, причем $N \in (\lfloor N \rfloor; \lceil N \rceil)$, где $\lceil N \rceil$ – оператор выделения целой части числа N , строго большей этого числа.

Таблица 4.5. Диаграмма работы КА на основе ДДПКД

i	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
$\lfloor K \rfloor$	3	2	2	2	2	3	2	2	2	3	2	2	2	2	2	2	2	2
j	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
A	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32	34
B	-3	0	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24	26	28	30	32
$\Delta_j^{(1)}$	3	2	2	2	2	3	2	2	2	3	2	2	2	2	2	2	2	2
$\left\{ j \frac{P}{Q} \right\}$	0	2/7	4/7	6/7	1	1/7	3/7	5/7	6/7	0	1/7	3/7	5/7	6/7	0	1/7	3/7	5/7
S_y	0	2/7	4/7	6/7	1	1/7	3/7	5/7	6/7	0	1/7	3/7	5/7	6/7	0	1/7	3/7	5/7

$$\Delta_i^{(1)} = \left\lfloor j \frac{P}{Q} \right\rfloor - \left\lfloor (j-1) \frac{P}{Q} \right\rfloor. \quad P=16, Q=7.$$

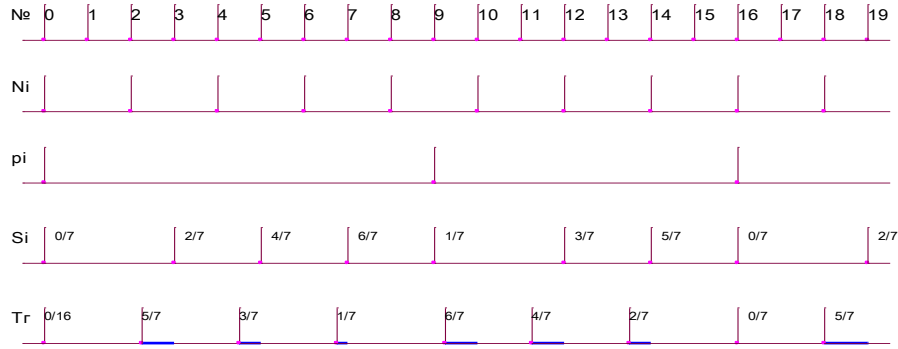


Рис.4.15. Временные диаграммы на выходах ДДПКД для случая $P = 16, Q = 7$.

На рисунке 4.16 показан спектр на выходе ДДПКД с параметрами: $f_{опВЧ} = 1280кГц, f_{выхНЧ} = 110кГц, N = 128/11 = 11 + 7/11$.

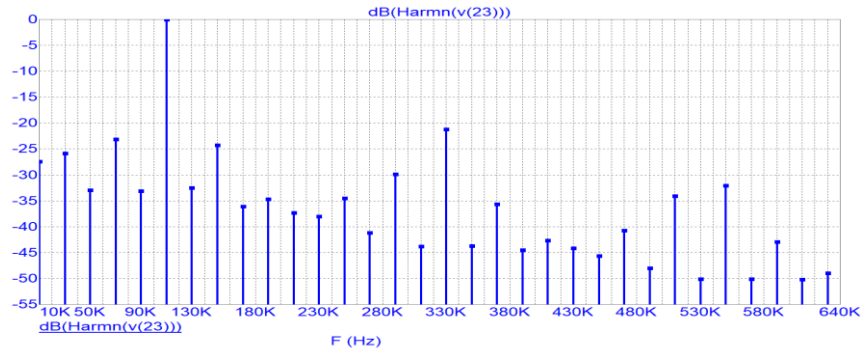


Рис. 4.16. Спектр на выходе ДДПКД при $N = 11 + 7/11 = 128/11$.

Функцию переходов для прямопериодного КА на основе ДДПКД в соответствии с (2.28) при нулевой начальной фазе записывают следующим образом:

$$S_i = P \left\{ i \frac{P}{Q} \right\}, \tag{4.16}$$

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

Функцию выхода ρ_k для ДДПКД можно представить в виде:

$$\rho_i = \left[i \frac{P}{Q} \right] - \left[(i - 1) \frac{P}{Q} \right], \tag{4.17}$$

где $\rho_i \in (0, 1), i$ – натуральное число, P – емкость оптимального прямопериодного автомата.

Покажем, что прямопериодный автомат на основе СИ (ДДПКД), 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).

Теорема 14. КА на основе ДДПКД обеспечивает минимальную величину временной ошибки $\Delta_{\text{макс}} = \Delta t_{\text{макс}}/T_{\text{опВЧ}}$ между ближайшими импульсами (одноименными перепадами) гипотетического и синтезируемого колебаний в классе цифровых структур, используемых для синтеза частот.

Для доказательства запишем коэффициент деления

$$N = \lfloor N \rfloor + \{N\} = \lfloor P/Q \rfloor + \alpha/Q,$$

где $\alpha \in [0, 1, \dots, Q-1]$; $\alpha = P - Q\lfloor N \rfloor$ - решение сравнения $P = \alpha \pmod{Q}$. Очевидно, что N в ДДПКД реализуется через два ближайших целочисленных значения $N \in (\lfloor N \rfloor; \lceil N \rceil)$, т.е. $\lfloor N \rfloor \leq N < \lceil N \rceil$.

Импульсы гипотетического колебания появляются в моменты времени $t_r = jNT_{\text{опВЧ}}$, в то время как импульсы на выходе ДДПКД появляются в моменты времени $t_{\text{си}} = \lfloor jN \rfloor T_{\text{опВЧ}}$, либо $t_{\text{си}} = \lceil jN \rceil T_{\text{опВЧ}}$. Но $\lceil N \rceil = \lfloor N \rfloor + 1$ в соответствии с таблицей 2.1. Следовательно, справедливо неравенство:

$$\lfloor jN \rfloor T_{\text{опВЧ}} \leq jNT_{\text{опВЧ}} < \lceil jN \rceil T_{\text{опВЧ}}.$$

Последнее выражение можно переписать в числовом виде:

$$0 \leq jN - \lfloor jN \rfloor < 1.$$

Поскольку $N = \lfloor N \rfloor + \{N\}$, а наибольшее значение числителя в $\{N\}$ равно $Q - 1$, можно записать:

$$0 \leq \left\{ j \frac{P}{Q} \right\} < 1$$

и

$$\Delta_{\text{ка}}^{\text{макс}} = \frac{Q-1}{Q} < 1. \quad (4.18)$$

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

Теорема 14 доказана.

Попутно заметим, что при записи $N = MP/Q$, выражение (4.18) 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 .

Покажем, что среднеквадратическая временная ошибка КРП на выходе оптимального прямопериодного автомата на основе ДДПКД относительно ИРП той же частоты также

минимальна для класса чисто цифровых структур, как и среднеквадратическая частотная ошибка на выходе прямочастотного автомата на основе НС, а именно:

Теорема 15. Относительная среднеквадратическая временная ошибка $\sigma_q = \Delta t_n / T_{\text{опВЧ}}$ на периоде неравномерности P точек (импульсов или логических перепадов) оптимальной последовательности КРП относительно идеально равномерной во времени (гипотетической) последовательности точек (импульсов или логических перепадов) ИРП той же частоты равна

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

Но, поскольку значения N могут принимать только целочисленные значения $[N]$ или $[N]$, σ_q целесообразно усреднять на периоде неравномерности $T_s = PT_{\text{опВЧ}}$.

Для доказательства этого утверждения найдем среднеквадратическую на периоде $PT_{\text{опВЧ}}$ потока импульсов (одноименных перепадов) временную ошибку на выходе оптимального прямопериодного автомата между импульсами (одноименными перепадами) идеально равномерной во времени (гипотетической) последовательности импульсов (ИРП) и КРП.

Определим моменты появления гипотетической ИРП требуемой частоты $f_{\text{выхНЧ}}$ с помощью уравнения:

$$\frac{t_n^r}{T_{\text{опВЧ}}} = n \frac{P}{Q} - \frac{\gamma}{Q},$$

где γ/Q – временной сдвиг (начальная фаза) ИРП в момент времени $n = 0$; $\gamma = 0, 1, \dots, Q - 1$. Моменты появления синтезируемой КРП:

$$\frac{t_k^c}{T_{\text{опВЧ}}} = \left[n \frac{P}{Q} \right] - \frac{\chi}{Q},$$

где χ/Q – временной сдвиг (начальная фаза) КРП в момент времени $n = 0$; $\chi = 0, 1, \dots, Q - 1$. Тогда временная ошибка между ИРП и КРП с одинаковыми номерами n составит

$$\frac{\Delta t_n}{T_{\text{опВЧ}}} = \frac{t_n^r}{T_{\text{опВЧ}}} - \frac{t_n^c}{T_{\text{опВЧ}}} = n \frac{P}{Q} - \left[n \frac{P}{Q} \right] - \frac{(\gamma - \chi)}{Q} = \left\{ n \frac{P}{Q} \right\} - \frac{\psi}{Q},$$

где

$$0 \leq \left\{ n \frac{P}{Q} \right\} < 1 \equiv \frac{\psi}{Q} < 1$$

– дробная часть коэффициента деления КА; $\psi = \gamma - \chi = 0, 1, 2, \dots, Q - 1$. Далее возведем полученное выражение в квадрат:

$$\left(\frac{\Delta t_n}{T_{\text{опВЧ}}} \right)^2 = \left\{ \frac{nP}{Q} \right\}^2 - \frac{2\psi \left\{ \frac{nP}{Q} \right\}}{Q} + \left(\frac{\psi}{Q} \right)^2.$$

Учтем, что на периоде неравномерности T_S структуры потока выходных импульсов (одноименных перепадов) укладывается P импульсов опорного колебания и Q импульсов синтезируемого. Сложим все значения временной ошибки $\left(\frac{\Delta t_n}{T_{\text{опВЧ}}}\right)^2$ на интервале T_S , при этом ψ пробегает все n значений от 0 до $Q-1$:

$$\sum_{T_{\text{опВЧ}}} \left(\frac{\Delta t_n}{T_{\text{опВЧ}}}\right)^2 = \sum_{n=0}^{Q-1} \left(\frac{n}{Q}\right)^2 - \frac{2\psi}{Q} \sum_{k=0}^{Q-1} \frac{n}{Q} + \left(\frac{\psi}{Q}\right)^2,$$

$$\frac{1}{Q} \sum_{T_{\text{опВЧ}}} \left(\frac{\Delta t_n}{T_{\text{опВЧ}}}\right)^2 = \frac{1}{Q} \left[\frac{(Q-1)(2Q-1)}{6Q} - \frac{\psi(Q-1)}{Q} + \frac{\psi^2}{Q} \right].$$

Приравняв нулю производную последнего выражения по ψ , найдем оптимальное значение взаимного фазового сдвига $\psi_{\text{опт}} = (Q-1)/2$. Тогда наименьшее значение квадрата временной ошибки

$$\sum_{T_{\text{опВЧ}}} \left(\frac{\Delta t_n}{T_{\text{опВЧ}}}\right)^2 \equiv \sigma_q^2 = \frac{(Q^2-1)}{12Q}$$

и среднеквадратическая временная ошибка σ_q , отнесенная к периоду опорного колебания $T_{\text{опВЧ}}$:

$$\sigma_q = \sqrt{\frac{1}{Q} \sum_{T_{\text{опВЧ}}} \left(\frac{\Delta t_n}{T_{\text{опВЧ}}}\right)^2} = \sqrt{\frac{Q^2-1}{12Q^2}}. \quad (4.19)$$

Теорема 15 доказана. В (4.19) при $Q \gg 1$

$$\sigma_q \approx \frac{1}{\sqrt{12}}.$$

Сравнение формул (4.6) и (4.19) показывает, что и относительные среднеквадратическая частотная ошибка, и среднеквадратическая временная ошибка, уменьшаются с увеличением емкости автомата, как прямочастотного – P , так и прямопериодного – Q .

Заметим, что в случае использования автоматов на основе ДДПКД в прямочастотном синтезе, для точной установки $f_{\text{выхНЧ}}$ необходимо изменять емкость Q накапливающего сумматора каждый раз при смене синтезируемых частот, т. е. иметь НС переменной емкости.

Также следует помнить, что для правильного управления ДДПКД необходим пересчет кода установки периода в код установки частоты. Требуемую операцию деления выполняет управляющий микропроцессор (МП) – однократно, при смене выходной частоты $f_{\text{выхНЧ}}$.

В общем случае пересчет выполняется с конечной ошибкой. Ее можно сделать сколь угодно малой, выбирая необходимое число разрядов P . Для этого целесообразно разложить

выражение P/Q в цепную дробь по алгоритму Евклида и выбрать подходящую дробь, которая обеспечит необходимую точность [32,132,136,162].

Кроме того, аппаратно значительно проще реализовать НС с постоянной емкостью, что, однако, приведет к возникновению систематической ошибки, которую также можно сделать сколь угодно малой. В этом случае $\{N\} = \alpha/Q \approx a/b$, где a – приближенное значение α , $b = \text{const}$ – емкость НС. Тогда требуемое значение коэффициента деления N вычисляется с конечной точностью Δx :

$$\Delta x = \left| \frac{\alpha}{Q} - \frac{a}{b} \right| \leq 2^{-m},$$

что приводит к систематической ошибке номинального значения выходной частоты $f_{\text{ВЫХНЧ}}$.

Наиболее жесткие требования к емкости НС в случае синтеза с помощью ДДПКД будут при оценке неточности номинального значения синтезируемой частоты $f_{\text{ВЫХНЧ}}$ в долях $\delta = \Delta f_{\text{опВЧ}}/f_{\text{опВЧ}}$ - относительной неточности (нестабильности) частоты опорного колебания $f_{\text{опВЧ}}$. Действительно, сторонний (идеальный) наблюдатель может измерить выходную частоту $f_{\text{ВЫХНЧ}}$ с погрешностью не лучшей, чем $k\Delta f_{\text{опВЧ}}$. Поэтому в случае двоичного НС требуемое число его разрядов m можно определить, как [112]:

$$m \geq \left\lceil \log_2 \left(\frac{f_{\text{ВЫХНЧ}}^{\text{макс}}}{k\delta f_{\text{опВЧ}}} \right) \right\rceil.$$

Для поглотителя импульсов функцию выхода можно записать аналогично такой же функции НС или ДДПКД:

$$\rho_k = \lfloor kX_\alpha \rfloor - \lfloor (k-1)X_\alpha \rfloor, \rho_k \in (0, 1), X_\alpha \in (0, 1).$$

На рисунке 4.17 приведена возможная реализация оптимального автомата с ДДПКД (ПИ + ДПКД), а на рисунке 4.18 показаны временные диаграммы в различных характерных точках тракта ДДПКД при $\lfloor N \rfloor = 4; N = P/Q = 4 + 1/6$ [95].

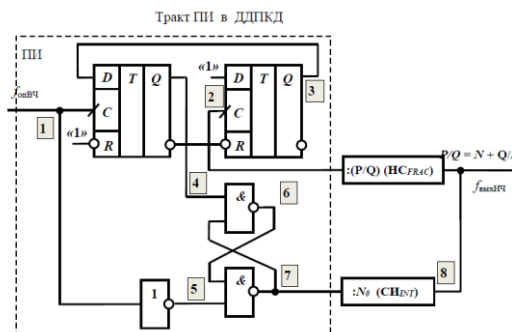


Рис.4.17. Возможная реализация тракта поглощения импульсов в ДДПКД

В этом случае $f_{\text{выхНЧ}} = f_{\text{опВЧ}} \times 6/25$ и при $f_{\text{опВЧ}} = 1\text{МГц}$, $f_{\text{выхНЧ}} = 120\text{кГц}$ при $F_S = 20\text{кГц}$.

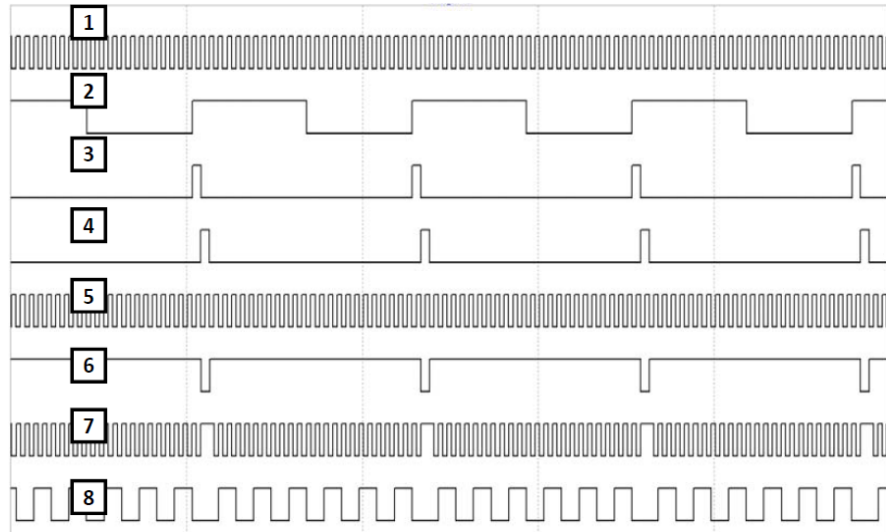


Рис.4.18. Временные диаграммы работы тракта поглощения импульсов в ДДПКД

На рисунке 4.19 приведен спектр выходного колебания вида КМ в точке 8 на рисунке 4.18.

Анализ спектров (рисунок 4.7 и рисунок 4.19) выходных колебаний оптимальных КА на основе НС и ДДПКД показывает, что относительный уровень ДПСС достаточно высок, и это не позволяет использовать чисто цифровые автоматы для синтеза спектрально чистых колебаний.

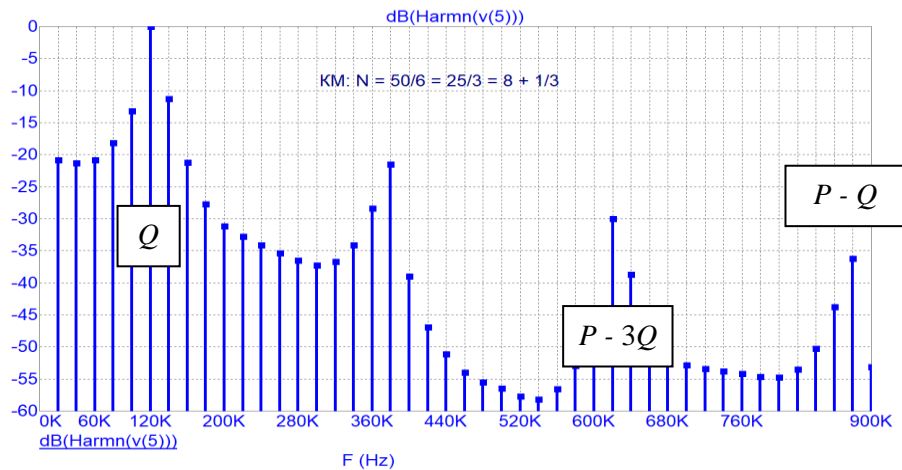


Рис. 4.19. Спектр выходного колебания вида КМ в точке 8 на рис.21

Поэтому цифровые оптимальные КА дополняют цифро-аналоговыми устройствами, использование которых позволяет уменьшить ошибку воспроизведения колебания требуемой частоты $f_{\text{выхНЧ}}$. Такими устройствами являются управляемое устройство задержки (УУЗ) и ЦАП в случае синтеза двухуровневых колебаний, и ЦАП (может быть, с функциональным преобразователем) в случае синтеза многоуровневых колебаний.

ВЫВОДЫ

1. Развита теория оптимальных конечных автоматов применительно к задачам синтеза частот. Рассмотрена структурная реализация прямочастотных и прямопериодных оптимальных автоматов.
2. С помощью теоретико-числовых преобразований получены аналитические выражения во временной области для функции переходов S_k и для функции выхода ρ_k (текущей частоты или периода) оптимального КА. Показано, что функция выхода КА ρ_k есть конечная разность первого порядка от функции переходов S_k .
3. Доказано, что модуль максимальной временной ошибки оптимального КА – прямочастотного и прямопериодного – минимален для класса цифровых структур и не превышает половины периода его тактового интервала.
4. Отмечено, что прямочастотный и прямопериодный автоматы различаются только представлением коэффициента деления N ; у прямочастотного автомата $N = P/Q$, а у прямопериодного $N = \lfloor N \rfloor + \alpha/Q$, $\alpha < Q$.
5. Показано, что относительная среднеквадратическая частотная ошибка, и среднеквадратическая временная ошибка, уменьшаются с увеличением емкости автомата, как прямочастотного – P , так и прямопериодного – Q и стремятся к величине $T_{\text{опВЧ}}/\sqrt{12}$.
6. Впервые показано, что значения текущей фазы S_k на периоде неравномерности структуры потока T_s пробегает все значения от 0 до $Q - 1$ в очередности, которая определяется арифметической структурой рационального числа $N = P/Q$ – коэффициента деления КА.
7. Между двумя ближайшими δ -импульсами формируемой КРП, совпадающими с δ -импульсами гипотетической, идеально равномерной последовательности ИРП той же, требуемой, частоты, будут расположены $Q - 1$ δ -импульсов формируемой КРП, не совпадающих во времени с соответствующими δ -импульсами выходной частоты $f_{\text{выхНЧ}}$.
8. Формируемая на выходе оптимального КА КРП импульсов (одноименных перепадов) является периодической функцией времени с периодом неравномерности (повторения) $T_s = PT_{\text{опВЧ}} = QT_{\text{выхНЧ}}$.
9. При поступлении КРП импульсов на вход счетчика импульсов, на его выходе также будет формироваться поток импульсов вида КРП, но с арифметической структурой, отличной от арифметической структуры исходной КРП.
10. Для обеспечения инвариантности быстродействия НС и его разрядности предложено секционировать НС путем запоминания сигнала переноса между разрядами (группами разрядов), но при этом максимальная синтезируемая частота уменьшится в q раз, где q – число секций НС.

11. Показано, что конечный автомат на основе ДДПКД с НС с переменной емкостью обеспечивает точное значение синтезируемой частоты, а автомат на основе ДДПКД и НС с постоянной емкостью формирует выходную частоту с систематической ошибкой, которую можно сделать сколь угодно малой.

12. Показано, что оптимальные прямочастотные и прямопериодные автоматы позволяют с одинаковым успехом решать прямую и обратную задачу синтеза частот, что расширяет ареал их применения.

5. МОДИФИЦИРОВАННЫЙ КОНЕЧНЫЙ АВТОМАТ

Предварительные замечания

Задачей настоящего раздела явилось нахождение путей дальнейшего улучшения спектрального состава колебаний, формируемых на выходах синтезаторов частоты, построенных на основе модифицированных автоматов:

- управление параметрами многоуровневого колебания по двум координатам;
- уменьшение величины функциональной фазоимпульсной модуляции с помощью управления временной задержкой выходных импульсов или логических перепадов;
- разработка новых структур цифроаналогового преобразования кода управления в амплитуду (напряжение или ток) при многоуровневом синтезе частот;
- предложение алгоритмов управления временной задержкой импульсных колебаний наносекундного диапазона при двухуровневом синтезе частот.

В модифицированном КА цифровую структуру – оптимальный КА – дополняют функциональным преобразователем мгновенной фазы синтезируемого колебания либо во временной параметр – калиброванную задержку (при двухуровневом синтезе), либо в амплитуду (огibaющую заданной формы), с помощью которой аппроксимируют требуемое колебание в дискретные моменты времени с определенным шагом квантования. Как правило, дискретизация КА равномерна во времени, а квантование, вследствие простоты реализации, имеет постоянный шаг. Иными словами, напряжение или ток на выходе ЦАП целократные величине ступеньки (шагу) квантования ЦАП.

Модифицированный автомат (МКА) должен воспроизводить колебания с требуемой частотой повторения $f_{\text{выхНЧ}}$ и огibaющей требуемой формы. Огibaющая синтезированного колебания может быть двухуровневой (претерпевает разрывы первого рода, ее получают с помощью чисто цифровых или цифроаналоговых методов – двухуровневый МКА), либо многоуровневой (с гладкой огibaющей аппроксимирующей функции или с огibaющей, претерпевающей разрывы первого рода (например, треугольной или трапецеидальной), ее получают с помощью цифроаналоговых методов – многоуровневый МКА).

Задачу многоуровневого пассивного цифрового синтеза (МПЦС) частот можно сформулировать следующим образом: аппроксимация с минимальной ошибкой воспроизведения колебания требуемой частоты $f_{\text{выхНЧ}}$ с гладкой огibaющей дискретным во времени и квантованным по уровню колебанием с разрывами первого рода или с непрерывной производной, т.е. выбор координат узлов аппроксимации по совокупности заданных критериев оценки качества [109].

Иными словами, синтезаторы на основе устройства МПЦС воспроизводят колебания с требуемой частотой повторения и огибающей разной формы из высокочастотного опорного колебания $f_{\text{опВЧ}}$ посредством цифровых вычислений и цифроаналоговых преобразований.

При многоуровневом синтезе с помощью ЦАП в дискретные равномерные моменты времени аппроксимируют требуемую огибающую выходного колебания МКА, как правило, квазимоногармоническую или треугольную, таким образом, чтобы среднеквадратическая ошибка воспроизведения была минимальной. В микросхемах многоуровневых МКА применяют самые простые в исполнении экстраполяторы нулевого порядка.

При многоуровневом синтезе экстраполятор нулевого порядка реализуется технически наиболее просто, с помощью устройства «выборка-хранение».

Применение экстраполяторов более высоких порядков (выше нулевого) наталкивается как на сложность математического описания огибающей и расчет спектра синтезируемого колебания, так и на сложность их практической реализации, особенно на высоких частотах и в широкой полосе синтезируемых частот.

Например, экстраполятор первого порядка требует, во-первых, «быстрых» вычислений (или считываний из памяти) за время $T_{\text{опВЧ}}$ ординат соседних узлов аппроксимации и вычисления разности ординат соседних узлов интерполяции; во-вторых, столь же быстрого изменения крутизны выходного сигнала экстраполятора на интервале $T_{\text{опВЧ}}$, что в наносекундном диапазоне времен реализовать достаточно сложно.

Величина функциональной фазоимпульсной модуляции (ФФИМ) на выходе оптимального двухуровневого КА по модулю не превышает половины периода тактового колебания. Величина ФФИМ является линейной функцией коэффициента деления автомата N . Для уменьшения относительного уровня ФФИМ можно увеличивать коэффициент деления N автомата, либо повышая тактовую частоту $f_{\text{опВЧ}}$ автомата, либо уменьшая синтезируемую частоту $f_{\text{выхНЧ}}$.

Как правило, цифровую элементную базу КА используют на пределе ее возможностей, приближая время срабатывания автомата $T_{\text{КА}}$ к периоду тактовой частоты $T_{\text{опВЧ}}$ таким образом, чтобы выполнялось условие $T_{\text{КА}} \leq T_{\text{опВЧ}}$.

Возможны два пути уменьшения ФФИМ на выходе оптимального КА, но оба они связаны с введением в структуру автомата функциональных преобразователей (ФП) – на основе аналоговых и цифроаналоговых устройств [95,109,166-177].

При двухуровневом синтезе частот вводят интерполяцию временного положения импульсов переполнения ρ_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 p_k на временной оси и уменьшить ФФМ в линейном приближении в L раз, где $L = T_{\text{опвч}}/\tau_{\text{и}}$ – число точек интерполяции внутри тактового интервала, $\tau_{\text{и}}$ – квант интерполяции.

При интерполяции временно́е положение выходного импульса (перепада) КА приближается к временно́му положению выходного импульса (перепада) идеально равномерной (гипотетической) последовательности импульсов (одноименных перепадов) требуемой частоты $f_{\text{выхнч}}$. Соответственно, понижается уровень ДПСС в спектре выходного колебания в L раз. Функциональный преобразователь в этом случае называют управляемым устройством задержки (УУЗ) по времени [168,169].

При многоуровневом синтезе с равномерной дискретизацией амплитуду синтезируемого колебания изменяют с помощью выходного ЦАП таким образом, чтобы она в наименьшей степени отличалась от амплитуды требуемого колебания в точке дискретизации, но с учетом ограничений метода [140].

Большинство выпускаемых промышленностью микросхем ПЦС (*DDS*) являются цифроаналоговыми, ибо чисто цифровыми методами невозможно обеспечить требуемые качественные параметры синтезируемого колебания, прежде всего, малые уровни ПСС и ДПСС.

5.1. Многоуровневый модифицированный автомат

Заметим, что в обоих рассмотренных двухуровневых МКА (на основе НС и на основе ДДПКД) УУЗ осуществляет цифро-аналоговую операцию: преобразует цифровой код текущей задержки S_y 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 5.1) [16-19,160].

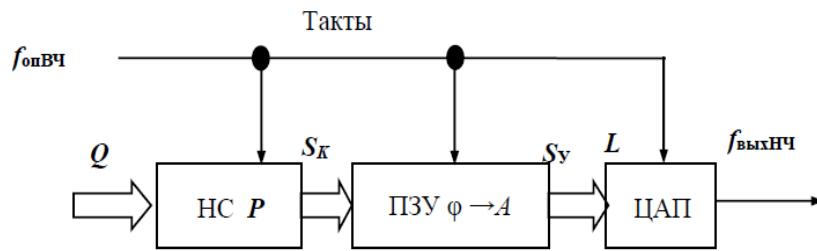


Рис. 5.1. Структурная схема многоуровневого МКА

На информационном выходе НС текущая фаза S_k изменяется по пилообразному закону (рисунок 5.1). Код S_k можно преобразовать с помощью ЦАП в амплитуду – колебание с пилообразной или треугольной огибающей. Однако спектр такого колебания будет богат гармониками частоты F_s . Целесообразнее преобразовать с помощью функционального преобразователя, например, ПЗУ линейно изменяющуюся фазу в отсчеты амплитуды моногармонического (\sin/\cos) выходного сигнала.

Эти отсчеты поступают на ЦАП, который формирует ступенчатый квазимоногармонический сигнал. Сказанное реализуют микросхемы *DDS* синтезаторов, упрощенная структурная схема которых соответствует рисунку 5.2.

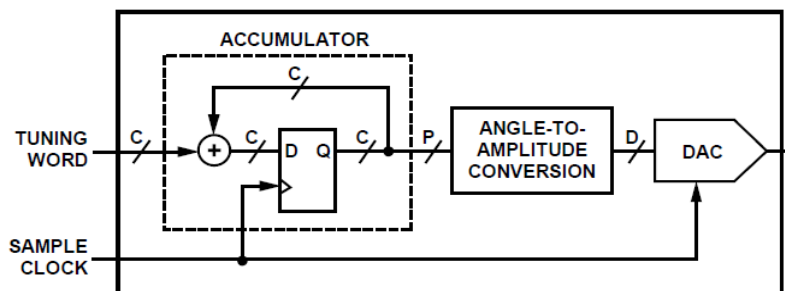


Рис. 5.2.а. Упрощенная структурная схема многоуровневого МКА (*DDS* синтезатора)

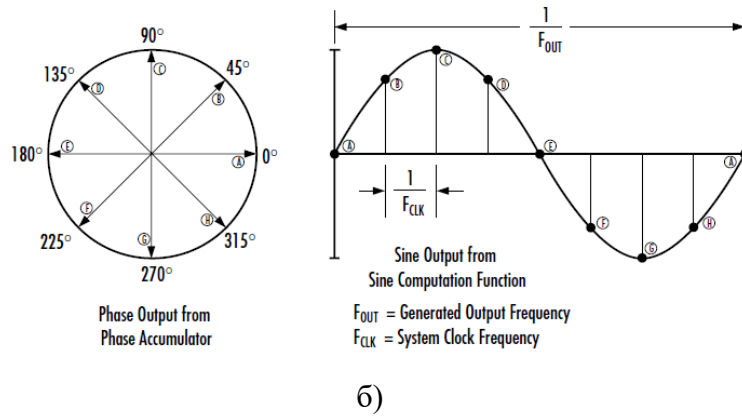


Рис. 5.2.6. Соответствие мгновенной фазы моногармонического колебания выходному уровню при 8 градациях фазы многоуровневого МКА (DDS синтезатора)

Проанализируем выбор узлов аппроксимации и их влияние на амплитуду полезной компоненты спектра ступенчатого аппроксимирующего моногармонического колебания при равномерной дискретизации по фазе [140].

Будем считать, что синтезируемое квазигармоническое колебание $R(t)$ представляет собой косинусоиду периода $T_{\text{ВЫХНЧ}}$, аналитически задаваемую равенством

$$R(t) = \frac{1}{2} \left[1 - \cos \left(2\pi \frac{t}{T_{\text{ВЫХНЧ}}} \right) \right]. \quad (5.1)$$

Соответственно, период аппроксимирующего колебания $s(t) = h_k$ для $t/T_{\text{опвч}} \in [k-1, k]$, $k = 1, 2, \dots, P$; h_k – значение синтезируемого колебания $R(t)$ в середине промежутков времени $[(k-1), k]T_{\text{опвч}}$, а именно:

$$h_k = \frac{1}{2} [1 - \cos \alpha(k)], \quad (5.2)$$

где $\alpha(k) = (2k-1)\pi/P$. Поскольку колебание $s(t)$ четное, его разложение в ряд Фурье принимает вид:

$$S(t) = \frac{A_0}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} A_m \cos \left(\frac{2m\pi t}{T_s} \right); \quad (5.3)$$

$$A_0 = \frac{4}{T_s} \int_{(k-1)T_{\text{опвч}}}^{kT_{\text{опвч}}} h_k dt = \frac{1}{P} \sum_{k=1}^P h_k;$$

$$A_m = \frac{4}{m\pi} \sin \frac{m\pi}{P} \sum_{k=1}^P h_k \cos m\alpha(k),$$

где $T_s = PT_{\text{опвч}} = QT_{\text{выхнч}}$. С учетом (5.2) перепишем (5.3):

$$A_m = \frac{2}{m\pi} \sin \frac{m\pi}{P} \sum_{k=1}^P [1 - \cos Q\alpha(k)] \cos m\alpha(k) \quad (5.4)$$

и

$$d_m = 20 \lg |A_m|.$$

В (5.3) и (5.4) амплитуду h_k можно вычислить с различной степенью точности.

Следует отметить, что аргумент $\alpha(k)$ также имеет конечную точность, которая обусловлена конечной разрядностью функционального преобразователя кода текущей (мгновенной) фазы в мгновенный код амплитуды (преобразователь $\varphi \rightarrow A$ на рисунке 5.1). В [178] показано, что, если разрядность преобразования кода в амплитуду хотя бы на единицу превышает разрядность выходного ЦАП, погрешностью $\alpha(k)$ можно пренебречь.

Относительный уровень полезной компоненты спектра с номером $m = Q$ можно определить по формуле:

$$A_Q = \frac{2}{\pi Q} \sin \frac{\pi Q}{P} \sum_{k=1}^P [1 - \cos Q\alpha(k)] \cos Q\alpha(k).$$

В общем случае выражение (5.1) можно записать в виде

$$h_k = \sin \frac{2\pi(k-1+\lambda)}{P} = \sin[\alpha(k) + \lambda(k)], \quad (5.5)$$

где $\lambda(k) = (2\lambda-1)\pi/P$, $0 \leq \lambda = \Delta t/T_{\text{опвч}} < 1$ – сдвиг по фазе начала колебания $s(t)$ относительно моногармоники $R(t)$. Разложение $s(t)$ в ряд Фурье дает

$$\left. \begin{aligned} A_0 &= \frac{2}{P} \sum_{k=1}^P \sin[\alpha(k) + \lambda(k)] Q; \\ A_m & \qquad \qquad \qquad \cos \\ &= \frac{2}{m\pi} \sin \frac{m\pi}{P} \sum_{k=1}^P \sin Q[\alpha(k) + \lambda(k)] \qquad m\alpha(k) \\ B_m & \qquad \qquad \qquad \sin \end{aligned} \right\} \quad (5.6)$$

Теорема 16. 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 серединах этих промежутков.

Предварительно докажем **Теорему 17**. Если аппроксимируемое колебание $R(t)$ имеет период $T_{\text{выхнч}}$, а аппроксимирующее колебание $s(t) = h_k$ имеет период неравномерности $T_s = QT_{\text{выхнч}}$, то наибольшее подобие указанных колебаний по критерию минимума

среднеквадратического отклонения формы δ_{RMS} на промежутке $[0, T_s]$, т.е. на периоде неравномерности, достигается при

$$h_k = \frac{1}{T_{\text{опВЧ}}} \int_{(k-1)T_{\text{опВЧ}}}^{kT_{\text{опВЧ}}} R(t) dt. \quad (5.7)$$

Действительно, по определению

$$\begin{aligned} \delta_{RMS} &= \frac{1}{T_s} \left\{ \sum_{k=1}^P \int_{(k-1)T_{\text{опВЧ}}}^{kT_{\text{опВЧ}}} [h_k - R(t)]^2 dt \right\} = \\ &= \frac{1}{T_s} \left\{ \sum_{k=1}^P \left[h_k^2 T_{\text{опВЧ}} - 2h_k \int_{(k-1)T_{\text{опВЧ}}}^{kT_{\text{опВЧ}}} R(t) dt + \int_{(k-1)T_{\text{опВЧ}}}^{kT_{\text{опВЧ}}} R^2(t) dt \right] \right\}. \end{aligned}$$

Будем подбирать высоту h_k ступенчатого колебания $s(t)$ таким образом, чтобы значение δ_{RMS} было минимальным. Для этого приравняем нулю производную от δ_{RMS} по h_k :

$$\frac{1}{T_s} \left[2h_k T_{\text{опВЧ}} - 2 \int_{(k-1)T_{\text{опВЧ}}}^{kT_{\text{опВЧ}}} R(t) dt \right] = 0$$

и приходим к (5.7). **Терема 17 доказана.**

Используем доказанное утверждение для случая, когда $R(t) = \sin(2\pi Q t / PT_{\text{опВЧ}})$. Если исходить из обеспечения минимума δ_{RMS} , то в силу равенства (5.7), заданного на периоде T_s , для h_k получим

$$h_k = \frac{P}{\pi Q} \sin \frac{\pi Q}{P} \sin \alpha(k) = \frac{\sin \frac{\pi Q}{P}}{\frac{\pi Q}{P}} \sin Q \alpha(k). \quad (5.8)$$

Если же не требовать минимума δ_{RMS} , а выбрать высоту h_k ступенек колебания $s(t)$, равными значениям колебания $R(t)$ в точках $T_{\text{опВЧ}}[(k-1) + \lambda]$, то в силу равенства (5.5) придем к

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

В частности, при $\lambda = 1/2$

$$h_k = \sin \frac{\pi Q(2k-1)}{P} = \sin Q \alpha(k). \quad (5.9)$$

Сравнивая значения h_k в формулах (5.8) и (5.9) увидим, что они отличаются друг от друга на постоянный (при заданных P и Q) множитель

$$\beta = \frac{\sin\left(\frac{\pi Q}{P}\right)}{\frac{\pi Q}{P}}. \quad (5.10)$$

При $P \gg Q$ в (5.10) $\beta \rightarrow 1$.

Следовательно, можно сделать вывод, что при $P \gg Q$ наилучшим аппроксимирующим колебанием для моногармоники в смысле минимума среднеквадратического отклонения формы будет колебание $s(t) = h_k$, где h_k равны арифметическим значениям идеального моногармонического колебания в каждом промежутке равномерной дискретизации $[(k-1), k]T_{\text{опвч}}$. **Теорема 16 доказана.**

Однако, при малых значениях $N = P/Q$ его вклад может иметь существенное значение. Следовательно, в зависимости от отношения Q и P можно выбирать наилучший сдвиг аппроксимирующего колебания $s(t)$ относительно аппроксимируемого колебания $R(t)$ для минимизации среднеквадратического отклонения формы.

Выходной квазимоногармонический сигнал восстанавливают из отдельных отсчетов после прохождения через фильтр нижних частот. Для адресации используют лишь необходимое количество старших разрядов кода фазы. Для уменьшения объема ПЗУ можно использовать свойства симметрии функции \sin/\cos . В большинстве МКА ПЗУ содержит только 1/4 периода [124].

При этом появляется новый источник помех вследствие дробной кратности разрядности ЦАП (длины двоичного управляющего слова J) и емкости P КА (в данном случае НС). Помехи $F_{\text{дпсс}} = F_s/\nu$ вследствие такого несоответствия инвариантны номеру Q выходной частоты QF_s , но целократны наибольшему общему делителю $\nu = (J, P)$ [160].

Например, при тактовой частоте $f_{\text{опвч}} = 2^{10}$ кГц, емкости ЦАП $J = 2^8$ и емкости НС $P = 2^{10}$, получим $\nu = 4$, шаг сетки синтезируемых частот $F_s = 1$ кГц, но частоту помехи $F_{\text{дпсс}} = F_s/\nu$ – в 4 раза меньше, т.е., кратную 250 Гц. Если же $f_{\text{опвч}} = 1000$ кГц, емкость декадного НС $P = 1000$, а емкость ЦАП $J = 256$, получим $F_s = 1$ кГц, но $\nu = 125 \times 32 = 4000$ и $F_{\text{дпсс}} = F_s/\nu = 0,25$ Гц. И только в случае $J = 2^8$ и емкости НС, равной 8, 16, 24 и т.д. бит, т.е. когда $\nu = 1$ получим частоту помехи, равную частоте F_s шага сетки синтезируемых частот.

Основная помеховая (зеркальная) составляющая $f_{\text{зерк}}$ в выходном колебании *DDS* будет отображением частоты $f_{\text{выхнч}}$ относительно тактовой частоты: $f_{\text{зерк}} = f_{\text{опвч}} - f_{\text{выхнч}}$. Ее амплитуда будет равна амплитуде выходного колебания с учетом множителя $\sin(x)/x$. Дополнительные помехи будут обязаны своим появлением неидеальности выходного ЦАП – выбросам (*glitches*) на фронтах «ступенек» и разной величине ступенек вследствие конечной точности ЦАП.

Следует также отметить, что с увеличением точности преобразования кода управления в многоуровневое квазигармоническое колебание резко увеличивается разрядность ПЗУ, в

котором записаны выборки амплитуды моногармоники, соответствующие ее мгновенной фазе, и разрядность выходного ЦАП. Однако, современные микросхемы быстродействующих ПЗУ не накладывают серьезных ограничений на значение тактовой частоты такого синтезатора.

Многоразрядные ЦАП либо не обладают требуемым быстродействием, либо недоступны из-за введенных санкций [179]. Выход может заключаться в использовании нониусного способа преобразования цифрового кода управления в аналоговый параметр – напряжение или ток [180-183].

5.1.1. Многоуровневый пассивный цифровой синтезатор частот с нониусным цифроаналоговым преобразователем на выходе

Нониусный способ преобразования цифрового кода управления в аналоговый сигнал – ток или напряжение – позволяет либо почти вдвое увеличить разрядность преобразования при незначительном уменьшении быстродействия, либо, при сохранении исходной разрядности кода управления резко увеличить быстродействие ЦАП [147].

На рисунке 5.3 приведена структурная схема пассивного цифрового синтезатора частот с многоуровневой квазигармонической огибающей выходного сигнала.

Многоуровневый синтезатор частот [147] содержит опорный генератор (ОГ), накапливающий сумматор (НС), блок общей памяти, сумматор кодов (арифметический сумматор), параллельный регистр старших разрядов 1, параллельный регистр суммы 2, два ЦАП 1 и 2, источник опорных напряжений (ИОН), аналоговый сумматор токов (напряжений) и фильтр нижних частот (ФНЧ).

Напряжение на первом E_1 и втором E_2 выходах ИОН связаны зависимостью:

$$E_1 = E_2 \frac{2^n}{2^n - 1},$$

где n – число разрядов двоичных ЦАП.

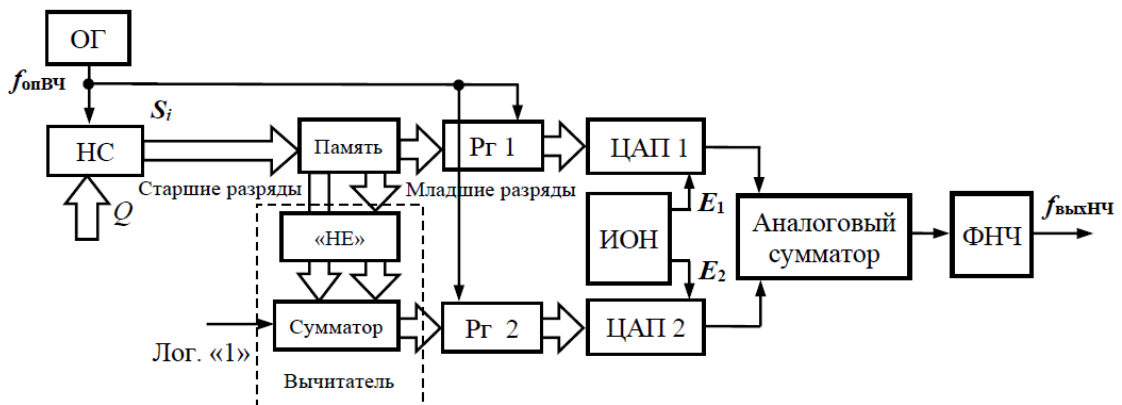


Рис. 5.3. Структурная схема многоуровневого МКА

Синтезатор работает следующим образом. Последовательность импульсов с частотой $f_{\text{опвч}}$ поступает с выхода ОГ на тактовый вход НС, имеющего емкость $M = 2^m$. Каждый тактовый импульс увеличивает выходной код НС на величину $Q = f_{\text{выхнч}}/F_s$, где F_s – шаг сетки синтезируемых частот. При этом емкость НС равна $P = f_{\text{опвч}}/F_s$ единиц, $P > Q$. Таким образом на вход блока памяти поступает непрерывно меняющийся текущий код:

$$S_i = S_0 + iQ - \left[\frac{S_0 + iQ}{M} \right] M,$$

где S_0 – начальное состояние НС; $[*]$ – оператор выделения целой части числа, меньшей или равной ему.

В блоке памяти содержатся коды A_i мгновенных значений амплитуд гармонического или иного многоуровневого колебания, соответствующих мгновенных фаз:

$$\varphi_i = \frac{2\pi}{M}i \quad (i = 0, 1, 2 \dots M-1).$$

Разрядность каждого управляющего слова на входах ЦАП равна $n - 1$. Параллельные регистры 1 и 2, n -разрядные ЦАП 1 и 2, ИОН, блок инверторов (логических схем «не»), арифметический сумматор кодов и аналоговый сумматор токов (напряжений) выполняют роль быстродействующего многоразрядного ЦАП, преобразующего коды

$$A_i = 2^n A_{i_{\text{ст}}} - A_{i_{\text{мл}}}$$

с выхода блока памяти в гармонический сигнал с требуемой формой огибающей, чаще всего, в моногармонический, следующим образом. На два одинаковых n -разрядных ЦАП от источника опорных напряжений подаются опорные сигналы (токи или напряжения), связанные зависимостью:

$$E_2 = E_1 \frac{2^{n-1}}{2^{n-1} - 1}.$$

На ЦАП 1 подаются младшие $n - 1$ разряды кода управления $A_{i_{\text{мл}}}$, а на ЦАП 2 код разности между старшими и младшими разрядами $A_{i_{\text{ст}}} - A_{i_{\text{мл}}}$.

Указанные коды организуются следующим образом. В арифметическом вычитателе (показан пунктиром на рисунке 5.3) происходит вычитание $n-1$ разрядного кода $A_{i_{\text{мл}}}$ из $(n-1)$ разрядного кода $A_{i_{\text{ст}}}$. В результате на выходе арифметического сумматора формируется n -разрядный код (его старший разряд – выход переноса сумматора)

$$A_{i_{\text{ст}}} + A_{i_{\text{мл}}} + 1 - 2^{n-1} + (A_{i_{\text{ст}}} - A_{i_{\text{мл}}}),$$

поступающий на информационные входы параллельного регистра памяти 1.

Одновременно на информационные входы параллельного регистра памяти 2 поступает ($n-1$) разрядный код $A_{i_мл}$. Эти коды изменяются каждый такт опорной частоты и по каждому импульсу опорного генератора переписываются на входы регистров 1 и 2.

Таким образом, на входы управления n -разрядного ЦАП 2 поступает код B_{1i} , составленный из ($n-1$) разрядного кода $A_{i_мл}$ и логического «0» в старшем n -м разряде. На выходе ЦАП 2 из опорного напряжения E_2 образуется напряжение или ток, пропорциональные коду B_{2i} :

$$U_{2_i} = 2^{-n} E_2 B_{2i} = \frac{E_2}{2} \frac{A_{i_мл}}{2^{n-1}-1}.$$

На входы управления n -разрядного ЦАП 1 поступает код

$$B_{1_i} = 2^{n-1} + (A_{i_ст} - A_{i_мл}).$$

На выходе ЦАП 1 из опорного напряжения E_1 формируется напряжение или ток, пропорциональные коду управления B_{1_i}

$$U_{1_i} = 2^{-n} E_1 B_{1_i} = \frac{E_1}{2} (1 - 2^{-(n-1)} A_{i_ст} - 2^{-(n-1)} A_{i_мл}).$$

Выходные напряжения U_{1_i} и U_{2_i} складываются в аналоговом сумматоре, на выходе которого формируется напряжение или ток

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} = U_{1_i} + U_{2_i} &= \frac{E}{2} \left(1 + \frac{A_{i_ст}}{2^{n-1}} + \frac{A_{i_мл}}{2^{n-1}} - \frac{A_{i_мл} \Delta}{2^{n-1}} \right) = \\ &= \frac{E}{2} + \frac{E}{2^{2n-1}} (2^{n-1} A_{i_ст} + A_{i_мл} + \Delta) = \frac{E}{2} + \frac{E}{2^{2n-1}} (A_i + \Delta), \end{aligned}$$

где

$$\Delta = A_{i_мл} \frac{2^{n-1}}{2^{n-1}-1} - A_{i_мл} = \frac{A_{i_мл}}{2^{n-1}-1}.$$

Поскольку $A_{i_мл} \leq 2^{n-1}$, то $\Delta \leq 1$.

Таким образом, каждому коду мгновенной фазы $S_i = \varphi_i$, сформированному на выходе НС из блока памяти извлекается $2(n-1)$ -разрядный код A_i мгновенного значения амплитуды гармонического сигнала, который преобразуется в аналоговый сигнал – ток или напряжение, - на выходе аналогового сумматора с ошибкой, не превосходящей единицы младшего разряда кода управления S_i . Фильтр нижних частот служит для фильтрации высокочастотных помех сформированного квазигармонического колебания требуемой частоты с номером Q .

Спектральную чистоту такого колебания принято характеризовать шумом квантования мгновенных значений, уровень которых (по верхней оценке) определяется формулой

$$D_{\text{ш}} = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{6} A_{i_{\text{макс}}}},$$

где $A_{i_{\text{макс}}}$ – число квантований амплитуды синтезируемого колебания.

В предложенном решении при использовании n -разрядных ЦАП достигается величина $A_{i_{\text{макс}}} = 2^{2n-2}$, т.е. спектральная чистота выходного колебания улучшена на $20 \lg 2^{n-2}$ дБ. Например, при использовании 8-разрядного ЦАП 1118ПА1 уровень некротных побочных спектральных составляющих будет на больше, чем $-84 \text{ дБ} + 7,8 \text{ дБ} = -76,2 \text{ дБ}$.

5.1.2. Многоуровневый пассивный цифровой синтезатор частот с управлением по двум координатам

Для более точного воспроизведения огибающей многоуровневого сигнала целесообразно ввести управление не только по амплитуде выходного колебания, но и по фазе тактовых импульсов [148]. Структурная схема такого синтезатора приведена на рисунке 5.4,а; временные диаграммы работы – на рисунке 5.4,б.

На выходе ЦАП воспроизводится 2^k (k –число двоичных разрядов) мгновенных значений моногармонического колебания, точно соответствующих мгновенной фазе φ_i . Синтезатор работает следующим образом. На входы НС и управляемого фазовращателя подается двоичный код Q выходной частоты. Емкость (модуль) НС P единиц. Текущий код на выходе НС содержит m старших разрядов и является кодом адреса для блока памяти.

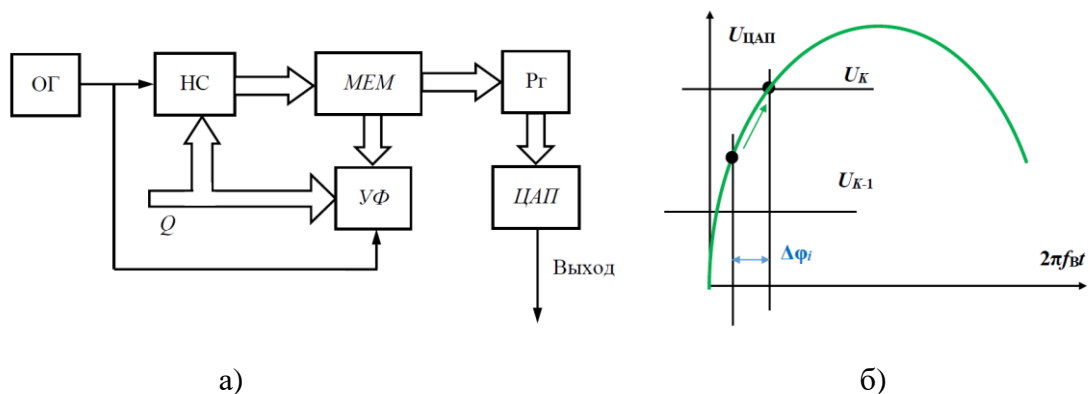


Рис. 5.4. Структурная схема многоуровневого МКА с управлением по фазе, а); временная диаграмма работы, б)

Блок памяти на своих двух выходах вырабатывает k -разрядный код напряжения $U_i = A \sin \varphi_i$ и n -разрядный код C_i фазовой ошибки $\Delta \varphi_i$. Как правило, разрядность ЦАП значительно меньше

разрядности m НС и равенство $U_i = A \sin \varphi_i$ нарушается по двум причинам. Во-первых, при некоторых значениях m на управляющий вход ЦАП подается один и тот же код. Например, если $k = 8$, а $m = 12$ (синтезируется одно из 4096 значений частоты), код m может принимать 4096 значений, а напряжение U_i – только 256 значений, т.е. каждому из 16 различных кодов V_i может быть поставлен в соответствие только один код напряжения U_i .

Во-вторых, даже для точных значений $\varphi_i = i2\pi/2^k$ напряжение U_i воспроизводится с ошибкой из-за конечной точности ЦАП (конечного числа разрядов k). В приведенном примере даже для 256 значений в общем случае $\varphi_i \neq \varphi_{ki}$. Код $\Delta\varphi_i = i2\pi/2^m - \lfloor \varphi_{ki} \rfloor$, где $\lfloor \varphi_{ki} \rfloor$ ближайшее значение $\varphi_k \geq \varphi_i$, управляет фазовращателем, в задачу которого входит изменение фазы выходной импульсной последовательности ОГ на величину $\Delta\varphi_i$. Если управляемый фазовращатель выполнен в виде управляемого устройства задержки (УУЗ) то i -й выходной импульс генератора должен быть задержан на величину

$$\Delta t_i = \frac{\Delta\varphi_i}{f_b} = 2^m T_0 \frac{\Delta\varphi_i}{A}.$$

Если использовать в качестве фазовращателя простейшее УУЗ на основе промежуточных преобразований, описанное в разделе 6.1, то код $\Delta\varphi_i$ надо подать на ЦАП (рисунок 6.3), выходное напряжение которого $U_i = x\Delta\varphi_i$ поступает на один из входов компаратора. На второй вход компаратора подается пилообразное напряжение (рисунок 6.4), крутизна которого пропорциональна коду выходной частоты. Когда напряжение на емкости сравнивается с напряжением ЦАП, на выходе компаратора будет сформирован импульс (перепад напряжения), задержанный относительно импульса ОГ на величину

$$\Delta t_i = \frac{xU_i}{I} = \frac{xC}{\beta} = \frac{\Delta\varphi_i}{A} \quad (5.11)$$

При выполнении равенства

$$\frac{xC}{\beta} = 2^m T_0 \quad (5.12)$$

на выходе управляемого фазовращателя реализуется требуемая задержка. Импульсная последовательность, сформированная на выходе УФ, тактирует регистр памяти. Благодаря введенной задержке код мгновенного значения моногармонического колебания на выходе регистра памяти воспроизводится именно в тот момент времени, когда идеальное моногармоническое (гипотетическое) колебание достигает данного значения.

Этот код преобразуется с помощью ЦАП в квазимоногармоническое колебание заданной частоты f_b . При точном выполнении равенств (5.11) и (5.12) все выборки на выходе ЦАП

идеально совпадают с гипотетическим моногармоническим колебанием и дискретные побочные спектральные составляющие в диапазоне частот ниже $2f_b$ отсутствуют.

Реально конечное число управляющих разрядов и неточное выполнение равенства (5.12) приведут к неполному подавлению ДПСС. При 8-битовом квантовании по амплитуде и 8-битовой интерполяции по времени, может быть достигнут относительный уровень ДПСС – 80...86 дБ, что может дать выигрыш около 40дБ по сравнению с многоуровневым синтезатором с таким же ЦАП, но без управления фазой выборки.

5.1.3. Метод нониусного цифроаналогового преобразования первого типа

При цифроаналоговом преобразовании в МКА число n двоичных разрядов ЦАП ограничивает степень демодуляции исходной функциональной фазоимпульсной модуляции на величину

$$\delta_n = \frac{1}{2^{n-1}} \approx 2^{-n} \text{ [раз] или } -6n \text{ [дБ]}.$$

Аналогично, влияние нелинейности ЦАП на уровень дискретных побочных спектральных составляющих определяется выражением

$$\delta_{\text{ц}} \leq \frac{1}{2^{n+1}} \text{ [раз] или } -6(n+1) \text{ [дБ]}.$$

Разрядность ЦАП накладывает серьезное ограничение на точность преобразования цифрового кода управления в напряжение или ток. Быстродействие ЦАП позволяет работать с более высокой тактовой частотой при прямотактовом синтезе и с более высокой выходной частотой при прямопериодном синтезе.

В классических параллельных цифроаналоговых преобразователях (ЦАП) из единственного опорного сигнала Y формируют сигналы с соответствующими значениями (весами) разрядов входного управляющего кода X , которые затем суммируют и образуют дискретные значения выходной аналоговой величины Z – напряжения или тока.

Будем считать, что цифровой код управления позиционный, а система счисления с основанием a двоичная ($a = 2$).

Для двоичного ЦАП выходной сигнал определяется следующим образом:

$$Z = hY(a_{k-1}2^{k-1} + a_{k-2}2^{k-2} + \dots + a_02^0),$$

где Y — опорный (эталонный) сигнал; $q \in (a_0, a_1, \dots, a_{k-1}) \equiv [0, 1]$ — коэффициенты двоичных разрядов, принимающие значения «0» или «1»;

$k = 0, 1, \dots, \psi-1$ — номер двоичного разряда;

h — коэффициент пропорциональности.

В случае цифрового десятичного управляющего кода числа X , отнормированного к единице:

$$0 \leq X = \sum_{k=0}^{\psi-1} q_k \times a^{-k} < 1,$$

где $a = 10$; $q_k \in [0, 1, \dots, 9]$; ψ — число десятичных разрядов в слове X .

Внутреннее содержание ЦАП₀ и алгоритм его работы (внутреннего функционирования) для дальнейшего рассмотрения не имеет принципиального значения.

Величина ступеньки (шага квантования) на выходе такого ЦАП равна $s = Y/(a^\psi - 1)$. В этом случае $Z = Y \times X$ и имеет место "классическое" преобразование $X \Rightarrow Z$, причем точность преобразования является линейной функцией точности элементарных электронных компонентов ЦАП — резистивных (конденсаторных) матриц, ключей тока (напряжения) и т.д., т.е. определена технологией изготовления конкретной микросхемы ЦАП и конечной точностью (разбросом) номинальных значений его внутренних элементов.

Погрешность преобразования в течение последних 30 лет практически не изменилась и не превышает 12...14 бит. Поэтому характеристики преобразования реальных ЦАП отличаются от идеальных формой, величиной ступеней и их расположением относительно осей координат.

Для увеличения точности преобразования можно усложнять внутреннюю структуру ЦАП, увеличивать точность и стабильность параметров используемых элементов, но только в пределах возможностей производства [138]. В настоящее время указанные причины ограничивают максимально достижимую точность параллельного ЦАП 18...20 двоичными разрядами (битами) кода управления X .

В основу предлагаемого способа повышения точности ЦАП (рисунок 5.5) положен принцип нониусного преобразования [180,182] - использование двух мерных шкал, находящихся в дробно - кратном соотношении, т.е. осуществление пары преобразований $X \Rightarrow Z_1$; $X \Rightarrow Z_2$; $Z_1, Z_2 \Rightarrow Z_0$.

Иными словами, присутствует пара мерных шкал (опорных сигналов Y), связанных зависимостью:

$$Y_2 = Y_1(1 \pm a^{-\alpha}), \quad (5.13)$$

при этом структуру числа X представляют в виде (разбиение искусственное):

$$X = X_{\alpha+\beta} X_{\alpha+\beta-1} \dots X_2 X_1 \equiv M a^{-\alpha} N,$$

где M группа старших разрядов длины α и $a^{-\alpha}N$ группа младших разрядов длины β числа X в выбранной системе счисления. Практически, число N есть результат умножения числа $a^{-\alpha}N$ в a^α раз, (сдвинутое на α разрядов влево), т.е. умноженное цифровым способом в a^α раз. Тогда можно записать:

$$Q = M \pm N;$$

$$Z_1 = Y_1 Q = Y_1 \times \left(\sum_{k=1}^{\alpha} q_{\alpha} a^{-\alpha} \pm \sum_{k=1}^{\beta} q_{\beta} a^{-\beta} \right);$$

$$Z_2 = Y_2 N = Y_2 \times \sum_{k=1}^{\beta} q_{\beta} a^{-\beta};$$

$$\begin{aligned} Z_0 = Z_1 \mp Z_2 &= Y_1 \left[\sum_{k=1}^{\alpha} q_{\alpha} a^{-\alpha} \pm \sum_{k=1}^{\beta} q_{\beta} a^{-\beta} \right] \mp Y_1 (1 \mp a^{-\alpha}) \left[\sum_{k=1}^{\beta} q_{\beta} a^{-\beta} \right] = \\ &= Y_1 \left\{ \sum_{k=1}^{\alpha} q_{\alpha} a^{-\alpha} \pm \sum_{k=1}^{\beta} q_{\beta} a^{-\beta} \mp \sum_{k=1}^{\beta} q_{\beta} a^{-\beta} + a^{-\alpha} \sum_{k=1}^{\beta} q_{\beta} a^{-\beta} \right\}. \end{aligned}$$

При этом должно соблюдаться условие:

при арифметическом суммировании цифровых кодов управления M и N , сигналы Z_1 и Z_2 в выходном аналоговом сумматоре должны вычитаться, как и второй опорный сигнал $Y_2 = Y_1(1 - a^{-\alpha})$ в соответствии с выражением:

$$\begin{aligned} Z_0 = Z_1 + Z_2 &= Y_1 \left[\sum_{k=1}^{\alpha} q_{\alpha} a^{-\alpha} - \sum_{k=1}^{\beta} q_{\beta} a^{-\beta} \right] + Y_1 (1 + a^{-\alpha}) \left[\sum_{k=1}^{\beta} q_{\beta} a^{-\beta} \right] = \\ &= Y_1 \left\{ \sum_{k=1}^{\alpha} q_{\alpha} a^{-\alpha} + a^{-\alpha} \sum_{k=1}^{\beta} q_{\beta} a^{-\beta} \right\}; \end{aligned}$$

при арифметическом вычитании цифровых кодов управления M и N , сигналы Z_1 и Z_2 в выходном аналоговом сумматоре должны складываться, как и второй опорный сигнал $Y_2 = Y_1(1 + a^{-\alpha})$ в соответствии с выражением:

$$Z_0 = Z_1 - Z_2 = Y_1 \left[\sum_{k=1}^{\alpha} q_{\alpha} a^{-\alpha} + \sum_{k=1}^{\beta} q_{\beta} a^{-\beta} \right] - Y_1 (1 - a^{-\alpha}) \left[\sum_{k=1}^{\beta} q_{\beta} a^{-\beta} \right] =$$

$$= Y_1 \left\{ \sum_{k=1}^{\alpha} q_k a^{-k} + a^{-\alpha} \sum_{k=1}^{\beta} q_k a^{-k} \right\}.$$

Как следует из приведенных формул, данные преобразования приводят к одинаковому результату, что обеспечивает требуемую точность преобразования цифрового кода управления X в аналоговую величину Z_0 :

$$Z_0 = Y_1 \left\{ \sum_{k=1}^{\alpha} q_k a^{-k} + a^{-\alpha} \sum_{k=1}^{\beta} q_k a^{-k} \right\},$$

причем требования к высокой точности предъявляются только к источникам опорного сигнала – тока или напряжения Y_1 и Y_2 **на постоянном токе и в одной точке шкалы.**

Структурная схема первого варианта построения нониусного цифроаналогового преобразователя, приведена на рисунке 5.5. На ней показан арифметический сумматор, на входы которого поступают α старших разрядов и β младших разрядов управляющего слова X , причем младшие $a^{-\alpha} N$ разрядов перед этим подверглись цифровому умножению в a^α раз (сдвиг влево на α разрядов) с помощью цифрового умножителя.

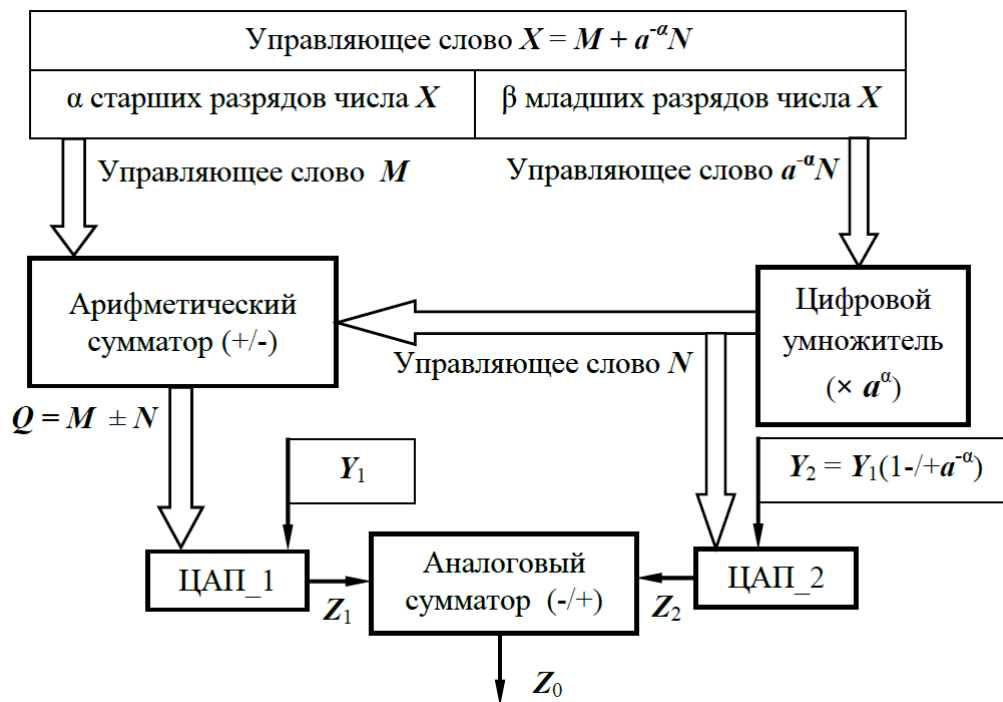


Рис. 5.5. Способ нониусного цифроаналогового преобразования первого типа

На рисунке 5.5 также имеются первый источник опорного сигнала Y_1 , второй источник опорного сигнала Y_2 , ЦАП_1, аналоговый сумматор и ЦАП_2. При этом выходная шина

арифметического сумматора подключена к соответствующей входной шине управления ЦАП_1, к другому входу которого подключен выход источника опорного сигнала Y_1 . Выход ЦАП_1 соединен с соответствующим входом аналогового сумматора, к другому входу которого подключен выход ЦАП_2, на входную шину управления которого поданы $a^{-\alpha}N$ младших разрядов управляющего слова X ; подвергшихся цифровому умножению в a^α раз (сдвиг влево на α разрядов) с помощью цифрового умножителя, а другой вход ЦАП_2 соединен с выходом источника опорного сигнала Y_2 . На выходе аналогового сумматора имеем требуемый выходной аналоговый сигнал Z_0 .

В качестве числового примера рассмотрим вариант нониусного преобразования десятичного числа $X_{(10)} \leftrightarrow (M+10^{-1}N)_{(10)}$ в абстрактный аналоговый параметр Z .

Поскольку система счисления десятичная, двухразрядное цифровое слово $X_{(10)}$ разбиваем на два одноразрядных - M и N , а опорные сигналы Y примут вид: $Y_1 = 1,0$; $Y_2 = 1,1 \times Y_1$.

Характерных вариантов будет два: для случая $5 \leq M_1 < 10$ и для случая $0 \leq M_1 < 5$. Пусть $M_1 = 6$ и $M_2 = 3$, а N принимает значения от 0 до 9. Сведем этапы вычислений и преобразований в таблицы 5.1 – 5.4.

Таблица 5.1. $Y_2 = 1,1 \times Y_1$

M_1	N	$M_1 - N$	$Y_1 \times (M_1 - N)$	$Y_2 \times N$	Z_0
8	0	8	8	0,0	8,0
8	1	7	7	1,1	8,1
8	2	6	6	2,2	8,2
8	3	5	5	3,3	8,3
8	4	4	4	4,4	8,4
8	5	3	3	5,5	8,5
8	6	2	2	6,6	8,6
8	7	1	1	7,7	8,7
8	8	0	0	8,8	8,8
8	9	-1	-1	9,9	8,9

Таблица 5.2. $Y_2 = 1,1 \times Y_1$

M_2	N	$M_2 - N$	$Y_1 \times (M_2 - N)$	$Y_2 \times N$	Z_0
3	0	3	3	0,0	3,0
3	1	2	2	1,1	3,1
3	2	1	1	2,2	3,2
3	3	0	0	3,3	3,3
3	4	-1	-1	4,4	3,4
3	5	-2	-2	5,5	3,5
3	6	-3	-3	6,6	3,6
3	7	-4	-4	7,7	3,7
3	8	-5	-5	8,8	3,8
3	9	-6	-6	9,9	3,9

В случае $Y_2 = 0,9 \times Y_1$ и при тех же числовых параметров, получим:

Таблица 5.3. $Y_2 = 0,9 \times Y_1$

M	N	$M+N$	$Y_1 \times (M+N)$	$Y_2 \times N$	Z_0
8	0	8	8	0,0	8,0
8	1	9	9	0,9	8,1
8	2	10	10	1,8	8,2
8	3	11	11	2,7	8,3
8	4	12	12	3,6	8,4
8	5	13	13	4,5	8,5
8	6	14	14	5,4	8,6
8	7	15	15	6,3	8,7
8	8	16	16	7,2	8,8
8	9	17	17	8,1	8,9

Таблица 5.4. $Y_2 = 0,9 \times Y_1$

M	N	$M+N$	$Y_1 \times (M+N)$	$Y_2 \times N$	Z_0
3	0	3	3	0,0	3,0
3	1	4	4	0,9	3,1
3	2	5	5	1,8	3,2
3	3	6	6	2,7	3,3
3	4	7	7	3,6	3,4
3	5	8	8	4,5	3,5
3	6	9	9	5,4	3,6
3	7	10	10	6,3	3,7
3	8	11	11	7,2	3,8
3	9	12	12	8,1	3,9

Единственными узлами нониусного ЦАП, к которым следует предъявить жесткие требования по обеспечению точности, являются выходной аналоговый 11 сумматор и источники опорных сигналов Y_1 и Y_2 , причем трудности по их реализации не являются непреодолимыми, более того, стандартными для (высоко) прецизионной электроники.

Так, например, при двадцатиразрядном входном двоичном слове ($\alpha = \beta = 10$) и $Y_1 = 10$ В, требуемая относительная точность аналогового сумматора и источника Y_1 $\delta_a \leq 2^{-20} \approx 10^{-6}$ (абсолютная точность – 9,5 мкВ), что вполне реализуемо на современной элементной базе.

Следует также помнить, что в обоих рассматриваемых случаях разрядность первого ЦАП_10 должна быть на единицу больше разрядности второго ЦАП_12, иными словами, при равной разрядности ЦАП 10 и ЦАП 12 длина β управляющего слова N и слова $X_{02} = N - 1$. В результате, при использовании двух ЦАП равной разрядности β (и точности a^{-1}), результирующая точность будет не лучше $\delta \geq (2\beta - 1)^{-1}$.

Выборочно проверим первый алгоритм преобразования для четырехразрядного десятичного числа, сведя результаты в таблицу 5.5.

Таблица 5.5. $Y_2 = 1.01 \times Y_1$

X_1	X_2	X_3	X_4	$Q_1 = X_1X_2 - X_3X_4$	$Z_1 = Y_1 \times X_1X_2$	$Z_2 = Y_2 \times X_3X_4$	$Z_0 = Z_1 + Z_2$
8	0	0	0	80	80	0,00	80,00
8	1	0	2	79	79	2,02	81,02
8	2	0	4	78	78	4,04	82,04
8	3	0	1	82	82	1,01	83,01
8	4	0	3	81	81	3,03	84,03
8	5	0	6	79	79	6,06	85,06
8	6	0	8	78	78	8,08	86,08
8	7	0	5	82	82	5,05	87,05
8	8	0	7	81	81	7,07	88,07
8	9	0	9	80	80	9,09	89,09
8	3	4	7	36	36	47,47	83,47
8	3	1	6	67	67	16,16	83,16
8	3	2	6	57	57	26,26	83,26
8	3	3	6	47	47	36,36	83,36
8	3	4	6	37	37	46,46	83,46
8	3	5	6	27	27	56,56	83,56
8	3	6	6	17	17	66,66	83,66
8	3	7	6	7	7	76,76	83,76
8	3	8	6	- 3	- 3	86,86	83,86
8	3	9	6	- 13	- 13	96,96	83,96

Последний вопрос - неравная разрядность N и M при $(N + M) \equiv 1 \pmod{2}$, т.е. при X нечетном, а именно, случай $M = N - 1$. Составим еще две таблицы 5.6 и 5.7 - для первого и второго вариантов преобразования:

Таблица 5.6. $Y_2 = 1.01 \times Y_1$

X_1	X_2	X_3	$Q_1 = X_1 - X_2X_3$	$Z_1 = Y_1 \times Q_1$	$Z_2 = Y_2 \times Q_2$	$Z_0 = Z_1 + Z_2$
8	0	0	8	8	0,00	8,00
8	0	1	7	7	1,01	8,01
8	1	2	- 4	- 4	12,12	8,12
8	1	3	- 5	- 5	13,13	8,13
8	2	4	- 16	- 16	24,24	8,24
8	2	5	- 17	- 17	25,25	8,25
8	3	6	- 28	- 28	36,36	8,36
8	3	7	- 29	- 29	37,37	8,37
8	4	8	- 40	- 40	48,48	8,48
8	4	9	- 41	- 41	49,49	8,49 и т.д.

Таблица 5.7. $Y_2 = 0.99 \times Y_1$

X_1	X_2	X_3	$Q_1 = X_1 + X_2X_3$	$Z_1 = Y_1 \times Q_1$	$Z_2 = Y_2 \times Q_2$ ($Q_2 = X_2X_3$)	$Z_3 = Z_1 - Z_2$
3	0	0	3	3	00,00	3,00
3	0	1	4	4	00,99	3,01
3	1	2	15	15	11,88	3,12
3	1	3	16	16	12,87	3,13
3	2	4	27	27	23,76	3,24
3	2	5	28	28	24,75	3,25
3	3	6	39	39	35,64	3,36
3	3	7	40	40	36,63	3,37
3	4	8	51	51	47,52	3,48
3	4	9	52	52	48,51	3,49

В предлагаемом способе преобразования при любом соотношении чисел N и M происходит потеря всего лишь двух разрядов при **росте точности** цифроаналогового преобразования в $\approx a^{\alpha-2}$ раз, т.к. происходит значительное уменьшение погрешности, а значит, увеличение точности

преобразования параллельного цифроаналогового преобразования без ужесточения требований к технологии изготовления элементов ЦАП.

Поэтому ослабление требований к ЦАП в виде уменьшения требуемого числа разрядов ψ управляющего слова X при сохранении конечной точности преобразования так важно для практики.

На рисунке 5.6,а приведена упрощенная 6-битовая модель такого ЦАП с трактом цифрового вычитания, а на рисунке 5.6,б – временные диаграммы его работы. Моделирование структуры [134,136,184] полностью подтвердило ее работоспособность и заявленную точность преобразования.

Таким образом, имея пару мерных шкал, связанных соотношением (5.29), можно получить точность преобразования цифрового кода управления в выходной аналоговый сигнал – ток или напряжение, значительно превышающую точность преобразования используемых ЦАП.

Кроме того, рассматриваемый способ нониусного преобразования позволяет, при необходимости, увеличить быстродействие ЦАП, уменьшив примерно вдвое разрядность исходных элементов.

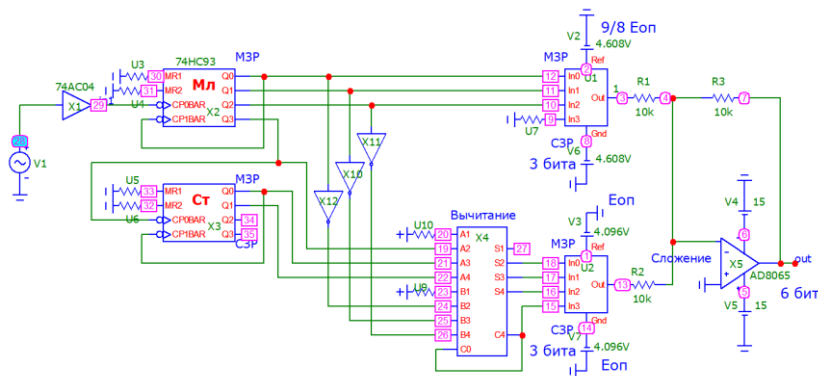
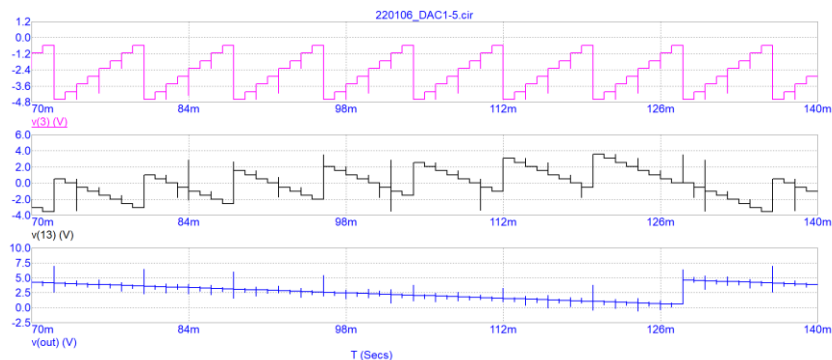


Рис. 5.6.а. Модель нониусного 6-битового ЦАП первого типа с трактом цифрового вычитания кодов



б)

Рис. 5.6.б. Временные диаграммы работы модели нониусного 6-битового ЦАП первого типа с трактом цифрового вычитания кодов

На рисунке 5.7,а приведена упрощенная 6-битовая модель такого ЦАП с трактом цифрового вычитания, а на рисунке 5.7,б – временные диаграммы его работы.

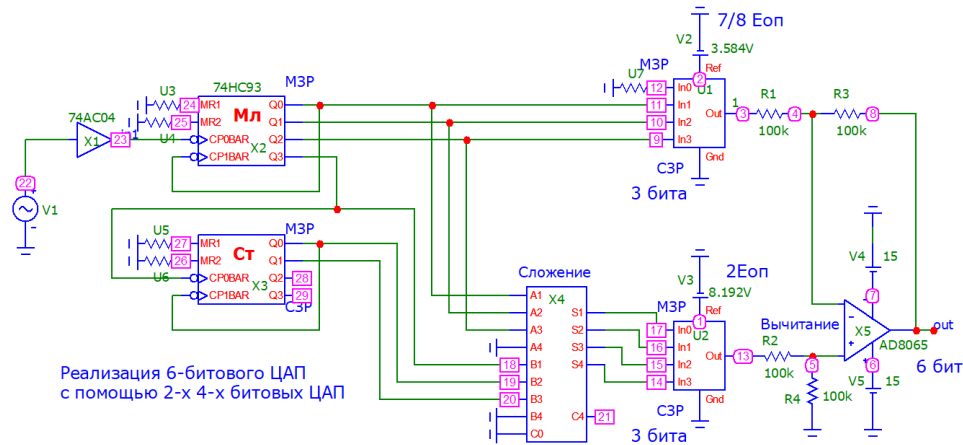


Рис. 5.7.а. Модель нониусного 6-битового ЦАП первого типа с трактом цифрового сложения кодов

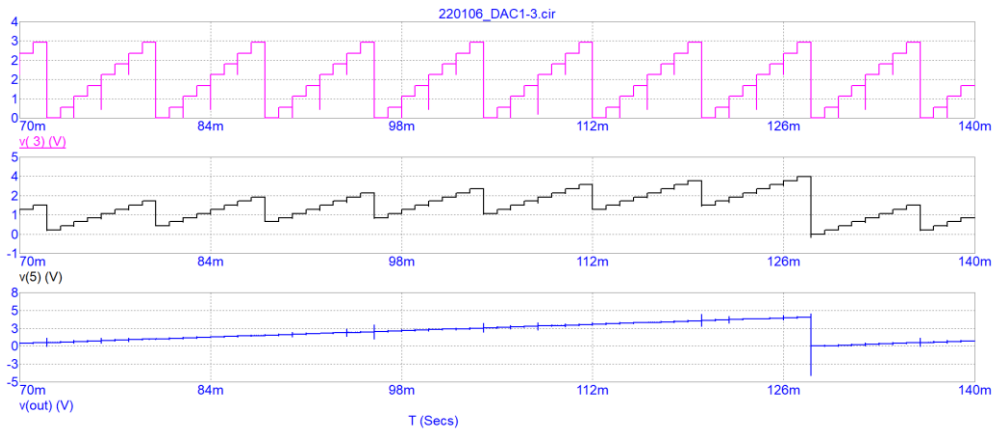


Рис. 5.7.б. Временные диаграммы работы модели нониусного 6-битового ЦАП первого типа с трактом цифрового сложения кодов

Натурное (рисунок 5.8,а,б,в) и схемотехническое моделирование структуры ЦАП первого типа [134,136] полностью подтвердило ее работоспособность и заявленную точность преобразования.

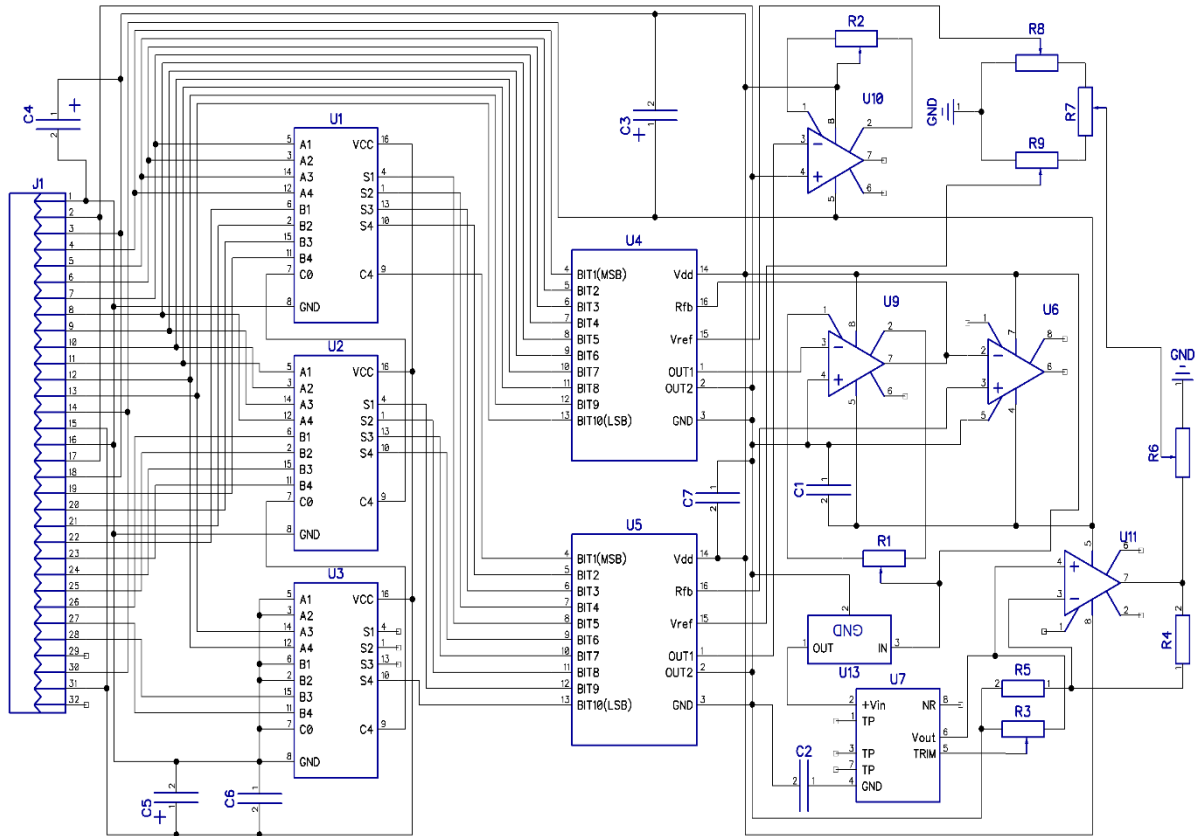


Рис.5.8,а. Схема макета нониусного ЦАП первого типа на отечественной элементной базе.

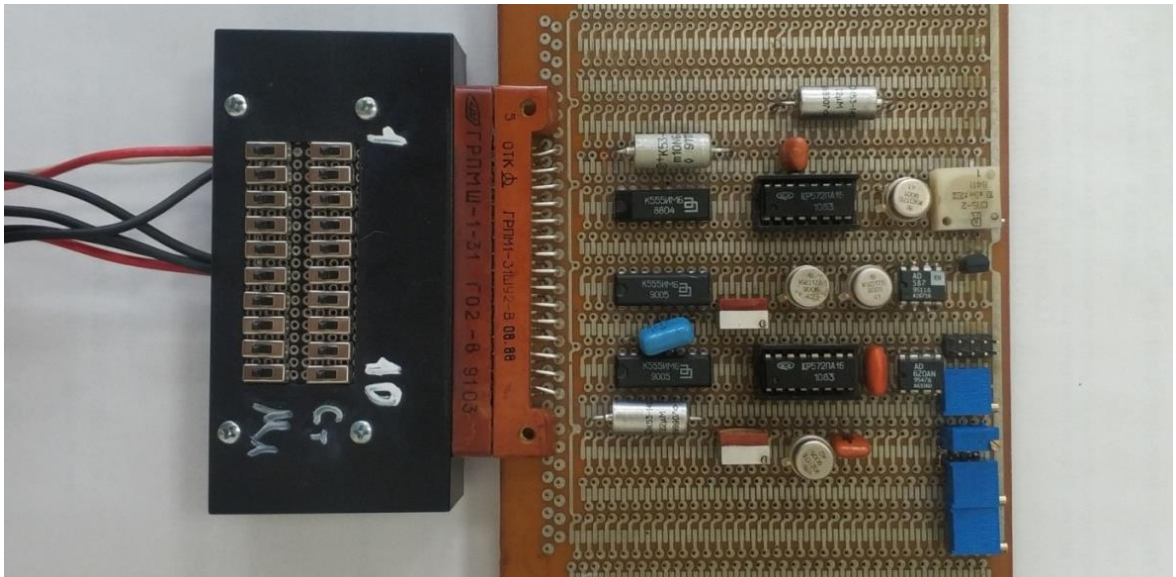


Рис.5.8,б. Внешний вид макета нониусного ЦАП первого типа

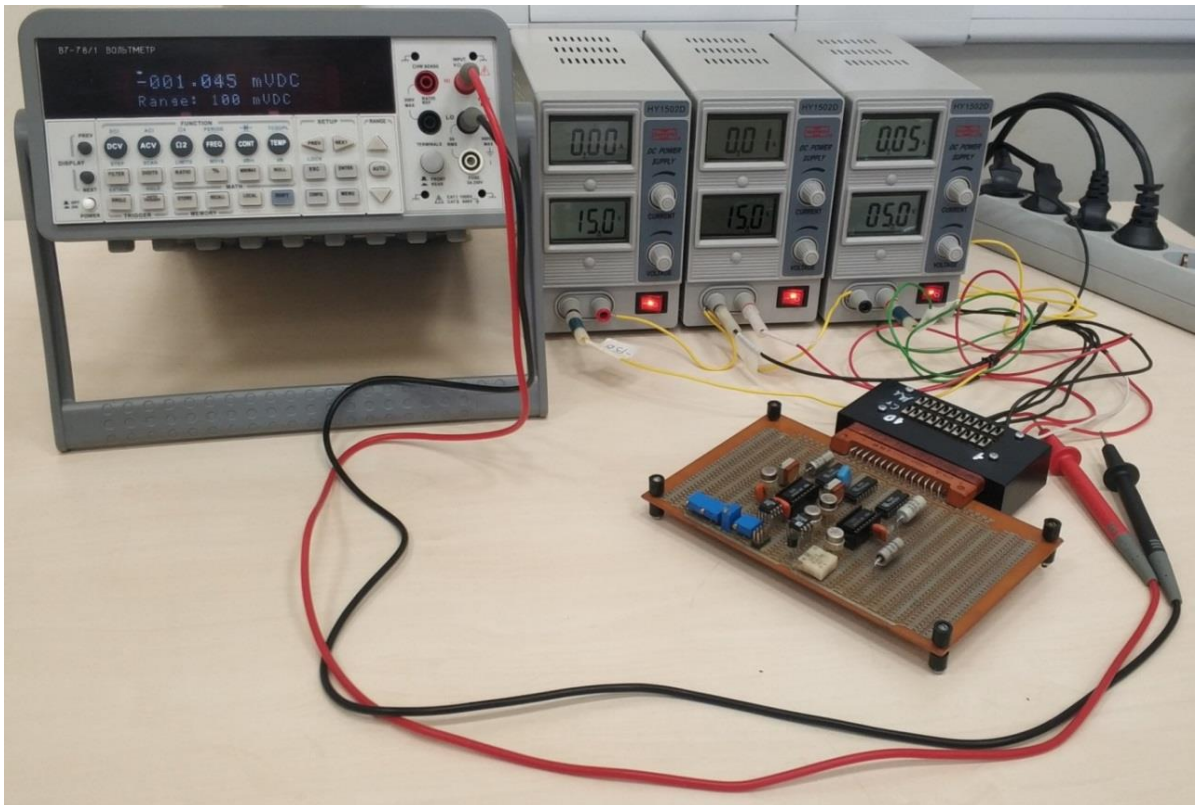


Рис.5.8,в. Внешний вид стенда для настройки нониусного ЦАП первого типа

5.1.4. Метод нониусного цифроаналогового преобразования второго типа

Возможен еще один вариант нониусного преобразования, причем без потери точности [181,183]. Результатом является дополнительное, по сравнению с предыдущим примером, повышение точности преобразования аналоговой величины с помощью цифроаналоговой обработки кода управления и использования разных мерных шкал Y , как минимум двух.

В основу предлагаемого способа положен, как и в предыдущем примере, принцип нониусного преобразования [181,183] - использование двух мерных шкал, находящихся в дробно - кратном соотношении (рисунок 5.9), т.е. осуществление пары преобразований $X \Rightarrow Z_1; X \Rightarrow Z_2; Z_1, Z_2 \Rightarrow Z_0$.

Иными словами, присутствует пара мерных шкал (опорных сигналов Y), связанных зависимостью:

$$Y_2 = Y_1(1 \pm a^{-\alpha}),$$

при этом структуру числа X представляют в виде (разбиение искусственное):

$$X = X_{\alpha+\beta} X_{\alpha+\beta-1} \dots X_2 X_1 \equiv M a^{-\alpha} N,$$

где M группа старших разрядов длины α и $a^{-\alpha}N$ группа младших разрядов длины β числа X в выбранной системе счисления. Практически, число N есть результат умножения числа $a^{-\alpha}N$ в a^α раз, (сдвинутое на α разрядов влево), т.е. умноженное цифровым способом в a^α раз. Тогда можно записать:

$$\begin{aligned} Z_1 &= Y_1 M = Y_1 \times \sum_{k=1}^{\alpha} q_k a^{-k}; \\ Z_2 &= Y_1 N = Y_1 \times \sum_{k=1}^{\beta} q_k a^{-k}; \\ Z_3 &= Y_2 N = Y_1 (1 \pm a^{-\alpha}) = Y_1 \times \left(\sum_{k=1}^{\beta} q_k a^{-k} \pm a^{-\alpha} \sum_{k=1}^{\beta} q_k a^{-k} \right); \\ Z_0 &= Z_1 \mp Z_2 \pm Z_3 = Y_1 M \mp Y_1 N \pm Y_2 N = \\ &= Y_1 \left[\sum_{k=1}^{\alpha} q_k a^{-k} \mp \sum_{k=1}^{\beta} q_k a^{-k} \right] \pm Y_1 (1 \pm a^{-\alpha}) \left[\sum_{k=1}^{\beta} q_k a^{-k} \right] = \\ &= Y_1 \left\{ \sum_{k=1}^{\alpha} q_k a^{-k} \mp \sum_{k=1}^{\beta} q_k a^{-k} \pm \sum_{k=1}^{\beta} q_k a^{-k} + a^{-\alpha} \sum_{k=1}^{\beta} q_k a^{-k} \right\}. \end{aligned}$$

При этом должны соблюдаться условия:

при алгебраическом суммировании сигналов Z_1 , Z_2 и Z_3 в выходном аналоговом сумматоре, сигнал Z_3 должен вычитаться из сигнала Z_2 , как и второй опорный сигнал $Y_2 = Y_1(1 + a^{-\alpha})$ в соответствии с выражением:

$$\begin{aligned} Z_0 &= Z_1 + Z_2 - Z_3 = \\ &= Y_1 \left[\sum_{k=1}^{\alpha} q_k a^{-k} + \sum_{k=1}^{\beta} q_k a^{-k} \right] - Y_1 (1 - a^{-\alpha}) \left[\sum_{k=1}^{\beta} q_k a^{-k} \right] = \\ &= Y_1 \left\{ \sum_{k=1}^{\alpha} q_k a^{-k} + a^{-\alpha} \sum_{k=1}^{\beta} q_k a^{-k} \right\}; \end{aligned}$$

при алгебраическом суммировании сигналов Z_1 , Z_2 и Z_3 в выходном аналоговом сумматоре, сигнал Z_2 должен вычитаться из сигнала Z_3 в соответствии с выражением:

$$\begin{aligned}
\mathbf{Z}_0 &= \mathbf{Z}_1 - \mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_3 = \\
&= Y_1 \left[\sum_{k=1}^{\alpha} q_{\alpha} \mathbf{a}^{-\alpha} - \sum_{k=1}^{\beta} q_{\beta} \mathbf{a}^{-\beta} \right] + Y_1(1 + \mathbf{a}^{-\alpha}) \left[\sum_{k=1}^{\beta} q_{\beta} \mathbf{a}^{-\beta} \right] = \\
&= Y_1 \left\{ \sum_{k=1}^{\alpha} q_{\alpha} \mathbf{a}^{-\alpha} + \mathbf{a}^{-\alpha} \sum_{k=1}^{\beta} q_{\beta} \mathbf{a}^{-\beta} \right\},
\end{aligned}$$

но при этом второй опорный сигнал $Y_2 = Y_1(1 - \mathbf{a}^{-\alpha})$.

Как следует из приведенных формул, данные преобразования приводят к одинаковому результату, что обеспечивает требуемую точность преобразования цифрового кода управления X в аналоговую величину Z_0 :

$$\mathbf{Z}_0 = Y_1 \left\{ \sum_{k=1}^{\alpha} q_{\alpha} \mathbf{a}^{-\alpha} + \mathbf{a}^{-\alpha} \sum_{k=1}^{\beta} q_{\beta} \mathbf{a}^{-\beta} \right\}.$$

Структурная схема одного из возможных вариантов построения нониусного цифроаналогового преобразователя второго типа, реализующего предлагаемый способ, приведена на рисунке 5.9, на которой показаны:

цифровой умножитель, в котором младшие $\beta \mathbf{a}^{-\alpha}N$ разрядов управляющего слова $\mathbf{a}^{-\alpha}N$ подвергаются цифровому умножению в \mathbf{a}^{α} раз (сдвиг влево на α разрядов).

На рисунке 5.9 также имеются источник опорного сигнала Y_1 и источник опорного сигнала Y_2 , ЦАП_0, аналоговый сумматор, ЦАП_1 и ЦАП_2. При этом выходная шина \mathbf{a} старших разрядов управляющего слова M подключена к соответствующей входной шине управления ЦАП_0, к другому входу которого подключен выход источника опорного сигнала Y_1 .

Выход ЦАП_0 соединен с соответствующим входом аналогового сумматора, к другим входам которого подключены выход ЦАП_1 и выход ЦАП_2, а на входную шину управления ЦАП_1 и ЦАП_2 поданы β младших разрядов управляющего слова N (управляющее слово $\mathbf{a}^{-\alpha}N$, подвергшееся цифровому умножению в \mathbf{a}^{α} раз (сдвиг влево на α разрядов), другой вход ЦАП_1 соединен с выходом источника опорного сигнала Y_1 , а соответствующий (аналогичный) вход ЦАП_2 соединен с выходом источника опорного сигнала Y_2 .

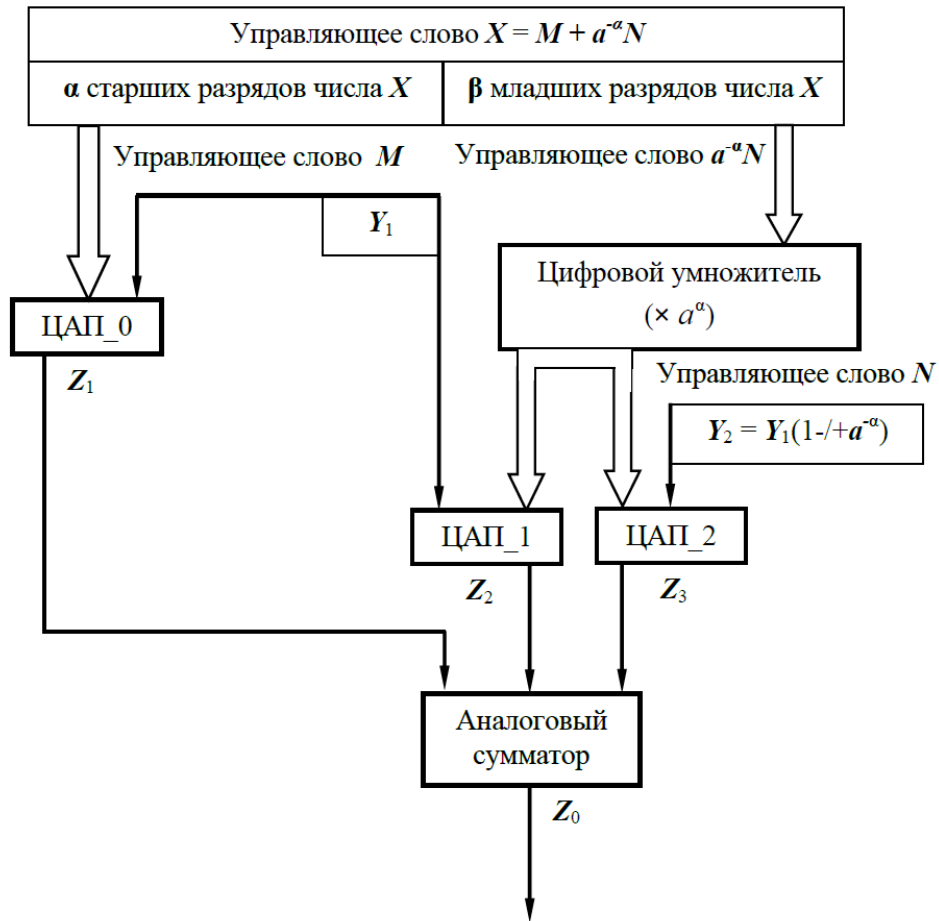


Рис. 5.9. Способ нониусного цифроаналогового преобразования второго типа

Заметим, что мерные шкалы (опорные сигналы) Y_1 и Y_2 связанных зависимостью (5.13):

$$Y_2 = Y_1(1 \pm a^{-\alpha}).$$

На выходе аналогового сумматора имеем выходной аналоговый сигнал Z_0 , полностью аналогичный выходному сигналу ЦАП первого типа.

В рассмотренных структурах нониусных ЦАП возможно прецизионное преобразование управляющего цифрового слова конечного автомата в аналоговый параметр – напряжение или ток.

Таким образом, имея **пару** мерных шкал, связанных соотношением (5.13), можно получить двойную точность преобразования цифрового кода управления в выходной аналоговый сигнал – ток или напряжение, которая на порядки превышает точность преобразования исходных ЦАП.

Кроме того, рассматриваемый способ нониусного преобразования позволяет, при необходимости, значительно увеличить быстродействие ЦАП, уменьшив вдвое разрядность исходных элементов матрицы – рисунок 5.10.

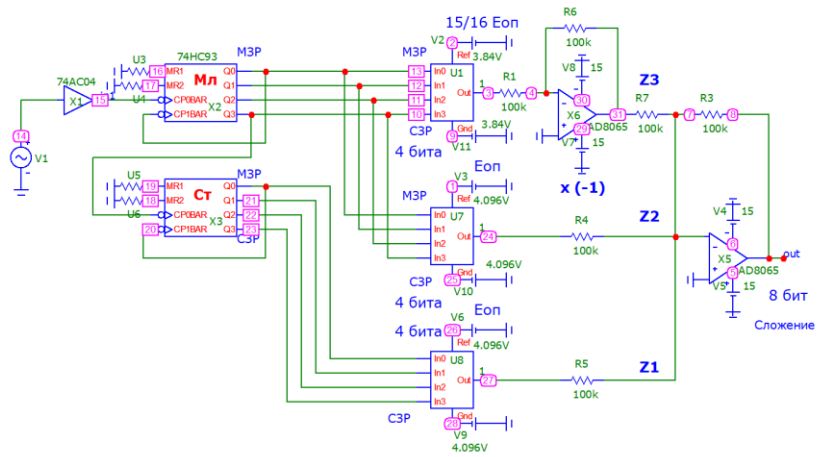


Рис. 5.10.а. Модель нониусного 8-битового ЦАП второго типа с аналоговым вычитанием

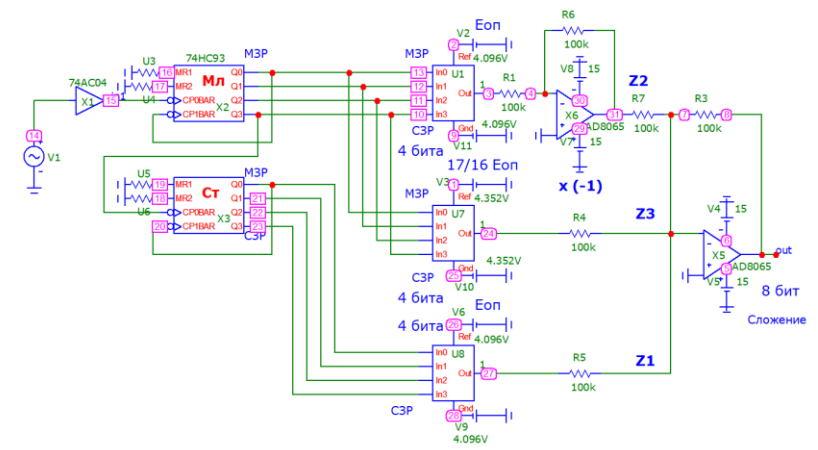


Рис. 5.10.б. Модель нониусного 8-битового ЦАП второго типа с аналоговым сложением

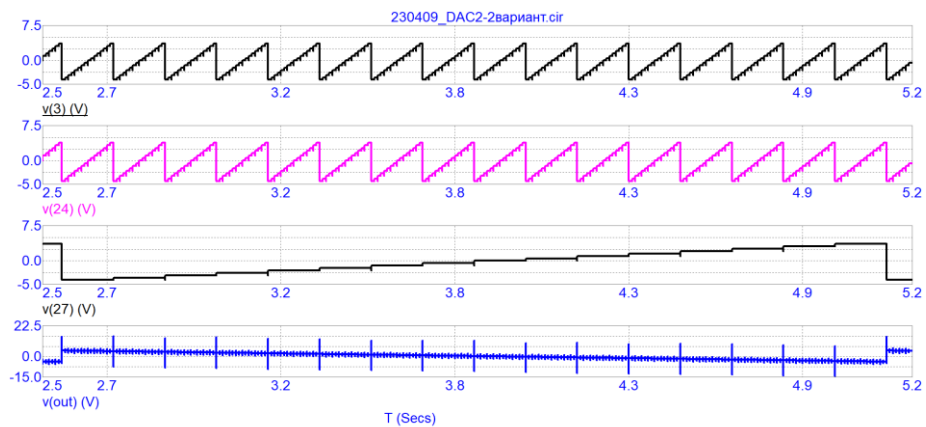


Рис. 5.10.в. Временные диаграммы работы модели нониусного 8-битового ЦАП второго типа

Схемотехническое моделирование структуры [180,182] полностью подтвердило ее работоспособность и заявленную точность преобразования.

5.2. Двухуровневый модифицированный конечный автомат

Покажем, что 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 по (4.10) для КА на основе НС и по (4.17) для КА на основе ДДПКД. Зная код текущей задержки S_k можно управлять местоположением импульсов КРП r_k таким образом, чтобы дополнительно уменьшить временное рассогласование между импульсами (одноименными перепадами) ИРП и КРП.

Назовем двухуровневый МКА идеальным, если в нем используется линейное УУЗ с точной настройкой. Докажем, что идеальный двухуровневый МКА является оптимальным в классе цифроаналоговых автоматов с точки зрения наименьшей величины ФФИМ (минимальной величины временной ошибки Δ_L).

Другими словами, 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 $L(Q - 1)/Q$ раз.

На выходе такого МКА формируется КРП, импульсы (активные перепады, δ -импульсы) которой совпадают во времени с импульсами (активными перепадами, δ -импульсами) эквивалентной опорной частоты $f_L = f_{\text{опВЧ}}L$, ближайшими к импульсам (активным перепадам, δ -импульсам) гипотетической ИРП требуемой частоты $f_{\text{выхНЧ}}$. 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.

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

Теорема 18. Идеальный двухуровневый МКА является оптимальным в классе цифроаналоговых МКА с точки зрения наименьшей величины ФФИМ (минимальной величины временной ошибки Δ_L), таким, что $|\Delta_L| < 1/2L$.

Для доказательства данного утверждения совместим нулевой δ -импульс требуемой ИРП с моментом $t/T_{\text{опВЧ}} = -1/2L$, а нулевой δ -импульс КРП на выходе МКА с моментом $t/T_{\text{опВЧ}} = 0$. Тогда для безразмерного времени появления k -го δ -импульса требуемой ИРП согласно формуле (2.3) можно записать:

$$\Delta_r = \frac{t_r}{T_{\text{опВЧ}}} = k \frac{P}{Q} - \frac{1}{L}.$$

Приняв для момента появления k -го импульса требуемой КРП на выходе МКА

$$\Delta_k = \frac{t_k}{T_{\text{опВЧ}}} = \left[\left\{ k \frac{P}{Q} \right\} L \right] \frac{1}{L} + \left[k \frac{P}{Q} \right]. \quad (5.14)$$

На интервале между Δ_Γ и Δ_k получаем:

$$\Delta_L = \Delta_\Gamma - \Delta_k = k \frac{P}{Q} - \frac{1}{L} - \left[\left\{ k \frac{P}{Q} \right\} L \right] \frac{1}{L} - \left[k \frac{P}{Q} \right].$$

Поскольку

$$\left[\left\{ k \frac{P}{Q} \right\} L \right] \frac{1}{L} = \left(\left[k \frac{LP}{Q} \right] - \left[k \frac{P}{Q} L \right] \right) \frac{1}{L} = \left[k \frac{LP}{Q} \right] \frac{1}{L} - \left[k \frac{P}{Q} \right],$$

то

$$\Delta_L = k \frac{PL}{QL} - \frac{1}{L} - \left[k \frac{LP}{Q} \right] \frac{1}{L} = \left\{ k \frac{LP}{Q} \right\} \frac{1}{L} - \frac{1}{L}.$$

Учитывая, что

$$0 \leq \left\{ k \frac{LP}{Q} \right\} < 1,$$

окончательно запишем:

$$-\frac{1}{L} \leq \Delta_L < \frac{1}{L}, \text{ т. е. } |\Delta_L| < \frac{1}{2L} \text{ или } \left[\left\{ k \frac{LP}{Q} \right\} \frac{1}{L} \right] < \frac{1}{2L}.$$

Следовательно, выражение (5.14) правильно определяет временное положение δ -импульсов (активных перепадов) требуемой частоты, формируемых на выходе идеального МКА и такой МКА является оптимальным в классе цифроаналоговых МКА с точки зрения наименьшей величины ФФИМ (минимальной величины временной ошибки Δ_L). **Теорема 18 доказана.**

Теорема 19. 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.

Для доказательства примем, что на выходе идеального прямопериодного двухуровневого МКА k -й импульс переполнения (одноименный логический перепад) появляется в момент времени:

$$\frac{t_k}{T_{\text{опВЧ}}} - [kN] = \frac{[\{kN\}L]}{L}.$$

Тогда, учитывая (2.3) перепишем (5.14):

$$\frac{t_k}{T_{\text{опВЧ}}} = \left\lfloor k \frac{P}{Q} \right\rfloor + \left\lfloor kL \frac{P}{Q} - \left\lfloor k \frac{P}{Q} \right\rfloor L \right\rfloor \frac{1}{L} = \left\lfloor kL \frac{P}{Q} \right\rfloor \frac{1}{L},$$

откуда

$$\frac{\Delta t_k}{T_{\text{опВЧ}}} = k \frac{P}{Q} - \frac{t_k}{T_{\text{опВЧ}}} = k \frac{P}{Q} - \left\lfloor kL \frac{P}{Q} \right\rfloor \frac{1}{L} = \left\{ kL \frac{P}{Q} \right\} \frac{1}{L}. \quad (5.15)$$

Следовательно, наибольшая величина временной ошибки на выходе идеального двухуровневого МКА

$$\Delta_{\text{мка}}^{\text{макс}} = \frac{\Delta_{\text{ка}}^{\text{макс}}}{L} = \frac{Q-1}{QL}. \quad (5.16)$$

Выражения (5.15) и (5.16) 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 $L(Q-1)/Q$ раз. При $L=Q$ правая часть (5.15) обращается в ноль, что означает отсутствие ФФИМ; в этом случае на выходе МКА формируется ИРП импульсов (одноименных перепадов). **Теорема 19 доказана.**

Заметим, что согласно выражениям (5.15) и (5.16) эквивалентная тактовая частота идеального двухуровневого МКА с точной настройкой в $L(Q-1)/Q$ раз превышает его тактовую частоту $f_{\text{опВЧ}}$.

Покажем, что при неточной настройке УУЗ оптимального модифицированного автомата временная ошибка уменьшается, но зависит от вида и степени рассогласования времени интерполяции $L \tau_L$ в УУЗ и периода опорного колебания $T_{\text{опВЧ}}$.

Теорема 20. При неточной настройке линейного двухуровневого МКА (неточной настройки интерполяции в УУЗ) временная ошибка (величина ФФИМ) уменьшается в L раз, если параметр $V < L^{-1}$, 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. Для доказательства перепишем (5.14) с учетом изложенного:

$$\left(\frac{t_k}{T_{\text{опВЧ}}} - \left\lfloor k \frac{P}{Q} \right\rfloor \right) (1 + V) = \frac{\left\lfloor L \left\{ k \frac{P}{Q} \right\} \right\rfloor}{L}.$$

$$\begin{aligned} \frac{t}{T_{\text{опВЧ}}} &= \left[k \frac{LP}{Q} - L \left\lfloor k \frac{P}{Q} \right\rfloor \right] \frac{1}{L(1+V)} + \left\lfloor k \frac{P}{Q} \right\rfloor; \\ \frac{\Delta t}{T_{\text{опВЧ}}} &= k \frac{P}{Q} - \frac{t}{T_{\text{опВЧ}}} = \\ &= k \frac{LP}{Q} \frac{1}{L(1+V)} - \left\lfloor k \frac{LP}{Q} \right\rfloor \frac{1}{L(1+V)} + k \frac{P}{Q} \frac{VL}{(1+V)L} - \left\lfloor k \frac{P}{Q} \right\rfloor \frac{VL}{(1+V)L}. \end{aligned}$$

Если принять

$$T_L = \frac{T_{\text{опВЧ}}}{(1+V)L},$$

можно записать

$$\frac{\Delta t}{T_L} = \left\{ kL \frac{P}{Q} \right\} + \left\{ k \frac{P}{Q} \right\} VL.$$

После ряда преобразования получим

$$\frac{\Delta t_L}{T_{\text{опВЧ}}} = \frac{kP}{Q} - \frac{t_k}{T_{\text{опВЧ}}} = \left\{ k \frac{PL}{Q} \right\} \frac{1}{L(1+V)} + \left\{ k \frac{P}{Q} \right\} \frac{V}{1+V}. \quad (5.17)$$

Теорема 20 доказана. В этом случае выходное колебание МКА можно представить в виде суперпозиции двух компонентов: колебания на выходе идеального двухуровневого МКА – первое слагаемое в правой части (5.17) – 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 (5.17) можно пренебречь либо первым, либо вторым слагаемым.

Заметим также, что период неравномерности формируемого потока импульсов T_s не изменился, т.е. дополнительных спектральных компонентов на выходе двухуровневого линейного МКА с неточной настройкой УУЗ не появилось.

Действительно, арифметическая структура коэффициента деления $N_{\text{ка}}$ и $N_{\text{мка}}$ различаются, что приводит к изменению величины, но не расположения дискретных ПСС, кратных частоте шага сетки F_s .

Возможно построение прямочастотного МКА на основе НС (рисунок 5.11) [22].

Значения текущей фазы S_k на периоде неравномерности $T_s = 1/F_s = QT_s = PT_0$ 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.

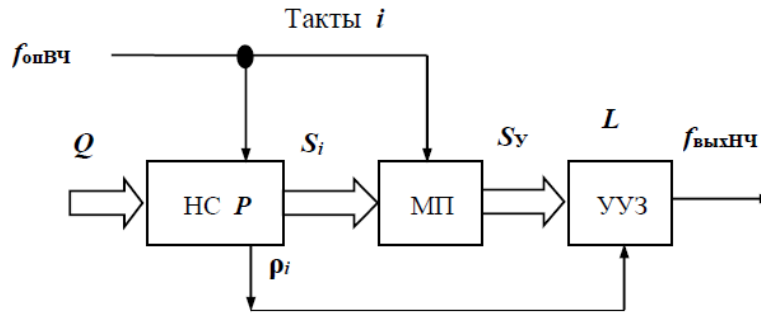


Рис. 5.11. Структурная схема двухуровневого МКА на основе НС и УУЗ

На рисунке 5.12 показан пример введения в КА УУЗ с числом интерполируемых участков $L = 5$ при установке кода выходной частоты $Q = 4$.

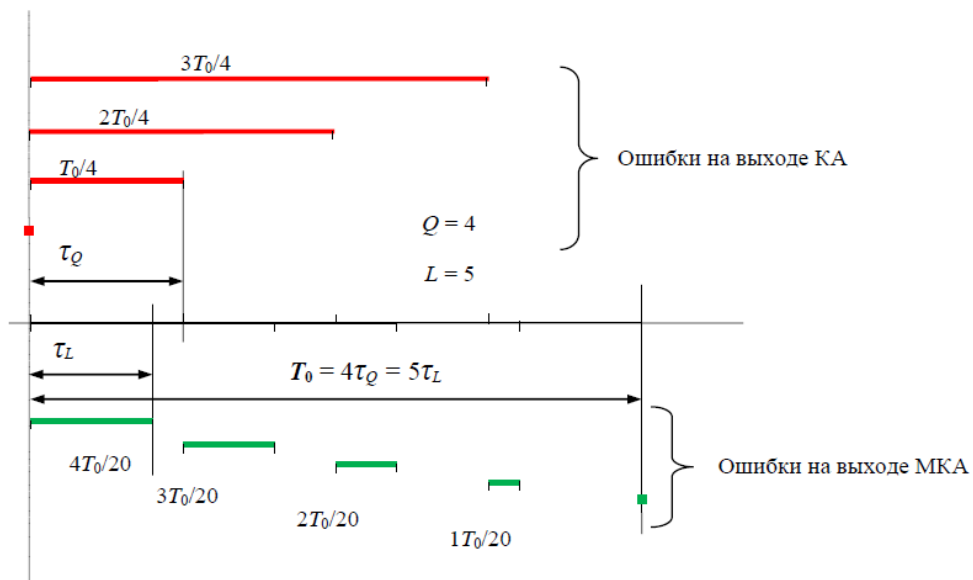


Рис. 5.12. Сравнение временной ошибки КРП на выходе КА и МКА при $Q = 4$ и числе градаций задержки в УУЗ $L = 5$

Отметим, что при выполнении цифровой части МКА в виде НС (рисунок 5.11) задача МП заключается в пересчете текущего кода фазы S_k с выхода НС в код текущей задержки S_y . Тактируют НС, МП и УУЗ импульсами с входной частотой $f_{опвч}$. Поэтому требования к быстродействию указанных устройств достаточно жесткие.

Однако, если использовать НС в режиме вычитания, а не суммирования кодов, пересчета текущего кода фазы S_k в код текущей задержки S_y не потребуется.

Для правильного управления УУЗ в МКА с секционированным НС, кроме динамического пересчета кода, необходимо вводить пирамидальную задержку разрядов S_k , поскольку у сигнала переноса ρ_k нарастает запаздывание между группами разрядов – рисунок 5.13 [144].

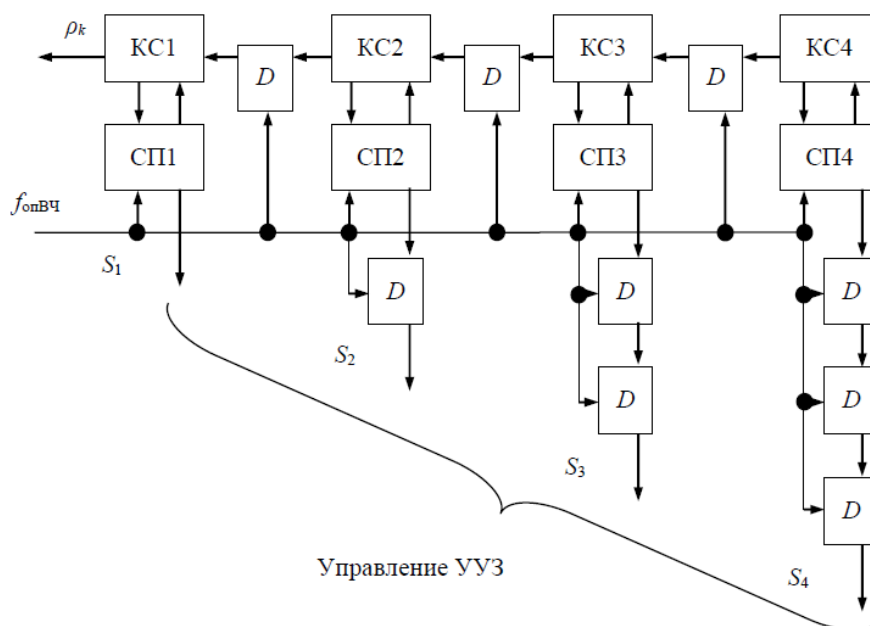


Рис. 5.13. Управление УУЗ в секционированном КА на основе НС

Полезным сигналом, кроме кода текущей фазы, при двухуровневом синтезе служат импульсы переполнения НС, следующие с усредненной на периоде неравномерности $T_s = 1/F_s$ частотой $f_{\text{ВыхНЧ}}$:

$$f_{\text{ВыхНЧ}} = f_{\text{опвч}} \frac{Q}{P} = QF_s.$$

Возможно также построение прямопериодного МКА на основе ДДПКД (рисунок 5.14) [25,95].

Тактируют НС, МП и УУЗ импульсами выходной частоты $f_{\text{ВыхНЧ}}$. Поэтому требования к быстродействию указанных устройств ослаблены в K раз.

КА на основе ДДПКД оптимальный, как и КА на основе НС. Поэтому уровень ДПСС на его выходе будет не хуже, чем по формуле (1.1).

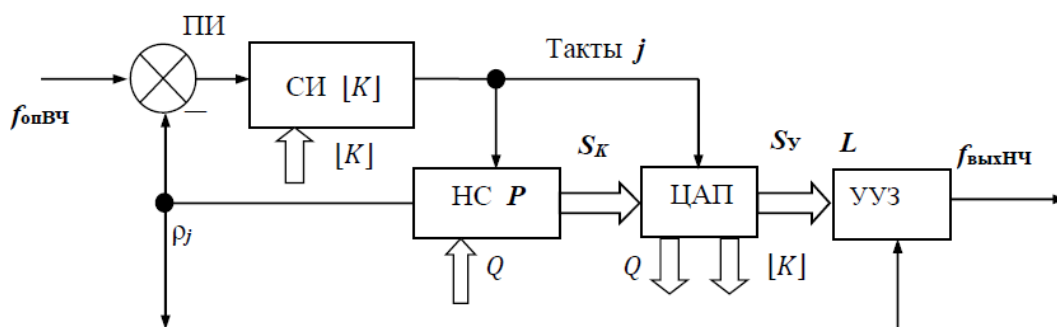


Рис. 5.14. Структурная схема КА на основе ДДПКД и УУЗ

На выходе КА имеется информация о временном рассогласовании между импульсами (одноименными перепадами) идеально равномерной во времени (гипотетической) двухуровневой последовательности частоты $f_{\text{выхНЧ}}$ и импульсами (одноименными перепадами) синтезируемой квазиравномерной последовательности. Например, для случая НС (рисунок 5.11) с параметрами $P = 16, Q = 7$ запишем:

$$\Delta_k = \frac{S_i}{Q} = \left\{ k \frac{P}{Q} \right\} \quad (5.18)$$

Результат расчетов сведем в таблице 5.8.

Таблица 5.8. Временные диаграммы работы КА на основе НС

Такты i	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
Текущая сумма S_i	0	7	14	5	11	3	11	1	8	1	6	11	4	11	2	9	0	7
Переполнение ρ_i	1	0	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0
Относительная ошибка Δ_i	0			5/16		3/16		1/16			6/16		4/16		2/16		0	
Требуемая задержка t_i	1			11/16		13/16		15/16			10/16		13/16		11/16		15/16	

На рисунке 5.15 показаны временные диаграммы работы КА на основе НС в соответствии с таблицей 5.8.

Отметим, что, согласно рисунку 5.11 и таблице 5.8 код задержки в МКА на основе НС накапливается в долях P . Однако, если проанализировать рисунок 5.16 станет понятно, что в моменты переполнения НС, т.е. в моменты появления импульсов ρ_k имеет место равенство $T_x/T_{\text{опВЧ}} = X/Q$.

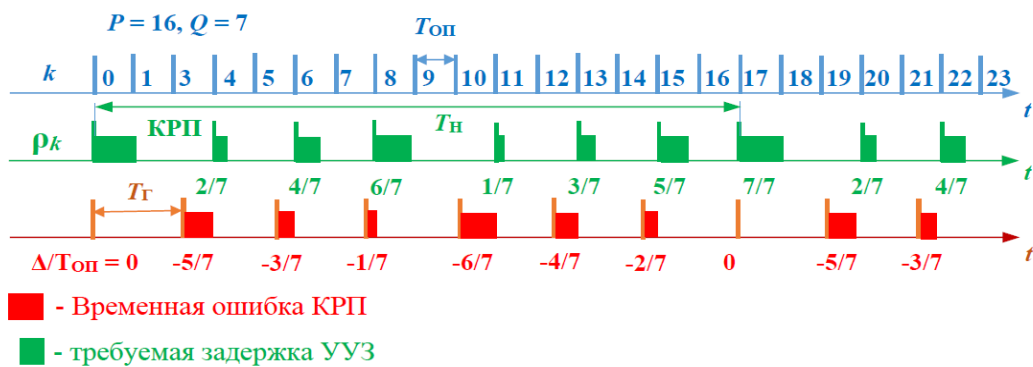


Рис. 5.15. Временные диаграммы мгновенной фазы S_k и временных задержек в КА на основе НС

На рисунке 5.15 сплошными линиями аппроксимировано изменение текущей (мгновенной) фазы выходного потока импульсов переполнения.

Следовательно, МП на рисунке 5.11 должен выполнять арифметическую операцию $S_y = Q - S_i$ в момент переполнения суммирующего НС (в моменты тактов с номерами 0, 3, 5, 7, 10, 12,

14, 16 и т. д.); при использовании вычитающего НС надобность в данной операции отпадает. Кроме того, МП должен осуществлять пересчет текущего кода управления S_y , поскольку настройку УУЗ производят на одной частоте выходного диапазона, а работать необходимо в широком диапазоне выходных частот.

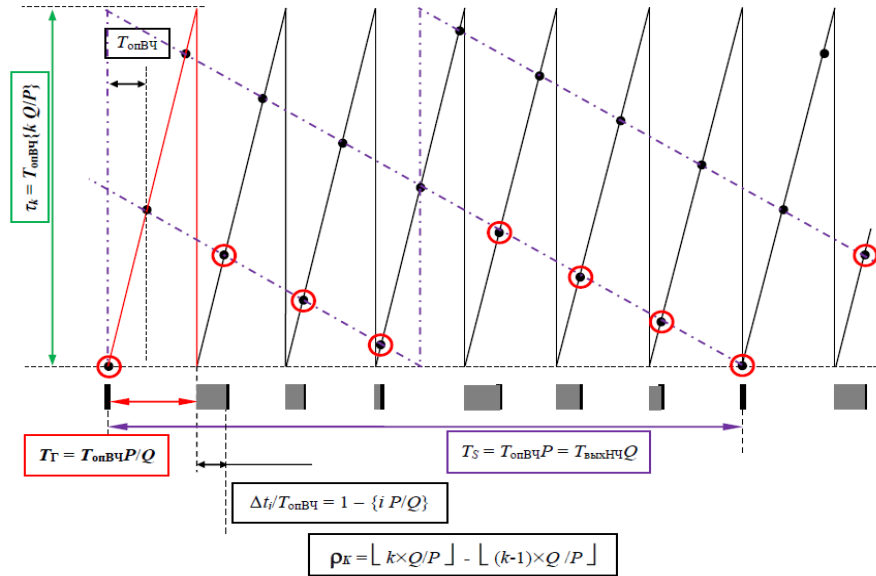


Рис. 5.16. Временные диаграммы мгновенной фазы S_k и импульсов переполнения ρ_k

Аналогично, для ДДПКД запишем $N = P/Q = 16/7 = 2 + 2/7$. Соответственно, в СИ запишем число $K = 2$, емкость НС выберем $P = 7$ и запишем в него число $Q = 2$. Тогда таблица состояний примет вид, представленный в таблице 5.9.

Таблица 5.9. Временные диаграммы работы КА на основе ДДПКД

Такты i	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
Выход СИ $[N_i]$	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0
Текущая сумма S_i	0			2		4		6		1			3		5		0	
Переполнение ρ_i	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	0	1	0
Относительная ошибка Δ_i	0			2/7		4/7		6/7			1/7		3/7		5/7		0	
Требуемая задержка t_i	0			2/7		4/7		6/7			1/7		3/7		5/7		0	

Тактируют НС и МП импульсами выходной частоты $f_{\text{выхНЧ}}$, поэтому требования к их быстродействию ослаблены в $[K]$ раз. А с учетом того факта, что быстродействие СИ значительно выше, чем быстродействие НС и может быть сделано равным быстродействию первого триггера двоичного счетчика, двухуровневые КА такого вида применяют (в виде ДДПКД) в микроволновых синтезированных генераторах на основе умножающих колец ИФАП для синтеза частот.

Код требуемой задержки соответствует коду текущей суммы и не требует пересчета – рисунок 5.17. Но микропроцессор в обоих случаях должен домножать код текущей задержки на

текущий множитель Q/Q_y , где Q – установленное значение выходной частоты, Q_y – частота, на которой производилась настройка УУЗ [60].

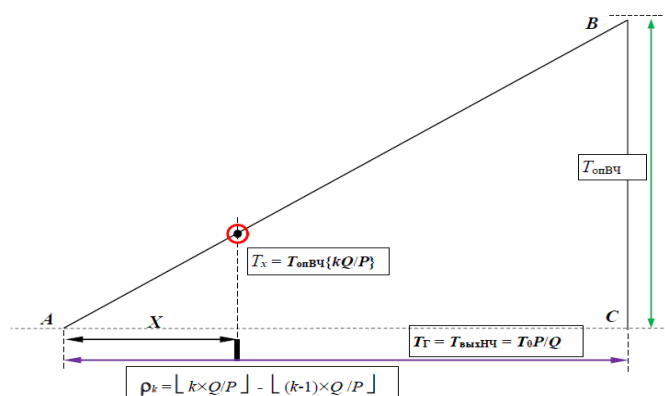


Рис. 5.17. Пересчет времени задержки в момент появления импульса переполнения ρ_k

На рисунке 5.18 показано изменение уровня первых гармоник синтезируемых колебаний с различными огибающими как функции коэффициента деления N [95].

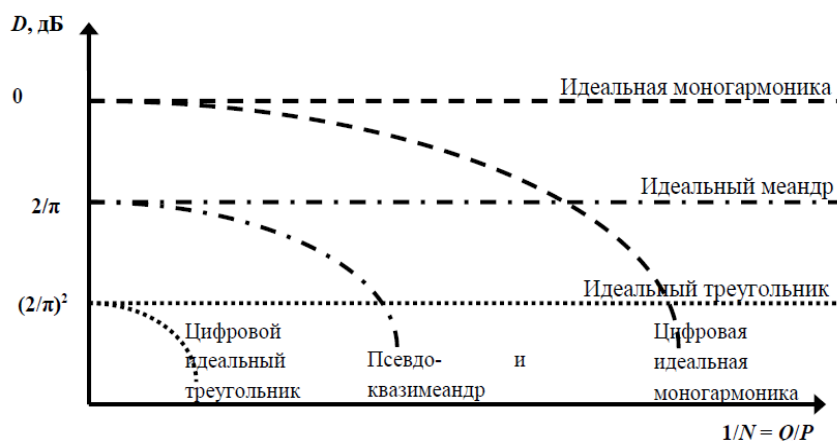


Рис. 5.18. Зависимость уровня полезной компоненты спектра от коэффициента деления для различных колебаний, формируемых КА

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

В этом случае двухуровневое колебание на выходе КА называют квазиравномерной последовательностью (КРП) импульсов или активных перепадов.

В классе модифицированных (цифроаналоговых) КА ошибку воспроизведения огибающей можно дополнительно уменьшить с помощью управляемого устройства задержки [28,30,141,166,168.169].

ВЫВОДЫ

1. Предложены модели модифицированного конечного автомата (МКА), в которых оптимальный КА дополнен цифроаналоговыми узлами – ЦАП в многоуровневом МКА и управляемым устройством задержки (УУЗ) в двухуровневом МКА.
2. 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.
3. Впервые предложены два варианта метода нониусного преобразования цифрового кода управления в многоуровневое выходное колебание без потери быстродействия, первый из которых позволяет в $2(m - 1)$ раз, а второй вариант – $2m$ раз повысить точность преобразования при разрядности исходных ЦАП m .
4. На выходе идеального двухуровневого МКА формируется КРП импульсов (одноименных логических перепадов), если на вход УУЗ поступает КРП импульсов (одноименных логических перепадов), но структура выходной КРП отличается от структуры входной КРП, но период неравномерности выходного потока импульсов (одноименных логических перепадов) не изменяется.
5. Показано, что при неточной настройке линейного двухуровневого МКА период неравномерности не изменяется, т.е. дополнительных спектральных компонентов не появляется.
6. Показано, что нелинейность преобразования цифрового кода управления во временной интервал не приводит к изменению периода неравномерности, т.е. дополнительных спектральных компонентов не появляется, но приводит к их перераспределению на оси частот; минимуму уровня дискретных ПСС на выходе двухуровневого МКА с нелинейной УУЗ соответствует неточная настройка УУЗ.
7. В прямочастотном МКА код управления УУЗ в момент появления импульсов переполнения r_k пропорционален временному рассогласованию импульсов гипотетической и синтезируемой последовательностей, поэтому нуждается в инвертировании.
8. В прямопериодном МКА код управления УУЗ в момент появления импульсов переполнения r_k пропорционален временной задержке импульсов синтезируемой последовательности относительно импульсов гипотетической, поэтому не нуждается в пересчете.
9. При числе градаций задержки L в линейном УУЗ в случае $L = Q$ происходит полная компенсация функциональной фазоимпульсной модуляции выходного сигнала и МКА формирует на своем выходе идеально равномерную последовательность импульсов (одноименных логических перепадов).

10. Показано, что введение в МКА линейного УУЗ с числом квантов интерполяции $L \neq Q$ эквивалентно увеличению в L раз тактовой частоты исходного оптимального КА.

6. УПРАВЛЕНИЕ ВРЕМЕННЫМ ПОЛОЖЕНИЕМ ИМПУЛЬСОВ

Предварительные замечания

Задачей настоящего раздела является разработка теории линейного динамического управления временным положением импульсов и предложение методов и структур управления временной задержкой в наносекундном диапазоне с помощью промежуточных преобразований кода управления во временной интервал, рассмотрение различных способов реализации временной задержки импульсных сигналов, а также рассмотрение влияния нелинейности этого преобразования на качество выходного колебания.

Управляемое устройство задержки (УУЗ) вводится в модифицированный автомат для интерполяции внутри периода $T_{\text{опвч}}$ тактового колебания автомата на его выходной (синтезируемой) частоте $f_{\text{выхнч}}$.

Введение УУЗ в оптимальный КА позволяет более точно расставить во времени импульсы (логические перепады) синтезируемого колебания, тем самым уменьшить величину ФФИМ и, соответственно, уменьшить уровень дискретных побочных спектральных составляющих.

Управляемое устройство задержки должно обеспечивать заданный шаг квантования по времени τ_{S0} с заданной точностью δ_{S0} и успеть изменить время текущей задержки τ_{Sk} за время $T_{\text{выхнч}}$.

Точность установки текущего шага квантования τ_{Sk} должна быть не хуже [162,166,168]:

$$\delta_{Sk} \leq \left| 1 - \frac{\tau_{Sk}}{\tau_{S0}} \right|.$$

При равномерном квантовании по времени и числе двоичных разрядов УУЗ, равном n (число градаций задержки в УУЗ при этом $S = 2^n - 1$) усредненная на периоде $T_{\text{опвч}}$ точность установки элементарной задержки:

$$\overline{\delta_{Sk}} = 2^{-n} \sum_{k=1}^S |\delta_{Sk}|.$$

Точность сопряжения периода опорного колебания $T_{\text{опвч}}$ с периодом $T_{\text{и}}$ интерполяции в УУЗ будет:

$$\delta_{0S} = \left| 1 - \frac{T_{\text{и}}}{T_{\text{опвч}}} \right| = \left| 1 - \frac{S\tau_S}{T_{\text{опвч}}} \right|.$$

Степень нелинейности УУЗ описывается выражением:

$$\delta_S = \sqrt{\delta_{Sk}^2 + \delta_{0S}^2}.$$

В основе реализации УУЗ могут лежать разные принципы [166-177,186-189], но все они сводятся к двум основным:

- непосредственная задержка импульса переполнения ρ_k на выходе оптимального КА (вариант «код задержки – временной интервал»);
- задержка импульса переполнения ρ_k на выходе оптимального КА с помощью промежуточных преобразований (вариант «код задержки – преобразование – временной интервал»).

К первой группе относятся УУЗ на основе «классических» коммутируемых LC однородных или двоичных (т.е. управляемых двоичным кодом) линий задержки с сосредоточенными параметрами (для области низких частот – больших времен) или с распределенными параметрами (для области высоких частот – малых времен) – рисунки 6.1 и 6.2. К этой же группе следует отнести ЛЗ на ПАВ, ЛЗ на основе ждущего мультивибратора, фантастронные схемы задержки, на основе полупроводниковых схем с накоплением заряда и даже схемы на основе колец ИФАП. [190-193].

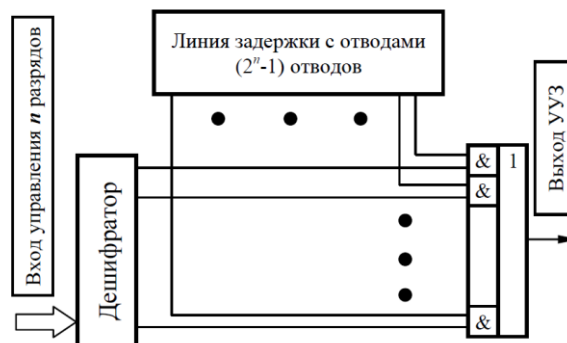


Рис. 6.1. Однородная коммутируемая ЛЗ с отводами

Однако, схемы коммутируемой задержки, выполненные по твердотельной технологии, позволяют обеспечить точность интерполяции в коммутируемой ЛЗ до 8 пс при тактовой частоте до 300 МГц на выходной частоте до 7 МГц, но в узком диапазоне температур и без обеспечения линейности преобразования [186].

Поскольку необходимо корректировать временное положение импульсов (логических перепадов) выходной частоты $f_{\text{выхНЧ}}$, а не тактовой $f_{\text{опВЧ}}$, требования к быстродействию элементов коммутации элементарных задержек τ_S снижаются в N раз, но требования к точности сохраняются. К недостаткам коммутируемых ЛЗ следует отнести:

- большее число цепей коммутации ($2^n - 1$) для однородной ЛЗ с отводами вместо n для двоичной коммутируемой ЛЗ;

- разброс значений задержек τ_{sk} как за счет собственно ЛЗ, так и за счет цепей коммутации, т.е. большую величину δ_{sk} и $\overline{\delta_{sk}}$;

- невысокую точность δ_{0S} сопряжения времени интерполяции $T_{И}$ с периодом опорного (тактового) колебания $T_{опВЧ}$ и невозможность подстройки этого параметра.

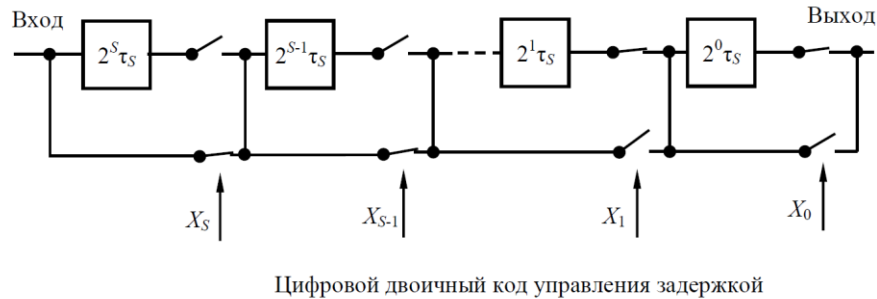


Рис. 6.2. Двоичная коммутируемая ЛЗ

УУЗ на варикапах (рисунок 6.3) вносит дополнительную нелинейность, поскольку варикапы линии находятся под воздействием импульсного напряжения уровней ТТЛ/КМОП или ЭСЛ.

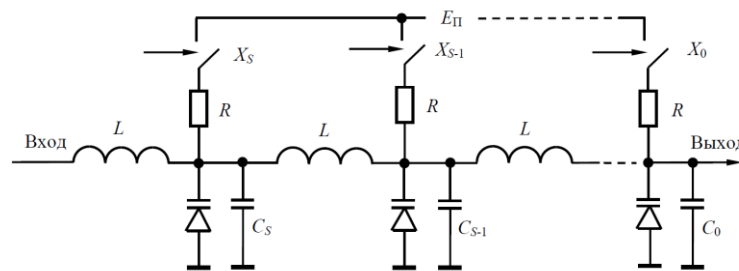


Рис. 6.3. Управляемая ЛЗ на варикапах

Наибольшее распространение в системах пассивного цифрового синтеза частот получили УУЗ на основе метода промежуточных преобразований.

Общими элементами УУЗ, выполненных на основе метода промежуточных преобразований, являются генератор пилообразного напряжения (ГПН) наносекундного диапазона, переключатели тока (напряжения), компаратор напряжения, а также быстродействующий и многоразрядный ЦАП.

Управление задержкой переключения цифровых сигналов в наносекундном диапазоне можно реализовать с помощью промежуточных преобразований кода текущей задержки в напряжение (ток), а затем во временной интервал.

Задачей УУЗ является изменение временного положения импульса переполнения p_k в (4.9) или (4.13) на Δt_k в соответствии с (4.17) таким образом, чтобы устранить или существенно уменьшить ФФММ на выходе двухуровневого модифицированного автомата (МКА).

Поскольку временной сдвиг в сторону опережения физически невозможен, простейшим решением является задержка p_k до следующего ближайшего импульса (перепеда) гипотетической (идеально равномерной) последовательности требуемой частоты в интервале времен

$$\Delta t_k = t_k^{\text{макс}}(X_k = Q) \dots t_k^{\text{мин}}(X_k = 1)$$

в соответствии с формулой

$$\frac{t_{zk}}{T_{\text{опвч}}} = \frac{(Q-1)}{Q} - \frac{S_k}{Q} = \frac{X_k}{Q}, \quad (6.1)$$

при этом S_k может пробегать значения соответственно от 0 до $Q - 1$ при изменении X_k от Q до единицы.

Для правильного функционирования УУЗ в составе широкополосного двухуровневого МКА следует выполнить условие обеспечения диапазонности (требуемой широкополосности):

$$\frac{\Delta t_k}{T_{\text{опвч}}} = \frac{K_k}{Q}, \quad (6.2)$$

где K_k линейный коэффициент, и условие чистоты спектра (наибольшего подавления ФФММ)

$$K_k = X_k.$$

Для единообразного рассмотрения таких УУЗ, во-первых, унифицируем их структуры таким образом, чтобы они содержали одинаковые элементы: ЦАП, управляемые генераторы стабильного тока (могут быть выполнены на основе ЦАП), компараторы напряжения K , безынерционные ключи тока и/или напряжения и хранирующие емкости C .

Во-вторых, будем считать, что КА вырабатывает код управления X_k в соответствии с (6.1), т.е. X_k содержит полную информацию о величине текущей (мгновенной) фазовой ошибки, но конечное число n двоичных разрядов ЦАП вынуждает использовать для управления УУЗ приближенный код $Y_k < X_k$ ($Y_{\text{макс}} = 2^n - 1 < Q$), который получен усечением младших разрядов управляющего слова X_k .

В-третьих, ограничим диапазон синтезируемых частот $f_{\text{выхнч}} \in F_s(Q_{\text{макс}} \dots Q_{\text{мин}})$ одной октавой ($Q_{\text{макс}} = 2Q_{\text{мин}} - 1$) при двоичном представлении кода управления Q .

Последнее обстоятельство не сужает общности рассуждений, поскольку расширение диапазона синтезируемых частот «вниз» без изменения режима работы УУЗ легко достигается подключением к выходу УУЗ цепочки триггеров (двоичных СИ).

6.1. Управляемое устройство задержки «код-напряжение-время»

В первом варианте УУЗ (используется в [149]) выходной импульс (активный перепад) КА запускает процесс промежуточных преобразований с целью калиброванного сдвига этого импульса (активного перепада) на заданный временной интервал, пропорциональный коду управления задержкой, например, при использовании преобразования «код – напряжение – время» (рисунок 6.4).

Импульс переполнения ρ_k запускает генератор пилообразного напряжения (ГПН) наносекундного диапазона. Пилообразное напряжение с выхода ГПН подается на первый вход компаратора **К** (рисунок 6.4). На второй вход компаратора **К** поступает напряжение с выхода ЦАП, пропорциональное коду требуемой задержки.

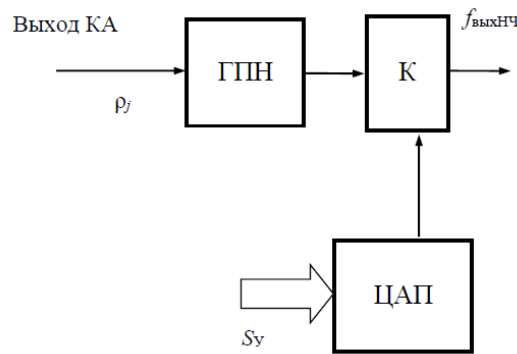


Рис.6.4. Структурная схема УУЗ1 «код-напряжение-время»

Выход компаратора формирует двухуровневую последовательность импульсов или активных перепадов, которая является КРП, как и на входе, но с новыми параметрами. Если принять, что период интерполяции в УУЗ равен $\tau_L = T_{\text{опвч}}/L$, где L – разрядность (число градаций задержки) УУЗ, то эквивалентный коэффициент деления КА увеличится и станет равным

$$N_{\text{ЭКВ}} = LP(Q - 1)/Q.$$

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

$$\frac{t_3}{T_0} = \frac{S_k EC_0}{Q I_0} = \frac{S_k}{Q}. \quad (6.3)$$

Временные диаграммы работы УУЗ1 приведены на рисунке 6.5.

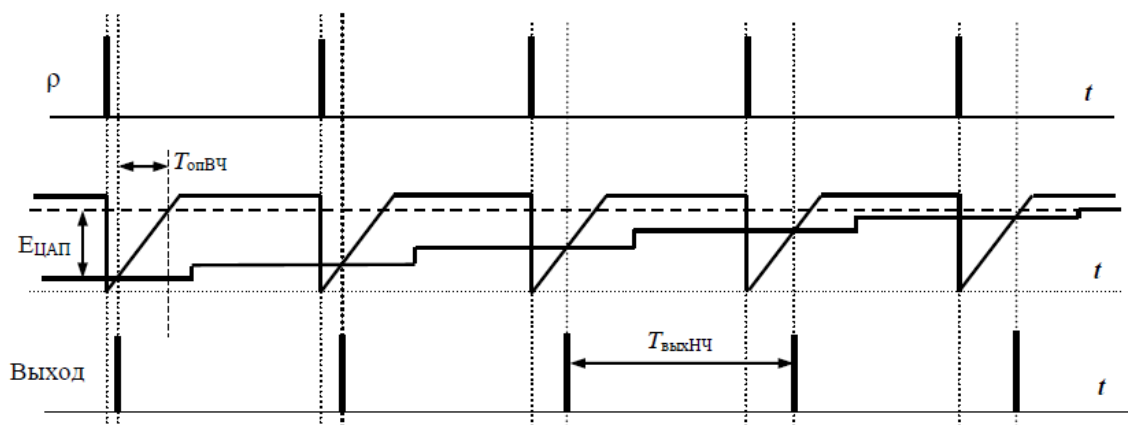


Рис.6.5. Временные диаграммы работы устройства задержки на основе преобразования «код-напряжение – время»

Иными словами, введение в структуру КА управляемого устройства задержки в линейном приближении эквивалентно увеличению входной частоты $f_{опВЧ}$ в $L(Q - 1)/Q$ раз [95].

Введение УУЗ в структуру КА позволяет резко понизить уровень «некратных» дискретных побочных спектральных составляющих в выходном колебании. Рассмотрим пример для случая КА на основе ДДПКД с параметрами: $P = 17$, $Q = 4$, идеальной УУЗ и счетного триггера на выходе.

Схемотехническая модель структуры такого КА в линейном приближении приведена на рисунке 6.6, временные диаграммы его работы и результаты моделирования с помощью пакета моделирования *Microcap 11* – на рисунке 6.7.

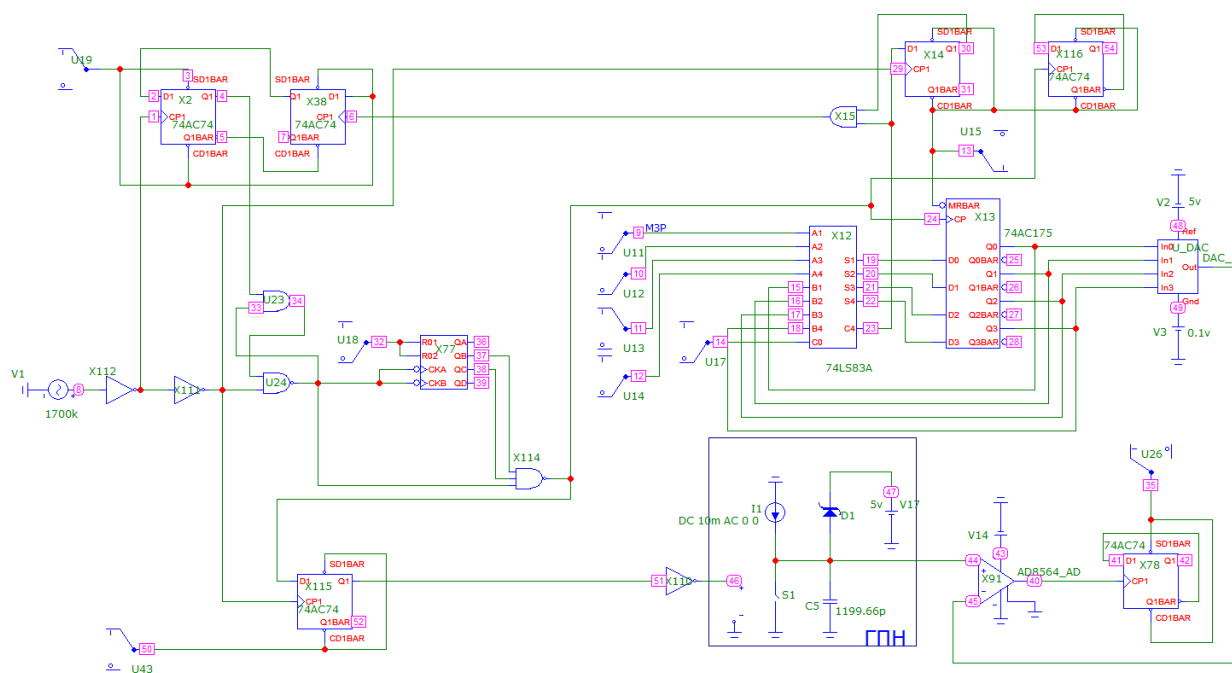


Рис. 6.6. Структура КА на основе ДДПКД и УУЗ в линейном приближении

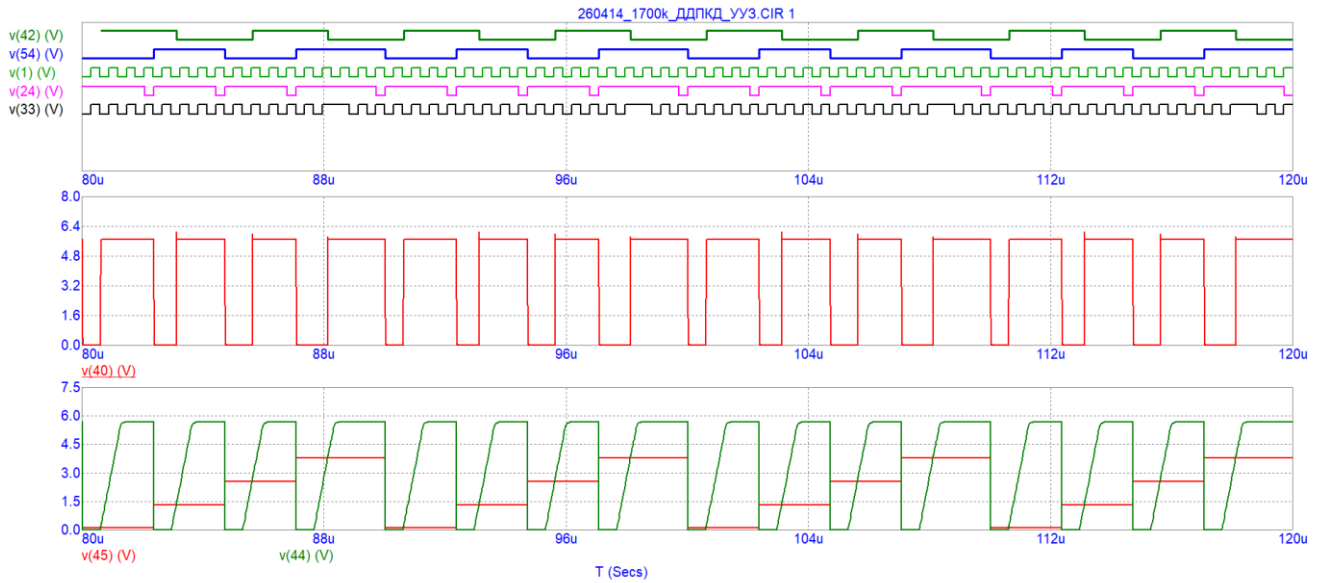


Рис. 6.7. Временные диаграммы работы ДДПКД и УУЗ

Модель генератора пилообразного напряжения реализована в виде идеального генератора стабильного тока, заряжающего храниющую емкость C_0 и идеального разрядного ключа напряжения.

На всех графиках приведены спектры выходных колебаний одной частоты 200 кГц при тактовой частоте 1700 кГц.

Спектр идеального колебания вида меандр приведен на рисунке 6.8, спектр квазимеандра (случай ДДПКД без УУЗ) – на рисунке 6.9, а спектр квазимеандра после УУЗ (точка v(42)) – на рисунке 6.10.

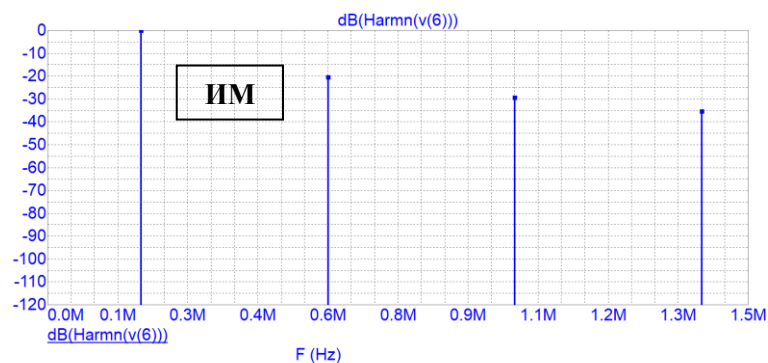


Рис. 6.8. Спектр двухуровневого колебания вида «идеальный меандр» в пакете моделирования MicroCap 12

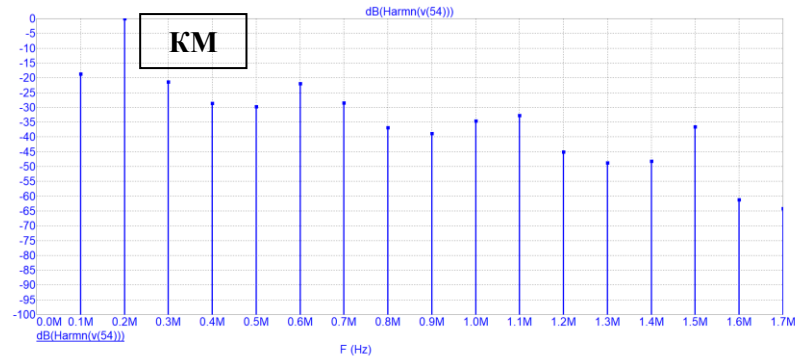


Рис. 6.9. Спектр цифрового двухуровневого колебания вида «квазимерандр» в пакете моделирования MicroCap 12 при $N = (4+1/4) \times 2 = 17/2$

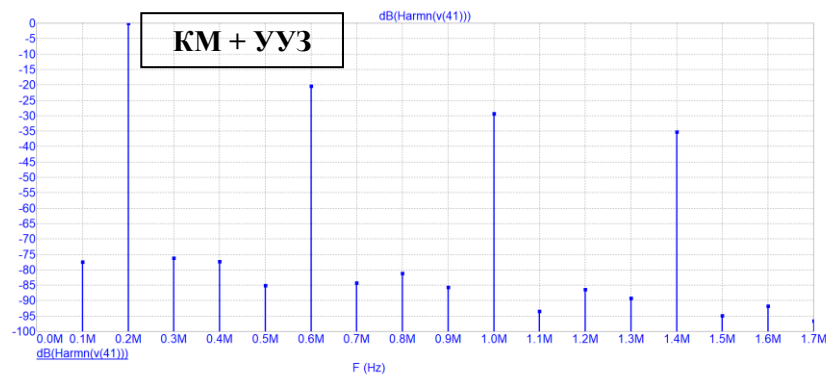


Рис. 6.10. Спектр двухуровневого цифроаналогового колебания вида «квазимерандр + УУЗ» в пакете моделирования MicroCap 11 при $N = (4+1/4) \times 2 = 17/2$

Сравним спектры ИМ, КМ и КМ с УУЗ для случая $f_{\text{выхНЧ}} = 200$ кГц ($N = (4+1/4) \times 2$) и сведем результаты в таблицу 6.1.

Таблица 6.1. Относительные уровни гармоник частоты F_s

Частота гармоник, МГц / относительный уровень, дБн	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1,0	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6
ИМ	-	0	-	-	-	-20,5	-	-	-	-29,6	-	-	-	-35,2	-	-
КМ	-19,0	0	-21,6	-28,7	-30,0	-22,1	-28,6	-37,1	-38,8	-34,5	-32,8	-45,1	-48,7	-48,3	-36,5	-61,3
КМ с УУЗ	-77,4	0	-76,2	-77,6	-85,0	-20,4	-84,1	-81,3	-85,7	-29,3	-93,3	-86,5	-89,0	-35,4	-95,0	-91,6
$\Delta_{\text{ка-мка}}$	58,4	0	54,4	48,9	55,0	-1,7	55,5	44,2	46,9	-5,2	60,5	41,4	40,3	-13,3	58,5	30,3
$\Delta_{\text{им-км с УУЗ}}$		0				-0,1				-0,3				-0,2		

Анализ результатов, приведенных в таблице 6.1 показывает, что колебание на выходе двухуровневого МКА (оптимального КА, дополненного УУЗ) имеет существенно лучший спектр по сравнению с колебанием вида КМ на выходе оптимального КА, а его спектр приближается к спектру ИМ той же частоты.

Арифметическая операция деления, которую вынужден выполнять МП для правильного управления задержкой в диапазоне изменений Q наиболее медленная из всех арифметических операций, и требует наибольших аппаратных ресурсов.

После деления частоты в два раза, на выходе счетного триггера образуется колебание вида квазимеридиан, в котором уровень полезной компоненты спектра имеет максимальное значение. Введение в структуру синтезатора счетного триггера целесообразно в случае формирования гетеродинных сигналов; если же нагрузкой синтезатора служит вход ИФД (ЧФД) умножающего кольца ИФАП, то триггер не нужен.

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.

На основе варианта со счетчиком импульсов (СИ или ДДПКД) (рисунок 4.14) и УУЗ «угол – напряжение – время» (рисунок 6.4) в начале 80-х годов прошлого века автором был разработан стандартный электронный модуль отрасли – Министерства промышленности средств связи – синтезатор частот двухуровневый СЧД, который предназначался для формирования информационных телеграфных сигналов в возбуждателях КВ передатчиков [95,149] и был отмечен серебряной медалью ВДНХ – рисунок 6.11.

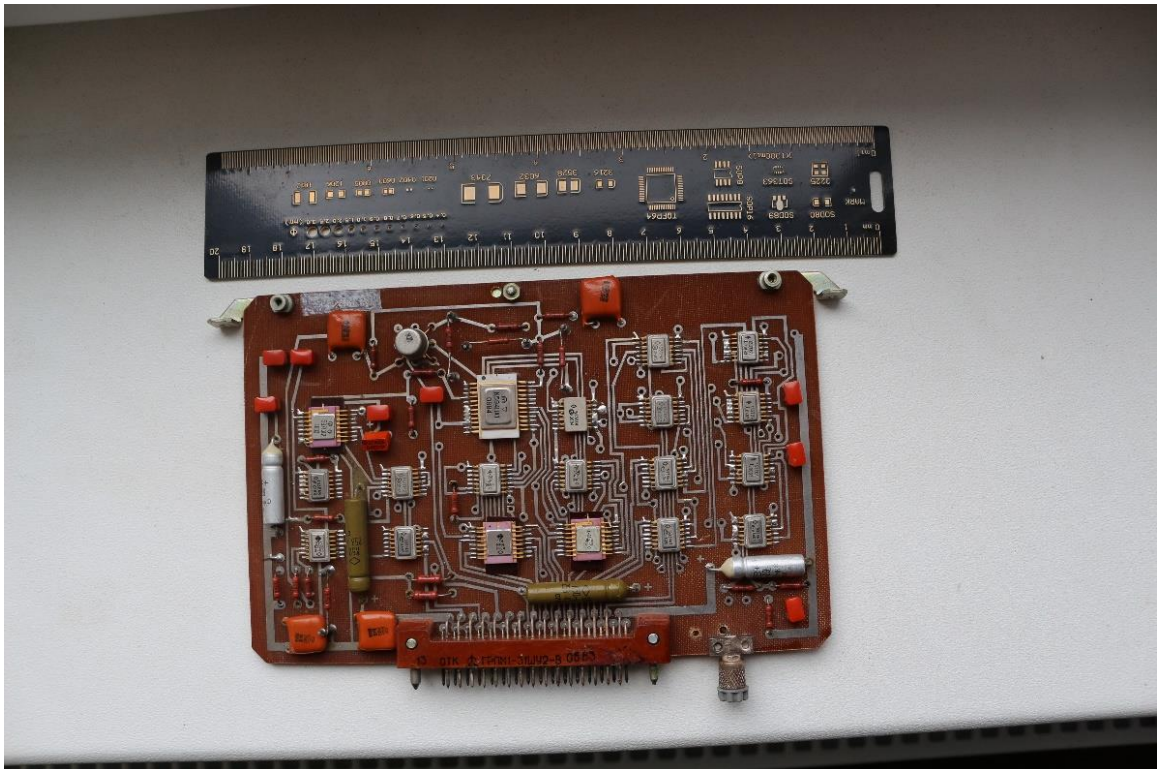


Рис. 6.11. Внешний вид синтезатора частот двухуровневого СЧД

Структура с ДДПКД была выбрана как наиболее быстродействующая при существующих ограничениях на элементную базу в тот момент времени. Реализован модуль был на стандартной советской элементной базе, был технологичен в производстве и обладал хорошей повторяемостью.

Колебания на выходе МКА можно характеризовать не только уровнем ПСС (шумовых составляющих) и ДПСС (дискретных составляющих), но и уровнем остаточной ФФИМ, определяемой используемым методом синтеза частот и структурой коэффициента деления N . С помощью анализатора спектра можно определить уровни ПСС и ДПСС (если позволяет чувствительность анализатора).

Альтернативные измерения с помощью девиометра СКЗ-39 позволяют измерить уровень паразитного отклонения частоты (ПОЧ или ПОФ) выходного колебания $f_{\text{выхНЧ}}$ в заданной полосе частот – в случае проблем с анализатором спектра.

Проведем оценку уровней ПОЧ и ПОФ, присущих данному методу синтеза частот. При определении уровней ПОЧ, ПОФ и ДПСС в полосу анализа должны входить минимальная частота ФФИМ и некоторое количество (5...10) гармоник частоты F_S . Воспользуемся соотношениями из [4]:

Уровень ПОФ

$$\Delta\varphi(F_H, F_B) = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} \Delta\varphi^2(kF_S)} = \sqrt{\frac{1}{2(2\delta_S^{-1}N)^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k^2}} = \frac{\pi}{2\delta_S^{-1}N\sqrt{3}}$$

Уровень ПОЧ

$$\begin{aligned} \Delta f(F_H, F_B) &= \sqrt{\frac{1}{2(2\pi)^2} \sum_{k=1}^{k_1} \Delta\omega^2(kF_S)} = \\ &= \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{k=1}^{k_1} \left(\frac{2\pi k F_S}{\delta_S^{-1}Nk}\right)^2} = \frac{F_S}{\delta_S^{-1}N} \sqrt{\frac{k_1}{2}}, \end{aligned}$$

Где δ_S^{-1} – величина, обратная коэффициенту нелинейности УУЭ; $k_1 = \lfloor F_B/F_S \rfloor$; F_B – верхняя граница полосы анализа; F_H – нижняя граница полосы анализа

Уровень ПСС (включает в себя шумовые и дискретные помехи):

$$U_{\text{ПСС}}(\Delta f, \Delta F) = \sqrt{\sum_{k=k_2}^{k=k_3} U^2(kF_S)} = \frac{1}{\delta_S^{-1}N} \sqrt{\sum_{k=k_2}^{k=k_3} k^{-2}},$$

где $k_3 = [(\Delta f + 0,5\Delta F)/F_S]$; $k_3 \gg k_2$; $k_2 = [(\Delta f - 0,5\Delta F)/F_S]$.

Поскольку величина $\Delta F/\Delta f \ll 1$, для «верхней» оценки уровня ПСС от суммы можно перейти к интегралу:

$$U_{\text{ПСС}}(\Delta f, \Delta F) \approx \frac{1}{\delta_S^{-1}N} \sqrt{\int_{k_2}^{k_3} \frac{dk}{k^2}} = \frac{\Delta F}{\delta_S^{-1}N\Delta f} \sqrt{\frac{2F_S}{\Delta F}}$$

На рисунке 6.12 Показано типичное распределение уровней ДПСС на выходе МКА с УУЗ1, структура которого приведена на рисунке 6.4.

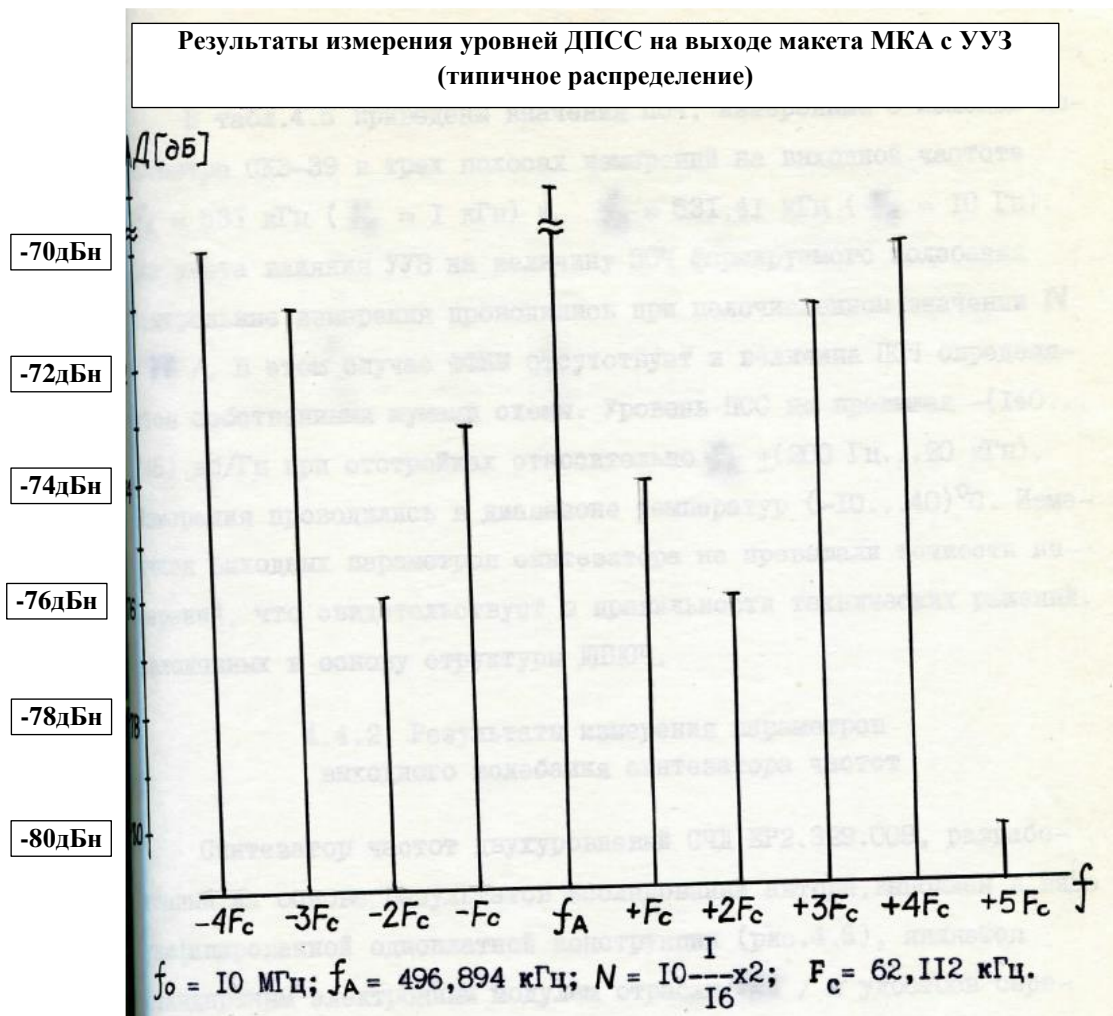


Рис. 6.12,а. Типичное распределение уровней ДПСС на выходе двухуровневого МКА с УУЗ1 при $N = 20 + 1/8$

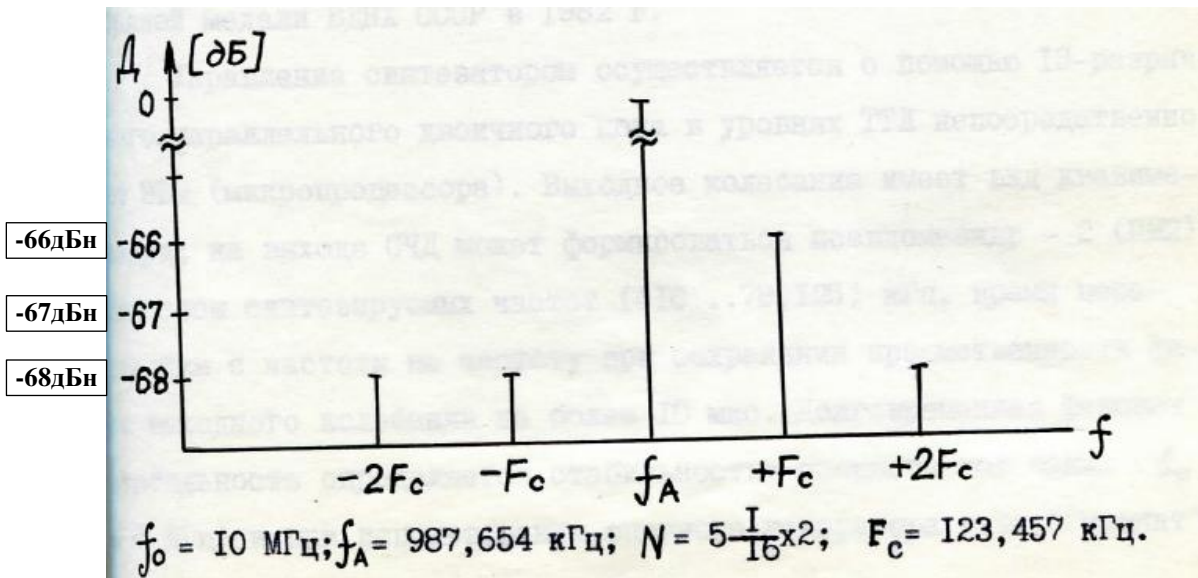


Рис. 6.12,б. Типичное распределение уровней ДПСС на выходе двухуровневого МКА с УУЗ1: при $N = 10 + 1/8$.

В таблице 6.2 приведены результаты измерений уровней ПОЧ макета синтезатора в трех стандартных полосах девиометра СКЗ-39 на выходной частоте $f_{\text{выхНЧ}} = 531 \text{ кГц}$ ($F_s = 1 \text{ кГц}$) и $f_{\text{выхНЧ}} = 531,41 \text{ кГц}$ ($F_s = 10 \text{ Гц}$).

Таблица 6.2. Величина ПОЧ на выходе макета двухуровневого синтезатора

Полоса анализа, Гц	Величина ПОЧ, Гц, среднееквадратичное значение		
	Макет двухуровневого МКА с УУЗ		Целочисленное деление
	$f_{\text{выхНЧ}} = 531 \text{ кГц}$ ($F_s = 1 \text{ кГц}$)	$f_{\text{выхНЧ}} = 531,41 \text{ кГц}$ ($F_s = 10 \text{ Гц}$)	
20...200	0,3	0,3	0,3
300...3400	0,94	1,0	0,4
20...20000	9,9	10,2	8,0

В таблице 6.3 приведены результаты измерений значений ПОЧ в трех стандартных полосах измерения девиометра СКЗ-39 на выходной частоте $f_{\text{выхНЧ}} \approx 256 \text{ кГц}$ синтезатора СЧД (рисунок 6.11).

Таблица 6.3. Величина ПОЧ на выходе СЧД

N	F _s , кГц	Величина ПОЧ, Гц в полосе частот, Гц			
			20...200	300...3400	20...20000
(9 + 3/4)×2	128,2	СК: р	-	-	-
		э	0,2	0,2	0,56
		П: э	0,13	0,16	0,93
(9 + 7/8)×2	64,1	СК: р	-	-	-
		э	0,2	0,2	0,5
		П: э	0,1	0,13	0,8
(9 + 13/16)×2	32,0	СК: р	-	-	-
		э	0,2	0,2	0,6
		П: э	0,12	0,14	0,95
(9 + 25/32)×2	16,0	СК: р	-	-	-
		э	0,2	0,2	1,2
		П: э	0,13	0,13	2,0
(9 + 49/64)×2	8,0	СК: р	-	-	2,01
		э	0,2	0,2	1,9
		П: э	0,13	0,16	3,5
(9 + 97/128)×2	4,0	СК: р	-	-	1,58
		э	0,2	0,2	1,35
		П: э	0,15	0,15	2,25
(9 + 193/256)×2	2,0	СК: р	-	0,35	1,11
		э	0,2	0,2	2,9
		П: э	0,14	0,22	5,0
(9 + 769/1024)×2	0,5	СК: р	-	0,23	0,6
		э	0,2	0,27	2,25
		П: э	0,14	0,51	2,2
(9 + 3973/4096)×2	0,125	СК: р	-	-	-
		э	0,022	0,11	0,28
		П: э	0,2	0,22	0,75

Примечание: СК – среднеквадратичное значение;

П – пиковое значение;

р – расчетное значение;

э – экспериментальное значение.

В таблице 6.4 приведены результаты измерений уровней ДПСС с помощью анализатора спектра С4-46 в случае формирования на выходе СЧД квазимеандра (КМ) и псевдомеандра 2 (ПМ2) при отстройках от несущей до 20 кГц; чувствительность анализатора -75 дБн.

Таблица 6.4. Относительный уровень ДПСС на выходе СЧД

Вид	$f_{\text{выхнч}}$, МГц	N	F_s , кГц	Относительный уровень ДПСС, дБн				
				F_s	$2F_s$	$3F_s$	$4F_s$	$5F_s$
КМ	$\approx 0,5$	$(5 + 1/256) \times 2$	3,9	-62	-68	-72	-72	-72
		$(5 + 1/128) \times 2$	7,8	-62	-69	-	-	-
		$(5 + 1/64) \times 2$	15,6	-62	-	-	-	-
ПМ2	$\approx 1,0$	$(5 + 1/256) \times 2$	3,9	-56	-65	-64	-69	-69
		$(5 + 1/128) \times 2$	7,8	-56	-64	-	-	-
		$(5 + 1/64) \times 2$	15,6	-56	-	-	-	-
КМ	$\approx 0,25$	$(10 + 1/256) \times 2$	1,95	-65	-72	-75	-75	-75
		$(10 + 1/128) \times 2$	3,9	-65	-72	-75	-75	-75
		$(10 + 1/64) \times 2$	7,8	-65	-72	-	-	-
		$(10 + 1/32) \times 2$	15,57	-65	-	-	-	-
ПМ2	$\approx 0,5$	$(10 + 1/256) \times 2$	1,95	-60	-67	-69	-72	-75
		$(10 + 1/128) \times 2$	3,9	-60	-67	-69	-72	-75
		$(10 + 1/64) \times 2$	7,81	-57	-69	-	-	-
		$(10 + 1/32) \times 2$	15,57	-57	-	-	-	-
КМ	$\approx 0,125$	$(20 + 1/256) \times 2$	0,975	-67	-75	-75	-75	-75
		$(20 + 1/128) \times 2$	1,95	-70	-75	-75	-75	-75
		$(20 + 1/64) \times 2$	3,9	-70	-75	-75	-75	-75
		$(20 + 1/32) \times 2$	7,81	-70	-75	-	-	-
		$(20 + 1/16) \times 2$	15,6	-70	-	-	-	-
ПМ2	$\approx 0,25$	$(20 + 1/256) \times 2$	0,975	-65	-69	-723	-75	-69
		$(20 + 1/128) \times 2$	1,95	-66	-72	-75	-75	-72
		$(20 + 1/64) \times 2$	3,9	-60	-73	-73	-75	-75
		$(20 + 1/32) \times 2$	7,81	-62	-73	-	-	-
		$(20 + 1/16) \times 2$	15,6	-64	-	-	-	-

В таблице 6.5 приведены уровни помех (ПСС и ДПСС), приведенные к полосе 1 Гц.

Таблица 6.5. Относительный уровень шумовых ПСС на выходе СЧД

$f_{\text{выхнч}}$, МГц	N	F_s , кГц	Уровень ПСС, дБн		Число ДПСС в полосе измерения
			Расчет	Эксперимент	
$\approx 0,125$	20×2	-	-	-146	0
	$(20 + 1/256) \times 2$	0,975	-126	-130	1
	$(20 + 1/4096) \times 2$	0,061	-146	-142	16
$\approx 0,25$	10×2	-	-	-149	0
	$(10 + 1/256) \times 2$	1,95	-115	-127	1
	$(10 + 1/4096) \times 2$	0,122	-143	-139	8
$\approx 0,5$	5×2	-	-	-145	0
	$(5 + 1/256) \times 2$	3,9	-106	-120	1
	$(5 + 1/4096) \times 2$	0,244	-140	-135	4

В таблице 6.6 приведены уровни ПСС, приведенные к полосе 1 Гц.

Таблица 6.6. Относительный уровень ПСС на выходе СЧД

Полоса анализа, Гц	Уровень ПСС, дБн	
	СЧД с УУЗ	СЧД без УУЗ
20...200	-157	-163
300...3400	-157	-165
20...20000	-145	-138

В таблице 6.7 приведены уровни ПОЧ на выходе макета прямоугольного СЧД.

Таблица 6.7. Уровень ПОЧ на выходе прямочастотного СЧД

N	$f_{\text{выхНЧ}}$, кГц	F_s , Гц	Уровень ПОЧ, Гц, в полосе частот		
			20...200	300...3400	20...20000
(9 +419/509)×2	254,5	500	5,6 205	0,35 0,52	-
(9 +401/511)×2	255,5	500	4,8 150	0,64 8,6	-
(9 +3929/5119)×2	255,95	50	6,4 155	0,3 0,74	-
(9 +383/513)×2	256,5	500	7,6 260	0,74 21	-
(9 +347/517)×2	258,5	500	5,6 320	0,3 1,0	-
(9 +491/501)×2	250,5	500	9,4 1150	0,3 14	-
(9 +4991/5001)×2	250,05	50	9,2 190	1,5 92	-
(9 +4991/50001)×2	250,005	5	2,6 11	1,2 5,8	0 0,64
(9 +499991/500001)×2	250,0005	0,5	2,7 0,5	0,35 0,3	0 0,3
10×2	250,0	0	1,5 0,9	-	-

Примечание: Числитель – величина ПОЧ с УУЗ;
Знаменатель – величина ПОЧ без УУЗ.

В таблице 6.8 приведены уровни ДПСС на выходе макета прямочастотного СЧД.

Таблица 6.8. Относительный уровень ДПСС на выходе макета СЧД

$f_{\text{выхНЧ}}$, кГц	463	450,5	448,5	413	407	400,5	399,5	363	350,5	313	263	213
Уровень ДПСС, дБн	-	-56	-57	-60	-64	-66	-66	-73	-65	-67	-71	-75
Точность УУЗ, дБ	45	35	36	38	42	44	44	50	42	43	46	46

Интервал времени интерполяции (тактовый интервал $T_0 = T_{\text{опвч}}$) на входе СЧД был равен 200нс ($f_{\text{опвч}} = 5$ МГц) и шаг дискретизации по времени $\tau_z = (4000\text{пС}...670\text{пС})$. Уровень дискретных побочных спектральных составляющих (ДПСС) не превышал минус (56...75) дБн, а уровень фазовых шумов в ближней зоне отстроек от несущего колебания 256 кГц (от 20Гц до 20кГц), приведенный к полосе 1Гц был не более $-155\text{дБ}\backslash\text{Гц}$.

6.2. Управляемое устройство задержки «код – переменный угол – напряжение – время»

На рисунке 6.13 приведена структура УУЗ «код – переменный угол – напряжение – время». Арифметическая операция деления, которую вынужден выполнять МП для правильного управления задержкой в диапазоне изменений Q наиболее медленная из всех арифметических операций и требует наибольших аппаратных ресурсов.

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 в (6.3), что ослабляет ограничения на требуемое быстродействие МП [150].

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

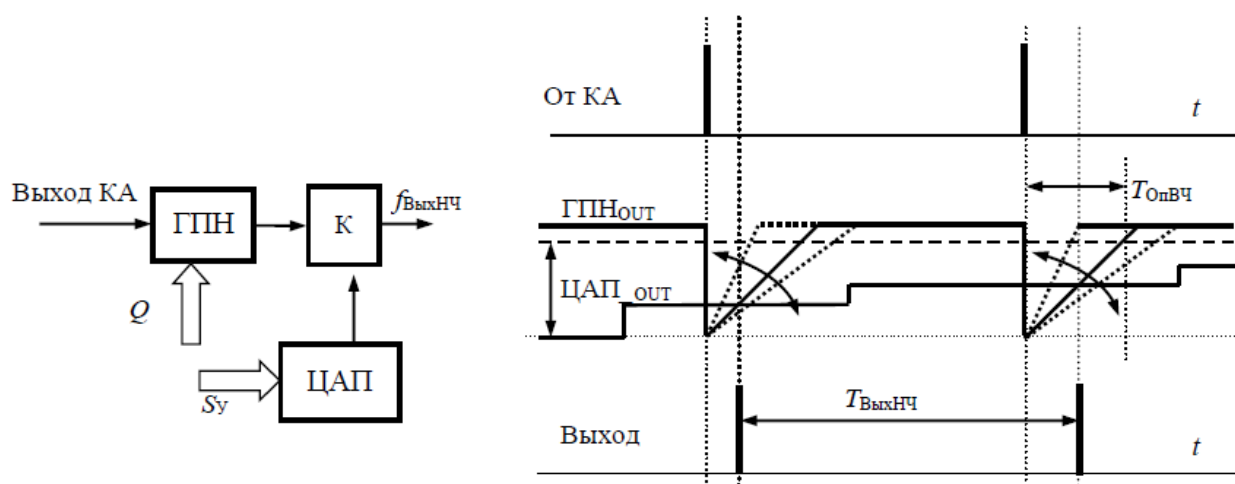


Рис. 6.13. Структурная схема и временные диаграммы работы модифицированного УУЗ «переменный угол – напряжение – время»

6.3. Управляемое устройство задержки «код – угол – координата – время»

На рисунке 6.14 приведена структура УЗЗ «код – угол – координата – время», которая также не требует от МП выполнения операции деления-умножения [151]. 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_u .

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 $T_{опвч}$.

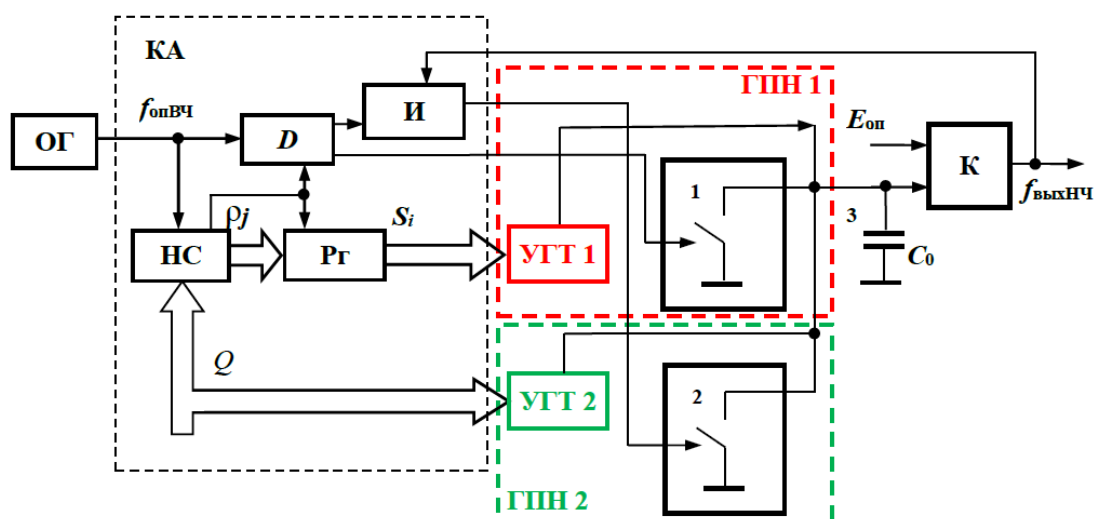


Рис. 6.14. Структурная схема КА и УЗЗ 3 «угол – координата – время»

На рисунке 6.15 приведены временные диаграммы работы УЗЗ 3 «угол – координата – время».

С частотой следования $f_{опвч}$ на выходе ОГ в НС емкости P осуществляется накопление результатов сложения числа Q , записанного на его входе. Через k периодов ОГ происходит переполнение НС и на его выходе появляется импульс переполнения (импульс переноса) ρ_i , который поступает на управляющий (тактовый) вход регистра памяти Рг и на D вход D -триггера. После прихода следующего импульса с выхода ОГ исчезает сигнал переполнения ρ_i на выходе НС, а на выходе D -триггера возникает импульс, длительность которого равна периоду $T_{опвч}$ следования импульсов на выходе ОГ.

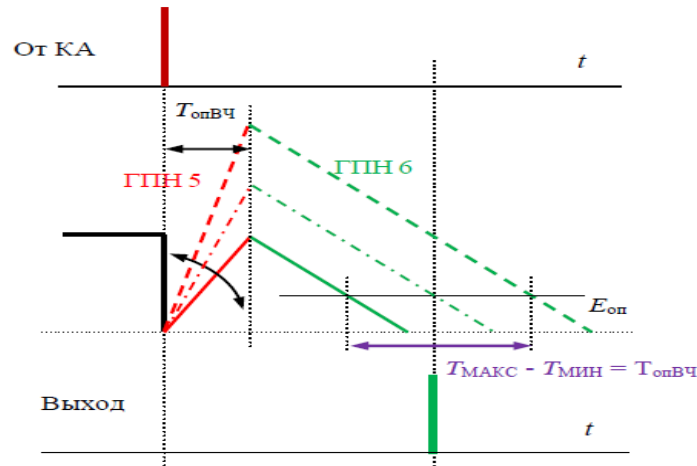


Рис. 6.15. Временные диаграммы работы УУЗ 3 «угол – координата – время»

Этот импульс открывает ключ 1 и в течение времени $T_{\text{опВЧ}}$ осуществляется заряд конденсатора C_0 током УГТ 1, определяемого кодом на выходе регистра памяти R_i , т.е. числом S_i . На выходе компаратора **К** начинается формироваться импульс, поступающий на один из входов логического элемента «И». В момент появления следующего импульса на выходе ОГ заканчивается импульс на выходе D -триггера и запирается ключ 1, заряд конденсатора C_0 прекращается. Одновременно на втором входе элемента «И» появляется логическая единица, на выходе элемента «И» появляется сигнал, открывающий ключ 2. Начинается разряд конденсатора C_0 током УГТ 2, величина которого определяется числом Q . Как только напряжение на конденсаторе C_0 достигнет величины опорного напряжения $E_{\text{оп}}$, заканчивается импульс на выходе компаратора **К** и через логический элемент «И» закрывается ключ 2, прекращая разряд конденсатора C_0 . При следующем переполнении НС цикл повторяется. Различие заключается в другом токе заряда УГТ 1, который определяется новым числом S_{i+1} . Число S_i определяет величину паразитной функциональной фазоимпульсной модуляции импульсов на выходе D -триггера:

$$\Delta\varphi = 2\pi \frac{S_i}{Q} \frac{t_3}{T_{\text{опВЧ}}},$$

которая приводит к временному сдвигу в (сторону опережения относительно идеально равномерной – гипотетической – последовательности формируемой частоты $f_{\text{выхНЧ}}$) каждого выходного импульса p_i на величину:

$$\Delta t_i = \frac{1}{2\pi} \Delta\varphi_i T_{\text{опВЧ}} = \frac{S_i}{Q} T_{\text{опВЧ}}.$$

Задержка Δt_3 окончания импульса на выходе компаратора **К** определяется из условия равенства напряжения при заряде

$$U_3 = \frac{S_i I_3 T_{\text{опВЧ}}}{C_0}$$

и разряда конденсатора C_0

$$U_p = \frac{Q I_p \Delta t_3}{C_0},$$

где I_3, I_p – токи УГТ 1 и УГТ 2 соответственно, при минимальных управляющих кодах (логическая единица только в младшем разряде).

Следовательно,

$$\frac{\Delta t_3}{T_{\text{опВЧ}}} = \frac{S_i I_3}{Q I_p},$$

т.е. при $I_3 = I_p$ осуществляется полная компенсация ФФИМ заднего фронта импульса на выходе компаратора **К** во всем диапазоне выходных частот. При этом компаратор срабатывает в одной точке своей входной характеристики, что исключает влияние его нелинейности на временную неравномерность выходного колебания.

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.

6.4. Управляемое устройство задержки «код – задержка – угол – время»

Структура УУЗ «код – задержка – угол – время» (рисунок 6.16) позволяет значительно ослабить (теоретически – снять) требования к линейности ГПН, оба ГПН можно заменить коммутируемыми RC цепочками, напряжения на которых изменяются по экспоненциальному закону [152]. Необходимо лишь обеспечить одинаковый характер изменения напряжения на входах компаратора.

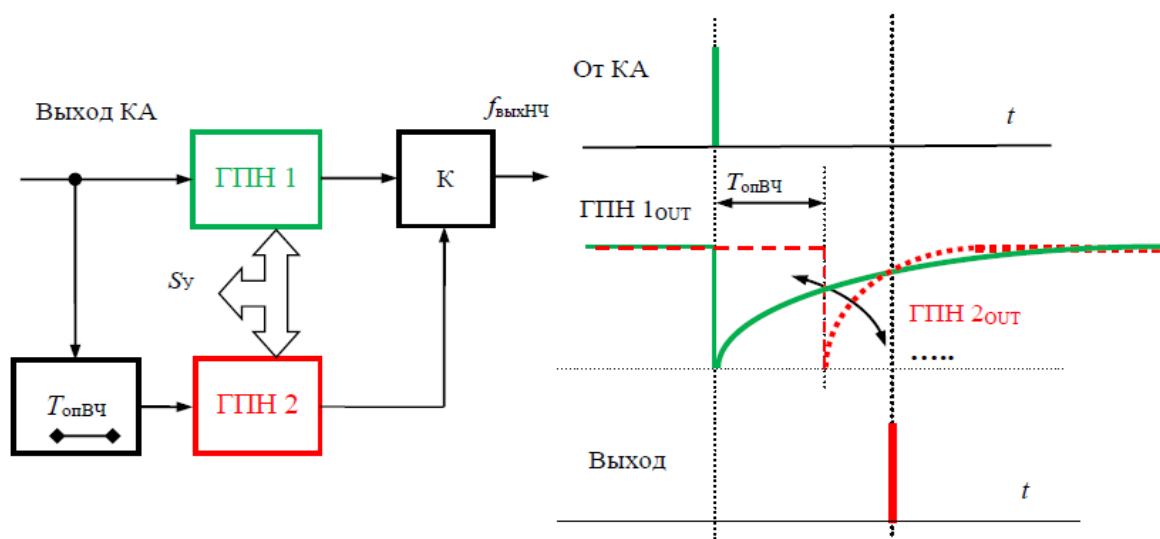


Рис. 6.16 Структурная схема и временные диаграммы работы УУЗ «угол – задержка – угол – время»

Действительно, в линейном приближении обе хранирующие емкости в ГПН 1 и ГПН 2 (рисунок 6.16) заряжаются токами, пропорциональными коду X_k . Запускается ГПН 2 со сдвигом на величину эталонного интервала времени $T_{опВЧ}$:

$$U_1(t) = I_1 t / C_1;$$

$$U_2(t) = I_2 (t - T_{опВЧ}) / C_2.$$

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

$$t_3 = \frac{I_2 C_1 T_{опВЧ}}{I_2 C_1 - I_1 C_2}. \quad (6.4)$$

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.

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

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 , будет также определяться (6.4).

На практике нелинейность рассматриваемой УУЗ ограничивается (кроме точности компаратора) точностью поддержания разности в знаменателе (6.4).

Недостаток структуры рисунка 6.16 – не устранена нелинейность входной характеристики компаратора. Нелинейность вызвана двумя факторами – во-первых, разными входными токами при разном входном напряжении, а во-вторых, разной задержкой переключения входного дифференциального каскада компаратора при разном входном напряжении.

Структуру с двумя ГПН, показанную на рисунке 6.16 можно изменить, чтобы улучшить спектр выходного колебания [153,154]. Модернизированная структура пассивного цифрового синтезатора частот приведена на рисунке 6.17.

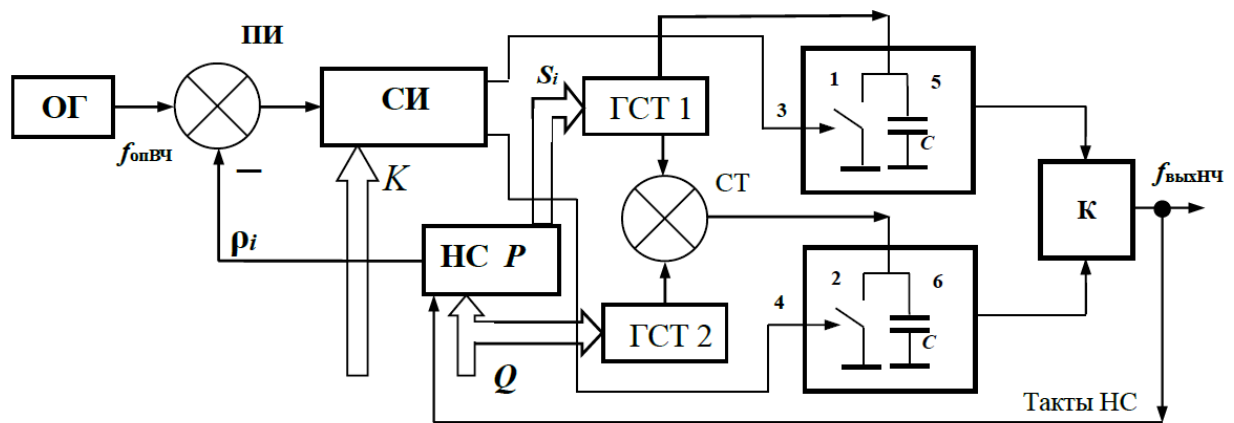


Рис. 6.17. Модернизированная структурная схема КА на основе ДДПКД и УУЗ 4

Время задержки выходных импульсов определяется моментом равенства напряжений на двух конденсаторах, соединенных с двумя входами компаратора, причем заряд конденсаторов начинается со сдвигом во времени на период $T_{\text{опВЧ}}$ опорного колебания. Такое решение обеспечивает компенсацию нелинейности процесса заряда хранирующих емкостей при условии идентичности характеристик ГПН.

Принципиальная новизна заключается в том, что для повышения точности воспроизведения кода управления задержкой X_i для заряда обоих конденсаторов используется один и тот же генератор тока, управляемый кодом X_i ; ошибки временного положения i -го выходного импульса конечного автомата.

Кроме того, новым является управление вторым генератором тока кодом выходной частоты, что, с одной стороны, обеспечивает одинаковую максимальную задержку, равную $T_{опВЧ}$, во всем диапазоне частот, и в то же время позволяет не учитывать вносимую им ошибку, так как на любой конкретной частоте его ток постоянен. В результате, как будет показано ниже ошибка в воспроизведении времени $\Delta\tau_i$ определится формулой:

$$\delta_i = \pm \Delta\tau_i \times 2^{-(m+1)},$$

где m - число разрядов двоичного ЦАП в генераторе 7 тока.

На рисунке 6.17 изображена структурная схема предлагаемого синтезатора частоты; на рисунке 6.18 – один из вариантов реализации двух идентичных выходов генератора стабильного тока.

Таким образом, в рассматриваемом устройстве ошибка, во-первых, пропорциональна $\Delta\tau_i$, и, во-вторых, даже при максимальном $\Delta\tau_{i\max} = T_{опВЧ}$ в два раза меньше, чем в прототипе на рисунке 6.16. В результате удастся уменьшить уровень дискретных побочных спектральных составляющих по меньшей мере на 6 дБ.

Синтезатор частот, изображенный на рисунке 6.17, содержит соединенные последовательно опорный генератор (ОГ), поглотитель импульсов, счетчик импульсов с переменным коэффициентом пересчета (СИ), цепь сброса заряда 3 первый хранирующий конденсатор 5 и компаратор К. В синтезатор частот также входят последовательно соединенные накапливающий сумматор, генератор 1 тока и сумматор токов, а также генератор 2 тока и цепь сброса заряда 4 второго храниющего конденсатора 6, подключенную ко второму выводу счетчика импульсов.

Поглотитель импульсов подключен вторым входом к выходу накапливающего сумматора. СИ подключен первым выходом к управляющему входу цепи 3, а вторым выходом к управляющему входу цепи 4. Выход компаратора К является выходом синтезатора частот и подключен к тактовому входу накапливающего сумматора.

Выход генератора тока 1 подключен к первому входу компаратора. Второй вход компаратора соединен с выходом сумматора токов и вторым выводом цепи 4. Выход генератора тока 2 соединен с вторым входом сумматора токов.

Цепи 3 и 4 соответственно выполнены из параллельно соединенных управляемого ключа напряжения 1 и храниющего конденсатор 5 и управляемого ключа 2 и конденсатора 6 и подсоединены первым выводом к общей (земляной) шине.

Для создания двух идентичных выходов у генератора тока можно использовать схему "токового зеркала" (рисунок 6.17).

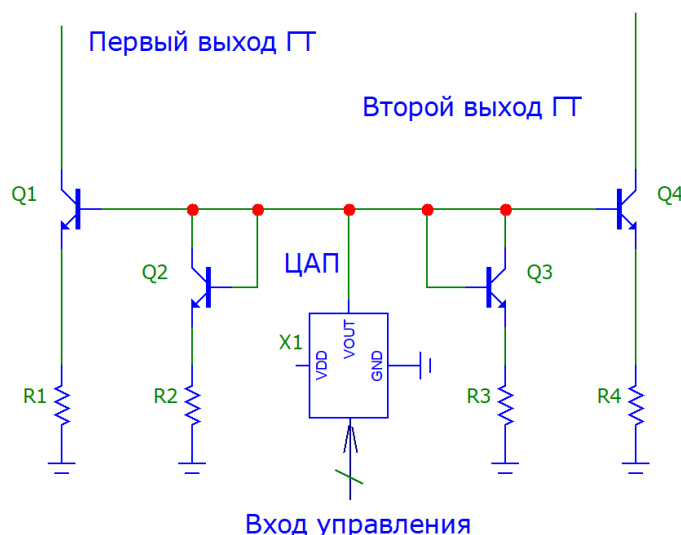


Рис. 6.18. Реализация управляемого генератора стабильного тока

Изображенный на рисунке 6.18 генератор стабильного тока состоит из ЦАП, транзисторов $T1-T4$ и резисторов $R1-R4$. Вход ЦАП является входом генератора стабильного тока. Базы всех транзисторов и коллекторы транзисторов $T2$ и $T3$ соединены с выходом ЦАП. Резисторы $R1-R4$ соединены первым выводом с соответствующим эмиттером транзисторов $T1-T4$. Вторые выводы резисторов заземлены. Выходы коллекторов транзисторов $T1$ и $T4$ являются соответственно первым и вторым выходами генератора тока.

Токоотвод (токовое зеркало) работает следующим образом. Через транзистор в диодном включении $T2$ ($T3$) протекает ток I_x , который вызывает на нем падение напряжения $U_{БЭ2}$ ($U_{БЭ3}$), пропорциональное этому току. Напряжение $U_{БЭ2}$ ($U_{БЭ3}$) приложено к переходу база-эмиттер транзистора $T1$ ($T4$), вызывая протекание через последний токи I_x (I_y).

Если транзисторы $T1-T4$ выполнены по групповой полупроводниковой технологии (как, например, отечественные транзисторные сборки серии 198НТ) и геометрии их переходов согласованы с большой точностью ток $I_y = I_x$. Резисторы $R1-R4$ могут отсутствовать, они используются для компенсации небольших различий величин $U_{БЭ}$ транзисторов $T1-T4$. Из сказанного видно, что использование двух согласованных токовых зеркал ($T1, T2$ и $T3, T4$) позволяет сформировать ток $I_1 = xI_0/2$ и $I_2 = xI_0/2$, равные половине исходного тока xI_0 .

Рассматриваемый синтезатор частот работает следующим образом. Опорный генератор создает равномерную импульсную последовательность с постоянной частотой следования $f_{опвч}$. В исходном состоянии поглотитель импульсов пропускает все импульсы генератора на вход СИ, который выделяет на своем первом (основном) выходе каждый i -й входной импульс, а на своем дополнительном выходе - каждый импульс, предшествующий i -

му. Импульсы с выхода компаратора поступают на вход накапливающего сумматора, увеличивая с каждым тактом число, записанное в памяти накапливающего сумматора на величину $B_i < Q$.

Емкость накапливающего сумматора выбрана равной Q единиц. При переполнении НС на его выходе формируется импульс, по которому поглотитель импульсов не пропускает один импульс на вход СИ. Суммарный коэффициент пересчета становится равным $[N] + 1$.

Таким образом, на основном и дополнительном выходах СИ создаются квазипериодические последовательности импульсов заданной частоты, сдвинутые один относительно другого на период опорного колебания $T_{\text{опВЧ}} = 1/f_{\text{опВЧ}}$.

Обе последовательности импульсов оптимальны, т.е. временное положение импульсов отличается от идеально равномерного на величину, не превышающую $\pm 0,5T_{\text{опВЧ}}$. Код S_i на выходе накапливающего сумматора непрерывно меняется. В каждый конкретный момент t_i он равен временной ошибке положения i -го импульса, который будет выделен на первом выходе СИ.

Код S_i поступает на управляющий вход генератора тока 1 и вызывает ток

$$I_i = K_1 S_i, \quad (6.5)$$

где K_1 - коэффициент пропорциональности.

Генератор тока 1 имеет два равноценных выхода, на каждом из которых ток равен $0,5I_i$. Ток $I_{i1} = 0,5I_i$ с первого выхода ГТ поступает на параллельное соединение ключа 1 с калиброванной емкостью хранирующего конденсатора 5 и первый вход компаратора **К**. Ток со второго выхода генератора тока 1 поступает на сумматор токов, на второй вход которого поступает ток I_f с выхода генератора тока 2. Ток I_f пропорционален выходной частоте $I_f = K_2 B_f$, где B_f - код частоты $f_{\text{выхНЧ}}$, и не меняется во времени на данной частоте.

Таким образом, на выходе сумматора токов образуется ток $I_{i2} = 0,5I_i + I_f$, поступающий на параллельное соединение ключа 2, второй калиброванной емкости конденсатора 6 и второго входа компаратора **К**.

Для простоты начнем рассмотрение работы устройства с идеального случая, считая ток $I_i(t)$ абсолютно линейным и не меняющимся в процессе заряда калиброванных емкостей. По окончании i -1-го импульса на первом выходе счетчика с переменным коэффициентом пересчета оба ключа 1 и 2 замкнуты и, следовательно, обе калиброванные емкости хранирующих конденсаторов 5 и 6 разряжены.

На первом выходе накапливающего сумматора устанавливается код S_i , пропорциональный времени Δt_i , на которое надо задержать следующий i -й импульс, чтобы добиться на выходе идеальной равномерной последовательности заданной частоты.

В соответствии с кодом S_i в генераторе тока 1 устанавливается ток I_i . В момент начала i -го импульса на первом выходе СИ ключ напряжения 1 размыкается и начинается заряд калиброванной емкости конденсатора 5 током $I_{i1}=0,5 \times K_1 S_i$. Напряжение на первом входе компаратора **К** растет по закону $U_1(t) = I_{i1} \times t / C$, где C - емкость конденсатора 5. Через время $T_{\text{опвч}}$ возникает импульс на втором выходе СИ, который размыкает ключ 2, что позволяет начать заряд калиброванной емкости конденсатора 6 током $I_{i2} = 0,5 K_1 S_i + K_2 B_f$. Напряжение на втором входе компаратора **К** растет по закону $U_2(t) = I_{i2} \times (t - T_0) / C$. Импульс на выходе компаратора возникает в момент t_i равенства напряжений на его входах. Из уравнения

$$U_1(t_i) = U_2(t_i) = 0,5 K_1 S_i t_i / C = (t_i - T_{\text{опвч}})(0,5 K_1 S_i + K_2 B_f) / C$$

нетрудно найти

$$t_i = T_{\text{опвч}} \left(1 + \frac{K_1 S_i}{2 K_2 B_f} \right).$$

Отсюда временная задержка, реализованная идеальной схемой

$$\Delta \tau_i = t_i - T_{\text{опвч}} = T_{\text{опвч}} \left(\frac{K_1 S_i}{2 K_2 B_f} \right).$$

Полученное запаздывание при правильном выборе коэффициентов пропорциональности ($K_1 = 2K_2$) точно равно ошибке временного положения i -го импульса на первом выходе СИ. Следовательно, на выходе компаратора **К** в идеальном случае ошибка во временном положении импульсов полностью устранена и дискретные побочные спектральные составляющие, кратные гармоникам частоты шага сетки отсутствуют.

Реально такая ситуация недостижима из-за аппаратных ошибок при цифроаналоговом преобразовании кода S_i . При этом ток первого генератора тока 1 вместо равенства (6.5) описывается выражением

$$I_i = K_i S_i [1 \pm I_{\text{max}} 2^{-(m+1)}],$$

где m - число разрядов ЦАП в генераторе тока 1. В результате напряжения на первом и втором входах компаратора описываются выражениями:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_1(t) = t K_1 S_i [1 \pm 2^{-(m+1)}] / 2C; \\ U_2(t) = (t - T_{\text{опвч}}) \times \{ 0,5 K_1 S_i \times [1 \pm 2^{-(m+1)}] + K_2 B_f \} / C. \end{array} \right.$$

Решая полученную систему уравнений, находим момент t_i , соответствующий появлению импульса на выходе компаратора:

$$t_i = T_{\text{опВЧ}} \left\{ 1 + \frac{K_1 S_i}{2K_2 B_f} [1 \pm 2^{-(m+1)}] \right\}.$$

Следовательно, реальная схема реализует задержку $\Delta t_i = \Delta \tau_i [1 \pm 2^{-(m+1)}]$ и временное отклонение импульсов на первом выходе СИ компенсируется на выходе устройства с ошибкой $\delta_i = \pm \Delta \tau_i 2^{-(m+1)}$.

Максимальная величина остаточной ошибки в два раза меньше чем в ранее рассмотренных устройствах ($T_{\text{опВЧ}} \times 2^{-m}$), кроме того она не постоянна, а снижается с уменьшением величины $\Delta \tau_i$. Использование предлагаемого способа формирования задержки позволяет **дополнительно** уменьшить уровень побочных спектральных составляющих, кратных частоте шага сетки по меньшей мере на 6 дБ.

Синтезатор работает следующим образом. Примем, что частота опорного генератора, выраженная в долях шага сетки F_s равна $f_{\text{опвч}} = F_s P$, где P – натуральное число, равное емкости НС. Выходная частота синтезатора $f_{\text{выхнч}} = F_s Q$, где Q – натуральное число, код выходной (синтезируемой) частоты.

Код Q поступает на вход НС и на вход ЦАП. Напряжения на обоих выходах ЦАП пропорциональны Q , равны по величине и противоположны по знаку ($+E_{\text{цап}}$ и $-E_{\text{цап}}$); они поступают на соответствующие входы ГПН1 и ГПН 2 в качестве напряжения питания схемы.

С тактовой частотой $f_{\text{опвч}}$ в НС осуществляется сложение чисел. При переполнении НС, т.е. когда i -я сумма S_i чисел Q превысит емкость P НС, на его выходе возникает сигнал переполнения ρ_i , по которому регистр R_i фиксирует код числа S_i , записанный в НС в момент переполнения.

За P тактов опорной частоты $f_{\text{опвч}}$ на выходе НС произойдет Q переполнений и $f_{\text{выхнч}} = f_{\text{опвч}} Q/P$.

Одновременно импульс переполнения ρ_i поступит на D вход D -триггера, импульс на выходе, которого появляется строго в момент прихода тактового импульса с выхода ОГ; тем самым исключается временная нестабильность импульсов переполнения ρ_i вследствие разного времени суммирования чисел Q . Код S_i на выходе НС вычисляется по формуле

$$S_i = \left\{ i \frac{Q}{P} \right\},$$

где i – номер такта; $\{x\}$ – операция выделения дробной части числа x , $\{x\} = x - [x]$; $[x]$ – операция выделения целой части числа x .

Число (код) S_i показывает, на какую часть периода $T_{\text{опвч}} = 1/f_{\text{опвч}}$ необходимо сдвинуть импульс переполнения ρ_i в сторону опережения, при этом:

$$\frac{S_i}{Q} = \left\{ i \frac{Q}{P} \right\} = \left(0, \frac{1}{Q}, \frac{2}{Q}, \dots, \frac{Q-1}{Q} \right).$$

ГПН 1, ГПН 2, компаратор K и источник опорного напряжения ИОН предназначены для калиброванного сдвига импульсов переполнения ρ_i в сторону запаздывания. Поэтому код текущей задержки x_i в данном случае необходимо вычислять по формуле:

$$x_i = \frac{Q - S_i}{Q}.$$

Эта формула показывает, что цифровой код задержки является функцией номера Q синтезируемой частоты $f_{\text{выхнч}} = F_s Q$.

Эту операцию производит арифметический вычитатель кодов; ГПН 1 и ГПН 2 запускаются одновременно, но в противофазе. Для этого на вход опорного напряжения ГПН 1 подается отрицательное напряжение $-E_{оп}$ от ИОН, а на вход опорного напряжения ГПН 2 подается положительное напряжение $+E_{оп}$, при этом $|E_{оп}| < |E_{цап}|$.

Одновременно на второй вход ГПН 1 подается положительное напряжение $+E_{цап}$ с первого выхода ЦАП, а на второй вход ГПН 2 подается отрицательное напряжение $-E_{цап}$ со второго выхода ЦАП, причем оба напряжения равны по величине и противоположны по знаку.

Напряжения с выходов ГПН 1 и ГПН 2 поступают на вход компаратора **К**. При равенстве напряжений на его входах, на выходе **К** воспроизводится перепад напряжения с соответствующей задержкой.

При изменении кода управления x_i на выходе вычитателя кодов от $(Q-1)/Q$ до 0 (при этом S_i изменяется от 0 до $(Q-1)/Q$) изменение интервала времени задержки на выходе синтезатора будет инвариантно выходной частоте с номером Q .

Нелинейность ГПН 1 и ГПН 2 также не влияет на точность установления задержки. Действительно, если выходное напряжение U_1 ГПН 1

$$U_1(t) = 2E_{цап} \left[\exp\left(-\frac{t_3}{\tau}\right) \right],$$

а напряжение U_2 на выходе ГПН 2

$$U_2(t) = 2E_{цап} \left[1 - \exp\left(-\frac{t_3}{\tau}\right) \right],$$

То при равенстве напряжений U_1 и U_2

$$t_3 = -\tau \ln\left(\frac{1}{2}\right) \approx 0,693\tau.$$

Выражение под знаком логарифма есть величина постоянная. Если принять

$$\tau = x_i T_{опВЧ},$$

получим линейную зависимость времени задержки от кода управления x_i даже при нелинейном изменении напряжений на входах компаратора:

$$t_3 = x_i \times T_{опВЧ} \times \text{const.}$$

Время задержки t_3 инвариантно номеру выходной частоты Q , что позволяет синтезировать сетку частот в сколь угодно широком диапазоне значений; кроме того, время t_3 также инвариантно нелинейности обоих ГПН.

В настоящее время при длительности такта $T_{\text{опвч}}$ опорной частоты порядка $40\text{нС} \dots 100\text{нС}$ не удастся на современной отечественной элементной базе достигнуть нелинейности ГПН лучше $(0,5 \dots 1) \%$, что ограничивает величину получаемого выигрыша до $(34 \dots 46)$ дБ.

Данная структура УУЗ применима и в прямочастотном синтезаторе, и в прямопериодном синтезаторе. При той же элементной базе и такой же нелинейности ГПН рассмотренная структура УУЗ позволяет дополнительно компенсировать влияние нелинейностей ГПН не менее, чем на $(20 \dots 30)$ дБ и обеспечить уровень дискретных побочных спектральных составляющих менее $-(46 \dots 75)$ дБн.

6.6. Нелинейность управляемого устройства задержки

Рассмотрим работу УУЗ, выполненного на основе промежуточных преобразований, более подробно и учтем, что в реальных устройствах идеальный генератор стабильного тока реализуется с помощью транзисторных схем с общей базой (общим затвором) и может моделироваться параллельным соединением резистора R и емкости $C_{кб}$ ($C_{сз}$) [194,195]. Паразитную емкость разрядного ключа $C_{кл}$ и емкость $C_{кб}$ ($C_{сз}$) подсоединяют параллельно хронизирующей емкости C_0 .

Реально достижимый выигрыш составляет (36...46) дБ и ограничен рядом факторов. Прежде всего, это нелинейность ГПН наносекундного диапазона (рисунок 6.21), а также конечное быстродействие компаратора и ЦАП [195]. Напряжение на выходе ЦАП вследствие конечного выходного сопротивления и емкости устанавливается с заданной точностью за определенное время.

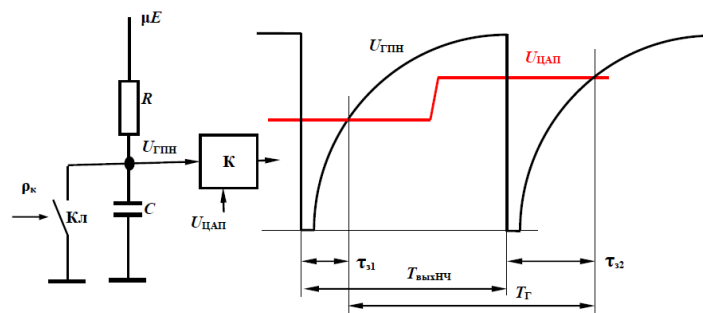


Рис. 6.21. Упрощенная схема и временные диаграммы работы простейшей УУЗ на основе RC генератора пилообразного напряжения и ЦАП

Задержанный импульс (перепад напряжения) на выходе компаратора **К** (рисунок 6.21) появляется в момент равенства напряжения $U_{ЦАП}$ и $U_{ГПН}$, т.е. при $U_{ЦАП}(X) = U_{ГПН}(t)$, где $U_{ЦАП}(X) = X \times E$; $0 \leq X < 1$ – код требуемой задержки; E – размах напряжения на выходе ЦАП, соответствующий $\tau_3 = T_{опвч}$.

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

$$U_{ГПН}(t) = \mu E \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\mu T_{опвч}}\right) \right),$$

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

$$\alpha_3 = -\mu \ln\left(1 - \frac{X}{\mu}\right), \quad (6.6)$$

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

Перепишем (6.6) 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:

$$\alpha_3 = \frac{\ln(1 - X/\mu)}{\ln(1 - 1/\mu)}. \quad (6.7)$$

Принимая во внимание, что

$$\begin{aligned} \ln(1 - z) &= -z \left(1 + \frac{1}{2}z + \frac{1}{3}z^2 + \frac{1}{4}z^3 + \dots \right) = \\ &= -z \sum_{m=0}^{\infty} \left[1 + \frac{z^m}{m+1} \right]. \end{aligned}$$

Выражение (6.7) можно записать в виде:

$$\alpha_3 = XW(x) \approx X \sum_{m=0}^M \frac{1 + \left(\frac{x}{\mu}\right)^m}{1 + \frac{\mu^{-m}}{1+m}}, \quad (6.8)$$

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

Отметим, что полином (6.8) не накладывает существенных ограничений на представление коэффициента нелинейности W , позволяя в то же время производить вычисления с требуемой точностью. На практике $W \approx 1$ с точностью долей процентов [194], что позволяет при анализе обойтись линейным ($M = 0$) или квадратичным ($M = 1$) приближением. В последнем случае

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

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

Чтобы компаратор не накладывал существенных ограничений на вносимый УУЗ выигрыш, его чувствительность должна быть не хуже [168]:

$$\mu \leq \frac{E_{\text{ц}}}{2^{n+1}},$$

т.е. компаратор должен различать два соседних уровня напряжения на выходе ЦАП, соответствующих половине младшего разряда кода управления. Как правило, это условие всегда выполняется.

Теорема 21. Минимальному значению функциональной фазоимпульсной модуляции на выходе двухуровневого нелинейного модифицированного автомата соответствует его неточная настройка.

Приняв, что импульсы (одноименные перепады на выходе МКА описываются с помощью выражения

$$\frac{t_3}{T_{\text{опВЧ}}} = \gamma = \left[k \frac{P}{Q} \right] + \frac{\left[\left(k \frac{P}{Q} \right) L \right] W}{(1+V)L}, \quad (6.9)$$

где $\left[k \frac{P}{Q} \right]$ - нормированные к $T_{\text{опВЧ}}$ моменты появления импульсов (перепадов на выходе оптимального КА, запишем для текущей временной ошибки

$$\Delta_3 = \frac{t_\Gamma}{T_{\text{опВЧ}}} - \frac{t_L}{T_{\text{опВЧ}}} = k \frac{P}{Q} - \gamma = \left(k \frac{P}{Q} - \left[k \frac{P}{Q} \right] \right) - \left[kL \frac{P}{Q} - \left[k \frac{P}{Q} \right] L \right] \frac{W}{(1+V)L},$$

где $kP/Q = t_\Gamma/T_{\text{опВЧ}}$ - нормированные моменты появления импульсов (перепадов) идеально равномерного во времени (гипотетического) колебания (перепадов) требуемой частоты $f_{\text{вынЧ}}$. Здесь V , как и ранее, относительная неточность интерполяции в УУЗ.

Преобразуем (6.9) к виду

$$\Delta_3 = \left\{ \frac{kPL}{Q} \right\} \frac{W}{(1+V)L} + \left\{ \frac{kP}{Q} \right\} \left(1 - \frac{W}{1+V} \right). \quad (6.10)$$

Выражение (6.10) описывает функциональную фазоимпульсную модуляцию на выходе двухуровневого МКА при любом характере полинома (6.8). При $M = 0$ уравнение (6.10) переходит в (6.9), поскольку $W=1$. **Теорема 21 доказана.**

Анализ выражения (6.10) показывает, что выбором величины и знака коэффициента V можно частично скомпенсировать нелинейность ГПН W в УУЗ. Более того, можно утверждать, что минимальному значению временной ошибки (величине ФФИМ) на выходе двухуровневого МКА соответствует его неточная настройка.

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 наносекундного диапазона.

Также можно утверждать, что нелинейность УУЗ, как и неточность интерполяции в УУЗ (неточность ее настройки) не приводит к изменению периода $T_s = PT_{\text{опВч}}$ неравномерности структуры потока импульсов (перепадов) на выходе МКА, т.е. дополнительных спектральных компонентов на выходе МКА не появляется.

Арифметическая операция деления, которую вынужден выполнять МП для правильного управления задержкой в диапазоне изменений Q наиболее медленная из всех арифметических операций и требует наибольших аппаратных ресурсов.

После деления частоты в два раза, на выходе счетного триггера образуется колебание вида «квазимерандр», в котором уровень полезной компоненты спектра имеет максимальное значение. Введение в структуру синтезатора счетного триггера целесообразно в случае формирования гетеродинных сигналов; если же нагрузкой синтезатора служит вход умножающего кольца ИФАП, то триггер не нужен.

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.

На рисунке 6.22 показаны сравнительные размеры пассивного цифрового синтезатора на основе ДДПКД и УУЗ_1 (слева) и кассеты формирователя телеграфных сигналов возбуждителя КВ радиопередающих устройств ВМРС 1,5/30, реализованных на одинаковой элементной базе.

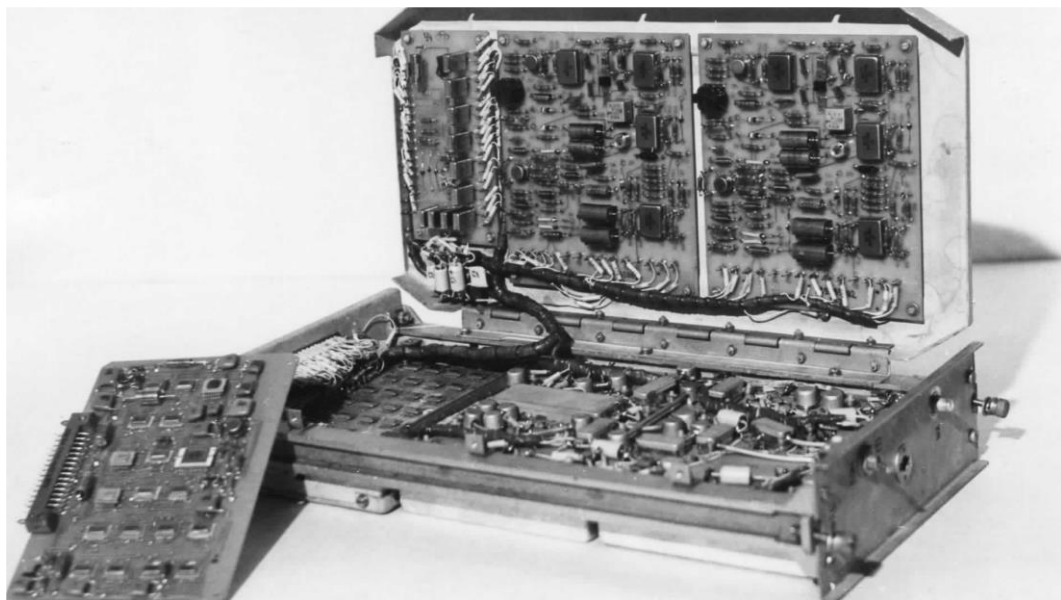


Рис. 6.22. Внешний вид пассивного цифрового синтезатора (слева) на фоне кассеты формирователя телеграфных сигналов возбуждителя КВ радиопередающих устройств ВМРС 1,5/30

6.7. Влияние компонентов УУЗ на уровень функциональной фазоимпульсной модуляции

Число m двоичных разрядов ЦАП, нелинейность ЦАП $\delta_{\text{ц}}$, чувствительность компаратора μ и нелинейность ГПН наносекундного диапазона $\delta_{\text{г}}$ оказывают на степень демодуляции ФФИМ в УУЗ и, следовательно, на уровень ДПСС выходного колебания МКА. При этом значение максимально возможной синтезируемой частоты $f_{\text{выхнч}}$ определяется, в основном, быстродействием ЦАП $\tau_{\text{ц}}$ и элементов коммутации ГПН – ключей тока или напряжения $\tau_{\text{г}}$. Поэтому анализу этих узлов УУЗ необходимо уделить пристальное внимание.

Поскольку величины n , $\delta_{\text{ц}}$, μ , $\delta_{\text{г}}$ взаимно независимы, в худшем случае итоговая нелинейность

$$|\delta_{\text{с}}| = |\delta_{\text{м}}| + |\delta_{\text{ц}}| + |\delta_{\text{к}}| + |\delta_{\text{г}}|,$$

где $\delta_{\text{к}} = \mu/E_{\text{ц}}$ – относительная чувствительность компаратора, $E_{\text{ц}}$ – размах напряжения на выходе ЦАП.

Число n двоичных разрядов ЦАП ограничивает степень демодуляции исходной ФФИМ на величину

$$\delta_{\text{м}} = \frac{1}{2^{m-1}} \approx 2^{-m} \text{ [раз]} \text{ или } -6m \text{ [дБ]}.$$

Аналогично, нелинейность ЦАП определяется выражением

$$\delta_{\text{ц}} \leq \frac{1}{2^{m+1}} \text{ [раз]} \text{ или } -6(m+1) \text{ [дБ]}.$$

Основной вклад в нелинейность преобразования УУЗ кода управления во временной интервал вносит генератор пилообразного напряжения наносекундного диапазона [190-193,195-197]. Теория работы таких ГПН в части обеспечения линейности пилообразного напряжения разработана недостаточно подробно и точно [190-192], поскольку элементы ГПН (генераторы тока, ключи напряжения или тока) работают в режимах большого сигнала и на пределе своего быстродействия.

В [195] показано, что наилучшими параметрами по критерию «быстродействие-точность» обладают ГПН, выполненные на основе коммутируемых генераторов тока. Рассмотрим влияние элементов ГПН на нелинейность формируемого им напряжения.

Структурная и электрическая схема ГПН, описанного в [195] приведена на рисунке 6.23.а,б; временная диаграмма работы – на рисунке 6.24, а его схема замещения для анализа линейности – на рисунке 6.25.

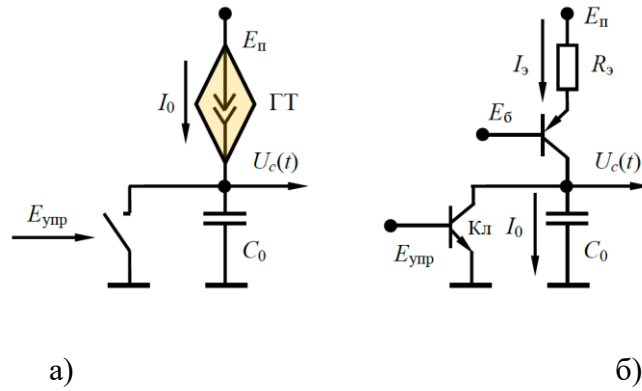


Рис. 6.23. Генератор пилообразного напряжения: а) структурная схема; б) электрическая схема

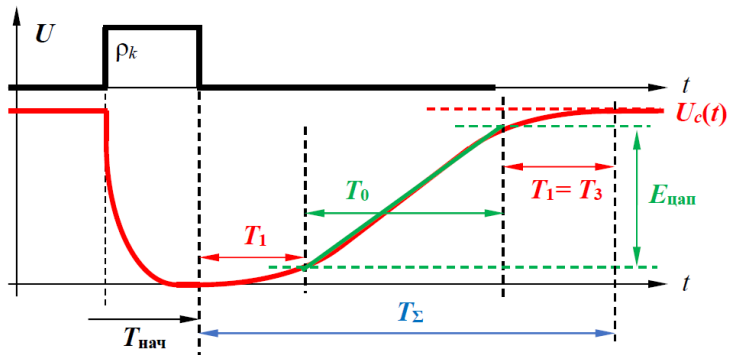


Рис. 6.24. Временные диаграммы работы ГПН

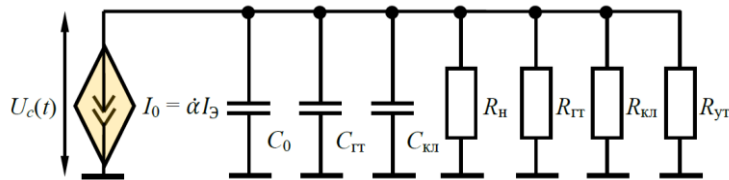


Рис. 6.25.а. Полная эквивалентная схема ГПН для анализа нелинейности

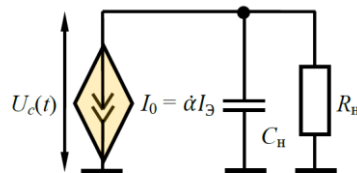


Рис. 6.25.б. Упрощенная эквивалентная схема ГПН для анализа нелинейности:

Время вхождения ГПН наносекундного диапазона в «линейный» режим работы зависит от длительности интервала T_1 – чем этот интервал длиннее, тем, при прочих равных, меньше

нелинейность ГПН в области времен T_0 . Также полагаем, что время входа в линейную область T_0 и время выхода из нее одинаковы, т.е. $T_1 = T_3$.

Далее в тексте главы для простоты будем обозначать период опорного колебания $T_{\text{опвч}} \equiv T_0$. Основными источниками нелинейности формируемого пилообразного напряжения являются:

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

Рассмотрим, какое влияние на нелинейность пилообразного напряжения оказывает нелинейность $\delta_{\text{г}}$ емкости коллекторного перехода транзисторов генератора тока и разрядного ключа. Для этого запишем зависимость емкости $C_{\text{п}}$ обратносмещенного $p-n$ перехода от приложенного к нему напряжения $U_{\text{п}}$ в виде [193]:

$$C_{\text{п}} = C_{\text{п0}} \sqrt[r]{\frac{\varphi_{\text{б}} + U_0}{\varphi_{\text{б}} + U_{\text{п}}}}, \quad (6.11)$$

где $C_{\text{п0}}$ – емкость $p-n$ перехода при известном напряжении U_0 (приводится в справочных данных на транзистор);

$r \approx 2$ для плавного (диффузионного) перехода; $r \approx 3$ для резкого (сплавного) $p-n$ перехода;

$\varphi_{\text{б}}$ – диффузионный (термический) потенциал барьера $p-n$ перехода (для кремниевых маломощных транзисторов $\varphi_{\text{б}} \approx (0,6 \dots 0,7)\text{В}$).

Рассмотрим влияние сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$ и емкостей схемы ГПН наносекундного диапазона на нелинейность $\delta_{\text{г}}$. По определению:

$$\delta_{\text{г}} = 1 - \frac{U'(T_1)}{U'(0)}.$$

Поскольку

$$I_0 = I_{\text{к}} = \alpha I_{\text{э}} = i_{\text{с}} + i_{\text{р}};$$

$$i_{\text{с}} = C_{\text{н}} \frac{dU(t)}{dt} = C_{\text{н}} U'(t);$$

$$i_{\text{р}} = \frac{U(t)}{R_{\text{н}}};$$

$$\alpha I_3 = C_H U'(t) + \frac{U(t)}{R_H},$$

то

$$U'(t) = \frac{\alpha I_3 R_H - U(t)}{R_H C_H}.$$

При $t = 0$ ($t = T_{\text{нач}}$) и $t = T_1$ напряжение U и его производная U' соответственно будут:

$$U(0) = 0; U'(0) = \alpha I_3 / C_H \quad (6.12)$$

и

$$U'(T_1) = \frac{\alpha I_3}{C_H} - \frac{U(T_1)}{R_H C_H}. \quad (6.13)$$

Тогда

$$\delta_H = 1 - \frac{\frac{\alpha I_3}{C_H} - \frac{U(T_1)}{R_H C_H}}{\frac{\alpha I_3}{C_H}} = \frac{U(T_1)}{R_H I_0},$$

где δ_H – составляющая нелинейности пилообразного напряжения ГПН вследствие конечного значения сопротивления нагрузки R_H .

Согласно [195] при $\delta_H \ll 1$ $U(T_1) \approx kE_{\text{п}}$, где k – коэффициент использования напряжения источника питания. Тогда (6.13) можно переписать в виде:

$$\delta_H \approx \frac{kE_{\text{п}}}{R_H I_0}. \quad (6.14)$$

При выводе (6.14) предполагалось, что коэффициент α транзистора не зависит от времени, а емкости p - n переходов постоянны. Исключим второе допущение. Тогда (6.11) и (6.12) запишутся в виде:

$$U'(0) = \frac{\alpha I_3}{C_0 + C_{\text{кл}}(0) + C_{\text{гт}}(0)} = \frac{\alpha I_3}{C_1};$$

$$U'(T_1) = \frac{\alpha I_3}{C_0 + C_{\text{кл}}(0) + C_{\text{гт}}(0)} - \frac{U(T_1)}{R_H [C_0 + C_{\text{кл}}(T_1) + C_{\text{гт}}(T_1)]} = \frac{\alpha I_3}{C_1} - \frac{U(T_1)}{R_H C_2},$$

где $C_2 \approx C_0$; $C_1 \approx C_0 + \Delta C$, причем $\Delta C = [C_{\text{кл}}(0) + C_{\text{гт}}(0)] - [C_{\text{кл}}(T_1) + C_{\text{гт}}(T_1)]$ и все емкости p - n переходов описываются (6.11). Тогда:

$$\delta_{\text{п}} = 1 - \frac{C_1}{C_2} \left(1 - \frac{kE_{\text{п}}}{R_H I_0} \right) \approx 1 - \frac{C_0 + \Delta C}{C_0} = \frac{\Delta C}{C_0}, \quad (6.15)$$

где $\delta_{\text{н}}$ – нелинейность формируемого напряжения на выходе ГПН вследствие нелинейной зависимости емкостей p - n переходов транзисторов генератора тока и разрядного ключа.

Учтем влияние конечного значения модуля выходного сопротивления генератора тока (токового ключа). В области высоких частот (малых времен) модуль $|Z_{\text{ГТ}}|$ выходного сопротивления каскада генератора тока, выполненного на биполярном транзисторе по схеме с общей базой [193]:

$$|Z_{\text{ГТ}}| = \sqrt{r_6^2 + \left(\frac{1}{\omega_3 C_K}\right)^2} \approx \frac{1}{\omega_3 C_K}, \quad (6.16)$$

но в момент времени $T_{\text{нач}} (t = 0)$: $|Z_{0\text{ГТ}}| = r_6$.

Временная диаграмма напряжения ГПН (на емкости C_0) приведена на рисунке 6.23. Учитывая, что $T_1 \approx T_3$ можно записать:

$$T_{\Sigma} = T_1 + T_0 + T_3 \approx T_0 + 2T_1.$$

Для худшего случая с точки зрения нелинейности определим эквивалентную частоту ГПН как

$$\omega_3 = 2\pi f_3 = \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_1 + T_{\text{нач}}}\right) = \frac{T_{\text{нач}}}{T_1(T_1 + T_{\text{нач}})} = \frac{1}{T_1},$$

Тогда выражение (6.16) для момента времени $t = T_1$ примет вид:

$$|Z_{\text{ГТ}}| = \left|\frac{1}{\omega_3 C_K}\right| = \frac{T_1(T_1 + T_{\text{нач}})}{C_K T_{\text{нач}}} = \frac{T_1}{C_K}. \quad (6.17)$$

Постоянная времени генератора тока

$$\tau_{\text{ГТ}} = |Z_{\text{ГТ}}| C_0 = T_1 \frac{C_0}{C_K}. \quad (6.18)$$

Для области малых времен $t \ll T_{\text{ГТ}}$

$$Y(t) = \exp\left(-\frac{t}{T_{\text{ГТ}}}\right) = 1 - \frac{t}{\tau_{\text{ГТ}}} + \frac{1}{2}\left(\frac{t}{\tau_{\text{ГТ}}}\right)^2 - \dots.$$

Тогда

$$Z_{\text{ГТ}}(t) = Z_0(t) \times Y(t) = \frac{t}{C_K} \times Y(t) = \frac{t}{C_K} - \frac{t^2}{\tau_{\text{ГТ}} C_K} + \frac{1}{2} \frac{t^3}{\tau_{\text{ГТ}}^2 C_K} - \frac{1}{6} \frac{t^4}{\tau_{\text{ГТ}}^3 C_K} + \dots$$

и

$$Z'_{\text{ГТ}}(T_1) = \frac{1}{C_K} - \frac{t}{\tau_{\text{ГТ}} C_K} + \frac{3}{2} \frac{t^2}{\tau_{\text{ГТ}}^2 C_K} - \frac{1}{2} \frac{t^3}{\tau_{\text{ГТ}}^3 C_K} + \dots.$$

При линейной аппроксимации экспоненты

$$Z'_{гт}(T_1) \approx \frac{1}{C_k} - \frac{2T_1}{\tau_{гт}C_k}; Z'_{гт}(0) = \frac{1}{C_k}.$$

Тогда можно записать:

$$\delta_{z1} = 1 - \frac{Z'(T_1)}{Z'(0)} = 1 - C_k \left(\frac{1}{C_k} - 2 \frac{T_1}{\tau_{гт}C_k} \right) = 2 \frac{C_k}{C_0}. \quad (6.19)$$

где δ_z – нелинейность формируемого напряжения на выходе ГПН наносекундного диапазона вследствие конечного значения модуля $|Z_{гт}|$ выходного сопротивления генератора тока.

Выражение (6.19) является первым приближением при аппроксимации экспоненты степенным рядом. Более точное приближение с учетом второго члена разложения имеет вид:

$$\delta_{z2} = 2 \frac{T_1}{\tau_{гт}^2} - \frac{3T_1^2}{2\tau_{гт}^2} = 2 \frac{C_k}{C_0} \left(1 - \frac{3}{4} \frac{C_k^2}{C_0^2} \right). \quad (6.20)$$

Из анализа (6.19) и (6.20) следует, что для уменьшения влияния на нелинейность УУЗ δ_z необходимо, во-первых, увеличивать соотношение емкостей C_0 и C_k и, во-вторых, увеличивать время T_1 .

Аналогичное влияние на нелинейность УУЗ оказывает конечное значение модуля сопротивления нагрузки $|Z_n|$ и конечное значение модуля сопротивления закрытого разрядного ключа $|Z_{кл}|$. Практически $|Z_n| > |Z_{кл}|$.

Анализ (6.19) и (6.20) показывает, что для создания высоколинейного ГПН наносекундного диапазона необходимо увеличивать соотношение емкостей C_0 и C_k , поскольку вклад δ_z в нелинейность ГПН значителен.

Рассмотрим влияние быстродействия транзисторного токового ключа (генератора тока) на нелинейность ГПН. Согласно [192] в частотной области:

$$\alpha(j\omega) \approx \alpha_0 \frac{1}{1 + j\omega\tau_{п}}$$

или, во временной области

$$\alpha(t) \approx \alpha_0 \left[1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_{п}}\right) \right], \quad (6.21)$$

где $\tau_{п} = [(2\pi f_{\text{макс}}^T)^2 r_0 C_k]^{-1}$; значение $f_{\text{макс}}^T$ указывается в справочных данных на транзистор; $r_0 C_k$ - постоянная времени цепи обратной связи, также приводится в справочных данных на транзистор. Перепишем (6.21) в виде:

$$\alpha(t) - \alpha_0 = -\alpha_0 \exp\left(-\frac{t}{\tau_n}\right)$$

и учтем, что

$$\delta_\alpha = \frac{\alpha_0 - \alpha(t)}{\alpha_0}.$$

Тогда

$$\left\{ \begin{array}{l} \delta_\alpha(t) = \exp\left(-\frac{\tau_r}{\tau_n}\right); \\ \tau_r = -\tau_n \ln \delta_\alpha, \end{array} \right. \quad (6.22)$$

где δ_α - динамическая нелинейность формируемого напряжения на выходе наносекундного ГПН вследствие конечного быстродействия транзисторного ключа тока (генератора тока);

τ_r - время установления базового тока ключевого транзистора с заданной точностью δ_α .

Пара формул (6.22) позволяет определить $\delta_\alpha = f(t)$, либо найти время τ_r , по истечении которого погрешность коэффициента передачи базового тока δ_α не превысит заданной величины. С учетом (6.14), (6.15), (6.19) или (6.20) запишем полное выражение для определения нелинейности ГПН:

$$|\delta_r| \approx \frac{kE_n}{R_n I_0} + \frac{\Delta C}{C_0} + 2 \frac{C_k}{C_0} + \exp\left(-\frac{\tau_r}{\tau_n}\right). \quad (6.23)$$

Выражение (6.23) 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.

Анализ полученных выражений показывает, что основной вклад в нелинейность δ_s УУЗ вносит нелинейность δ_r ГПН наносекундного диапазона.

Как указывалось ранее,

$$f_{\max} = T_{\min}^{-1}$$

и

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{\text{цап}} \\ T_{\min} = \max \\ \tau_r, \end{array} \right.$$

где τ_r определяется быстродействием транзисторов генератора тока и ключей в (6.23).

В свою очередь время преобразования кода задержки в напряжение с помощью ЦАП определяется конфигурацией этой цепи, которая представляет собой соединение быстродействующего ОУ и ЦАП с токовым выходом – рисунок 6.26,а; эквивалентная схема для анализа такой цепи приведена на рисунке 6.26,б.

Быстродействие ЦАП и ОУ (время установления их выходных параметров с заданной точностью) можно представить в виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau_{\text{цап}} = \frac{\tau_{\text{уст_цап}}}{\ln \delta_{\text{цап}}}; \\ \tau_{\text{оу}} = \frac{\tau_{\text{уст_оу}}}{\ln \delta_{\text{оу}}}, \end{array} \right. \quad (6.24)$$

где $\tau_{\text{цап}}, \tau_{\text{оу}}$ - время формирования выходного параметра ЦАП (ОУ) с заданной точностью – приводится в справочных данных; $\delta_{\text{цап}}, \delta_{\text{оу}}$ - относительная точность формирования выходного параметра, т.е. погрешность формирования выходного параметра, отнесенная к его размаху на выходе ЦАП (ОУ) – приводится в справочных данных.

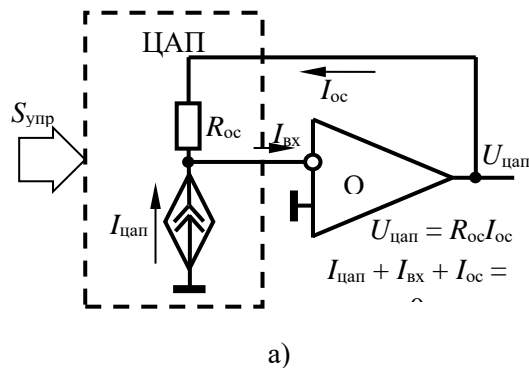
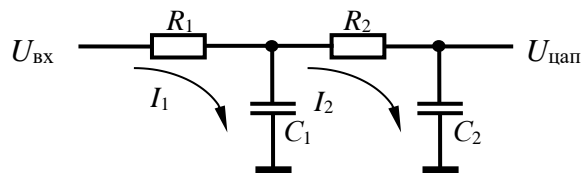


Рис. 6.26, а. Структурная схема реализации преобразования «код-напряжение» с помощью ЦАП и ОУ



$$I_1 = I_{\text{цап}} \quad C_1 = C_{\text{вых_цап}} + C_{\text{вх_оу}} + C_2 = C_{\text{вх_нагр}} +$$

$$R_1 = R_{\text{цап}} \quad R_2 = R_{\text{ос}} \quad T_1 = R_1 C_1 \quad T_2 = R_2 C_2 \quad T_3 = R_1 C_2$$

б)

Рис. 6.26,б. Эквивалентная схема реализации преобразования «код-напряжение» с помощью ЦАП и ОУ

Модель эквивалентной схемы ЦАП-ОУ для анализа быстродействия приведена на рисунке 6.26,б. Операторное уравнение цепи можно записать в виде:

$$I_1 \frac{1}{sC_1} + (I_1 + I_2)R_1 = U_{\text{вх}};$$

$$I_1 \frac{1}{sC_1} = I_2 R_2 + I_2 \frac{1}{sC_2}.$$

Решая систему, запишем

$$I_1 = I_2 \frac{C_1}{C_2} (1 + sC_2);$$

Обозначив

$$T_1 = R_1 C_1; T_2 = R_2 C_2; T_3 = T_3 R_1 C_2$$

Запишем

$$U_{\text{вх}} = I_2 \left[\frac{1+sT_2}{sT_2} + \frac{T_1(1+sT_2)}{C_2} + R_1 \right]; U_{\text{цап}} = I_2 \frac{1}{sC_2}. \quad (6.25)$$

Тогда коэффициент передачи рассматриваемой цепи запишется в виде:

$$K(s) = \frac{1}{T_1 T_2} \times \frac{1}{s^2 + s \frac{T_1 + T_2 + T_3}{T_1 T_2} + \frac{1}{T_1 T_2}}.$$

Обозначим

$$a = \frac{T_1 + T_2 + T_3}{T_1 T_2}; b = \sqrt{\frac{a^2}{4} - d}; d = \frac{1}{T_1 T_2}.$$

Тогда при $d < a^2/4$ переходный процесс будет аperiodическим:

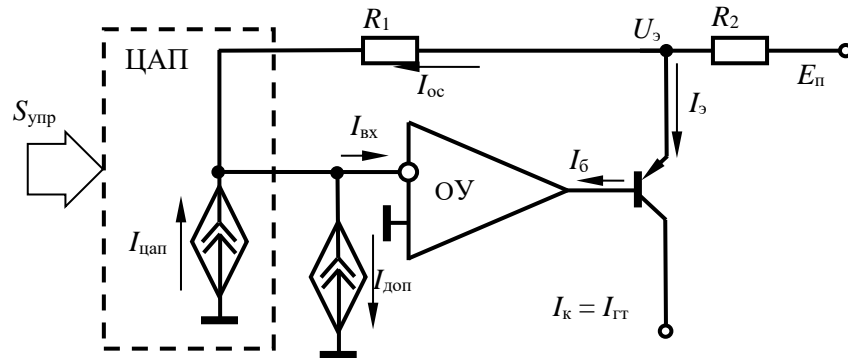
$$K(t) = \frac{1}{d} \left\{ 1 - \frac{1}{4b} \left[(2b + a) \exp\left(b - \frac{a}{2}\right)t + (2b - a) \exp\left[-\left(b + \frac{a}{2}\right)t\right] \right] \right\}, \quad (6.26)$$

а при $d > a^2/4$ – колебательным:

$$K(t) = \frac{1}{d} \left[1 - \left(\cos \omega t + \frac{a}{2\omega} \sin \omega t \right) \exp\left(-\frac{a}{2}\right)t \right], \quad (6.27)$$

где $\omega = d - \sqrt{a^2/4}$.

Структуру, показанную на рисунке 6.26,а можно модифицировать, превратив в управляемый генератор стабильного тока, как показано на рисунке 6.27.



$$I_э = \frac{E_п}{R_2} - (I_{цап} + I_{доп} + I_{вх}) \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right).$$

$$I_{гт} = \frac{E_п}{R_2} - I_б - (I_{цап} + I_{доп} + I_{вх}) \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right).$$

Рис. 6.27. Структура управляемого генератора тока на основе ЦАП и ОУ

Анализ структуры управляемого генератора тока показывает, что наибольшую погрешность в величину выходного тока $I_{гт}$ вносят базовый ток выходного транзистора и входной ток ОУ. Решением проблемы может стать замена биполярного транзистора на полевой транзистор и выбор ОУ с минимальным входным током.

С помощью выражений (6.26 и 6.27) можно определить время $t = T_{цап}$, при котором напряжение на выходе ЦАП установится с заданной точностью и, сравнивая его с $\tau_г$ из (5.22), найти время $T_{мин}$, которое определит максимальную частоту работы УУЗ.

На основе структуры УУЗ рисунка 6.4 [150] и рисунка 6.27 была разработана гибридная тонкопленочная микросхема управляемого генератора пилообразного напряжения наносекундного диапазона, испытания которой подтвердили полученные выводы – рисунок 6.28.

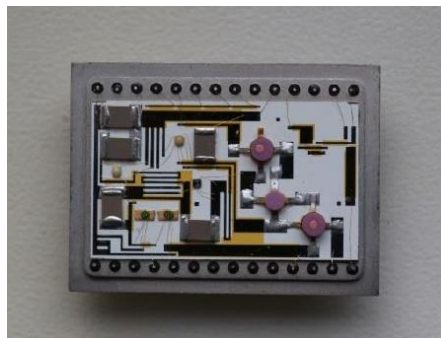


Рис. 6.28. Внешний вид управляемого генератора пилообразного напряжения наносекундного диапазона, выполненного в виде тонкопленочной микросборки

6.8. Фазовый манипулятор

Управление временным положением импульсов можно применить, например, при формировании сигналов фазового телеграфа [198,199] – рисунок 6.29.

Для эффективного подавления уровня внеполосного излучения фронт и спад фазоманипулированного сигнала должен состоять из большого числа (порядка 100) ступенек, вследствие чего в обычных фазовых манипуляторах выходная частота имеет относительно низкое значение. Это обстоятельство является серьезным ограничением в применении таких устройств, поскольку перенос спектра ФМ сигнала в область выходных частот радиопередатчика значительно усложняется.

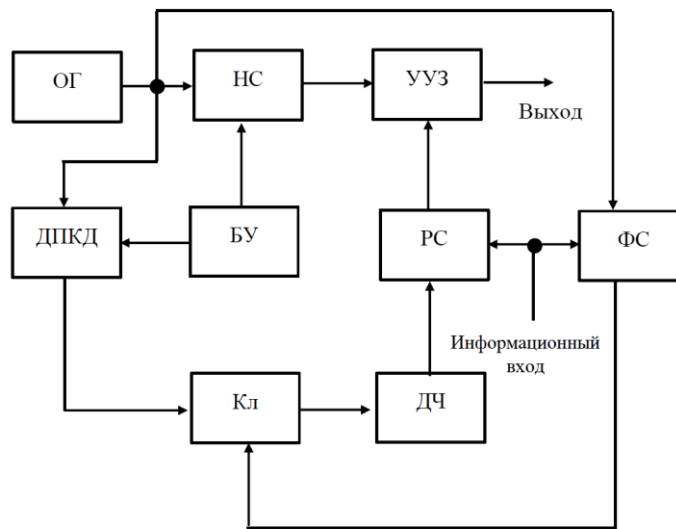


Рис. 6.29. Структурная схема фазового манипулятора

Использование УУЗ совместно с прямочастотным и прямопериодным автоматами позволяет не только формировать ФМ сигнал с низким уровнем внеполосного излучения, но и в широком диапазоне значений выходных частот.

Обозначим частоту на выходе прямочастотного автомата (выходе НС) как f_1 , а частоту на выходе прямопериодного автомата (выходе ДПКД) как f_2 , S – крутизна управляющей характеристики УУЗ, т.е. изменение вносимой задержки при изменении управляющего кода на единицу, t_ϕ – время фронта (спада) ФМ сигнала. Тогда максимальная величина задержки τ_m в УУЗ, необходимая для сдвига информационного сигнала на $\Delta\phi$, равна

$$\tau_m = \frac{\Delta\phi}{2\pi f_1}.$$

Максимальная задержка в УУЗ определяется как

$$\tau_m = SMf_2t_\phi,$$

где M – число градаций задержки (квант задержки). Тогда

$$\frac{\Delta\varphi}{2\pi St_\phi} = f_1f_2$$

и требуемая крутизна

$$S = \frac{\Delta\varphi}{2\pi f_{1_мин}f_{2_макс}t_\phi}.$$

Для того, чтобы за время t_ϕ на вход реверсивного счетчика РС поступило требуемое число M импульсов необходимо, чтобы синтезатор ДПКД был прямопериодным, а синтезатор НС – прямочастотным, т.е. сигналы управления с выходов блока управления БУ должны обеспечивать выполнение условия

$$\frac{f_1}{f_{1_мин}} = A \frac{f_{2_макс}}{f_2},$$

где коэффициент A в простейшем случае равно единице.

Для получения фазового сдвига меньшего $\Delta\varphi$, но кратного ему, между выходом ключа и входом РС установлен делитель частоты ДЧ с коэффициентом деления N . При $\Delta\varphi = \pi N = 1$, при $\Delta\varphi = \pi/2 N = 2$ и т.д.

Таким образом, фазовый манипулятор позволяет совместить функции формирования сетки частот и сигналов фазового телеграфа в октавном диапазоне при низком уровне внеполосного излучения.

Сказанное позволяет сделать вывод, что реализация устройств двухуровневого пассивного цифрового синтеза с пониженным уровнем дискретных побочных спектральных составляющих в выходном колебании возможна в варианте «схемы на кристалле» или в твердотельном исполнении.

Двухуровневые МКА имеют достаточно ограниченное применение – в основном при синтезе информационных и гетеродинных сигналов в радиопередающих и радиоприемных устройствах и при синтезе мелкой сетки частот в радиопередающих устройствах. Более универсальны многоуровневые МКА с моногармонической огибающей.

ВЫВОДЫ

1. Развита теория линейного динамического управления временным положением импульсов (активных перепадов) в наносекундном и субнаносекундном диапазонах применительно к задачам широкополосного пассивного цифроаналогового синтеза частот на основе метода временной задержки импульсного сигнала с помощью промежуточных преобразований.
2. Предложены новые структуры управления временной задержкой в наносекундном диапазоне с улучшенной линейностью и повышенной точностью преобразования цифрового кода управления во временной интервал.
3. Показано, что минимальному значению функциональной фазоимпульсной модуляции (минимальному значению временной ошибки) на выходе двухуровневого нелинейного модифицированного автомата соответствует его неточная настройка.
4. Впервые доказано, что нелинейность УУЗ, как и неточность интерполяции в УУЗ (неточность его настройки) не приводит к изменению периода неравномерности структуры потока импульсов (перепадов) на выходе МКА, т.е. дополнительных спектральных компонентов на выходе МКА не появляется.
5. Показано, что основной вклад в нелинейность δ_s УУЗ вносит нелинейность δ_r ГПН наносекундного диапазона.
6. Предложена структура фазового манипулятора, позволяющего совместить функции формирования сетки частот и сигналов фазового телеграфа в октавном диапазоне при низком уровне внеполосного излучения.

7. АКТИВНЫЙ СИНТЕЗ ЧАСТОТ

Предварительные замечания

Задачей настоящего раздела является рассмотрение существенных особенностей использования конечного автомата в тракте приведения синтезаторного кольца ИФАП и применение различных алгоритмов функционирования автоматов с целью минимизации уровня дискретных побочных спектральных (помеховых) составляющих в ближней зоне отстроек от частоты выходного колебания.

Вопросы обеспечения устойчивости синтезаторного кольца ИФАП выходят за рамки настоящего исследования; в разделе рассматривается только фильтрация помех умножающим кольцом ИФАП и минимизация их уровня в ближней зоне отстроек от выходного колебания.

7.1. Уравнение линейной непрерывной модели фазовой автоподстройки

Дифференциальное уравнение линейной непрерывной модели статической системы ФАП записывается в виде [72]:

$$s\varphi + \Omega_y F(\varphi) K(s) = \Omega_H, \quad (7.1)$$

где $s\varphi = \omega - \omega_{\text{ОГ}}$ – мгновенная разность частот.

Здесь символ s означает операцию дифференцирования по времени (оператор Лапласа), а

$$\varphi = \varphi_0 + \int_0^t (\omega - \omega_{\text{ОГ}}) dt \quad \text{– мгновенное значение разности фаз ПГ и ОГ;}$$

φ_0 – разность фаз в нулевой момент времени $t=0$;

$\Omega_H = \Omega_{\text{ОПГ}} - \omega_{\text{ОГ}}$ – начальная расстройка ПГ относительно ОГ;

$\Omega_y \equiv \Omega_{\text{ПГ}}$ – полоса удержания, т. е. полоса возможной перестройки ПГ без потери синхронизма;

$F(\varphi)$ – нормированная характеристика ФД;

$F'(\varphi_{\text{ст}})$ – крутизна нормированной характеристики ФД в рабочей точке;

$K(s)$ – коэффициент передачи петлевого ФНЧ в операторной форме.

Запись (7.1) показывает, что в замкнутой системе ФАП в любой момент времени алгебраическая сумма мгновенной разности частот $s\varphi$ и расстройки, вносимой управляющим элементом ПГ, равна постоянной величине Ω_H .

Заметим, что начальная расстройка ПГ относительно ОГ Ω_H имеет свое постоянное значение для каждой пары ПГ и ОГ. На практике ее значение определяют настройки каждого конкретного ПГ и ОГ и внешние условия – условия эксплуатации – температура, влажность, напряжения источников питания и т. д.

Система ФАП по (7.1) статична по фазе и астатична по частоте, поскольку $\varphi = \int \omega dt$. Другими словами, фазовая ошибка приведенного к частоте сравнения выходного колебания относительно опорного колебания изменяется по диапазону перестройки ПГ.

Для увеличения порядка астатизма и перехода от астатизма по частоте к астатизму по фазе (нулевая фазовая или временная ошибка перепадов выходного колебания относительно ближайших одноименных перепадов опорного колебания), параллельно цепи управления «выход ФД – вход ПГ» необходимо подключить интегратор, например, пропорционально-интегрирующее звено (ПИ-звено, изодромное звено). В этом случае дифференциальное

уравнение линейной непрерывной модели астатической системы ФАП (АФАП) записывают в виде [95]:

$$s\varphi + \Omega_y F(\varphi) \cdot \left[(1 + sT_{\text{И}}) / (sT_{\text{Д}}) \right] = \Omega_{\text{Н}}, \quad (7.2)$$

где $T_{\text{И}}$ – постоянная времени изодромного (дифференцирующего) звена; $T_{\text{Д}}$ – постоянная времени интегрирующего звена.

Система ФАП, как следует из ее названия, является системой автоматического регулирования, частоту настройки которой определяет частота опорного сигнала, а сигналом рассогласования является разность фаз опорного сигнала и сигнала обратной связи (приведенной ко входу выходной частоты). У синтезаторной системы ИФАП, кроме того, выходная частота является функцией параметра системы – коэффициента приведения (деления) частоты N .

В связи с тем, что настройку осуществляют по разности фаз, система астатична по отношению к частоте: в установившемся режиме частота настройки ПГ (это, как правило, ГУН – генератор, управляемый напряжением) статистически, т. е. с нулевым средним на интервале наблюдения точно равна (или N целократна) частоте опорного сигнала (частоте сравнения) – как говорят, опорное и синтезируемое колебания когерентны.

Перестраиваемый автогенератор (ПГ или ГУН) – один из основных элементов кольца. ПГ в кольце ФАП следует рассматривать как преобразователь отклонений частоты в отклонения фазы [95,200]. Но поскольку отклонение фазы – это интеграл от отклонения частоты, ПГ в кольце ФАП является интегратором (частотных отклонений) с коэффициентом передачи $\Omega_y/s \equiv \Omega_y/(j\omega) \equiv 1/j\omega T_{\text{ПГ}}$, где Ω_y – полоса перестройки (удержания) ПГ, $T_{\text{ПГ}} = 1/\Omega_y$ – постоянная времени ПГ.

В терминах и обозначениях частотного анализа (ЛАХ) систем автоматического регулирования коэффициент передачи ПГ как элемента кольца ИФАП будет иметь вид, показанный на рисунке 7.1. По оси абсцисс отложена отстройка частоты анализа $\Omega_{\text{А}}$ от несущего (выходного) колебания, отнормированная к его полосе перестройки Ω_y . Фазовый набег интегратора постоянен и равен $-\pi/2$.

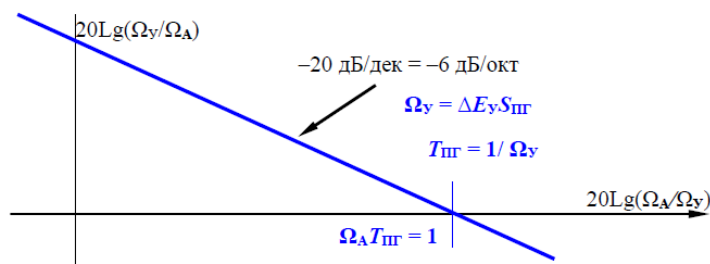


Рис. 7.1. Логарифмическая АЧХ ПГ как интегратора в кольце ФАП

Управляющая характеристика ПГ, т.е. зависимость выходной частоты от управляющего напряжения, как правило, нелинейная и даже не всегда монотонная (рисунок 7.2), а ее крутизна $K_V = \frac{df_{\text{выхвч}}}{dE_{\text{упр}}}$ непостоянная.

Однако, в малых окрестностях каждой рабочей точки ее можно заменить касательной, т.е. линеаризовать. Диапазон перестройки ПГ равен произведению $\Omega_{\text{ПГ}} = \Delta E_{\text{упр}} K_V$, где $\Omega_{\text{у}} \equiv \Omega_{\text{ПГ}}$ – полоса удержания (полоса перестройки ПГ); $\Delta E_{\text{упр}}$ – размах управляющего напряжения на входе ПГ.

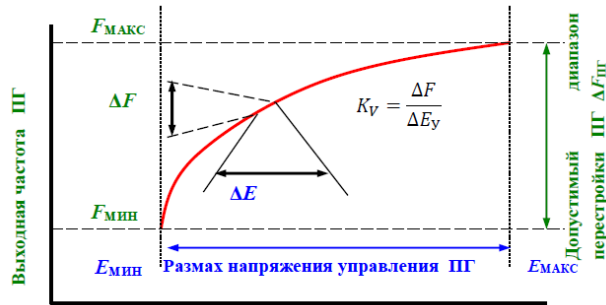


Рис. 7.2. Управляющая характеристика ПГ

Система ИФАП с ИФД со схемой подкачки заряда (частотно-фазовым детектором ЧФД) или любым дополнительным интегратором (квази) астатическая по фазе в соответствии с (7.2). Наряду с основным свойством автоподстройки, система ФАП обладает свойством фильтрации и ведет себя, независимо от функционального назначения, как следящий полосовой фильтр высокого порядка. Порядок следящего фильтра определяют параметры петлевого ФНЧ.

Для преодоления проблем с вхождением в режим синхронизации при любых начальных условиях и при воздействии дестабилизирующих факторов необходимо использовать цифровые схемы принудительного ввода кольца в синхронизм и контроля синхронизма во время работы.

Особенностью использования автоматов в трактах активных синтезаторов частот является требование минимизации уровня помех с частотой шага сетки F_s ; такая низкочастотная помеха наиболее опасна при попадании в полосу прозрачности синтезаторного кольца ИФАП [201-208].

Поэтому при рассмотрении автоматов, используемых в синтезаторных кольцах ИФАП, основное внимание уделяют исключению таких помех или уменьшению их уровня с помощью цифровых или цифроаналоговых решений.

Кроме того, при построении колец ИФАП желательно минимизировать коэффициент умножения шумовых помех (ПСС) в ближней зоне отстроек от несущего (выходного) колебания, что приводит к использованию конечных автоматов с минимально возможным коэффициентом деления N [209-239].

7.2. Анализ фильтрации помех

Частотный анализ петли ФАП необходим для решения четырех задач:

- 1) определения коэффициента передачи кольца для помех, приходящих с опорным колебанием;
- 2) нахождения коэффициента передачи кольца для помех, воздействующих на перестраиваемый генератор (ПГ);
- 3) формирования требуемой АЧХ кольца с точки зрения фильтрации помех;
- 4) вычисления запасов устойчивости кольца по фазе и по амплитуде.

На рисунке 7.3 приведена линеаризованная структурная схема кольца ИФАП с ЧФД, предназначенная для анализа его фильтрующих свойств со следующими обозначениями:

v – малые помехи, приходящие с опорным колебанием;

δ – малые помехи, воздействующие на вход управления ПГ;

ϵ – малые помехи, воздействующие на выходное колебание ПГ;

$K_D - F'(\varphi_{ст})$ – крутизна статической характеристики ЧФД [рад/А] в точке устойчивого равновесия;

$K_{И}(s) = \frac{1 + sT_{И}}{sT_{Д}}$ – операторный коэффициент передачи изодромного (интегрирующего) звена;

дифференцирующего) звена;

$T_{И}$ – постоянная времени изодромного звена;

$T_{Д}$ – постоянная времени ЧФД;

$T_{ПГ} = 1/\Omega_{у}$ – постоянная времени ПГ;

$K_{ПФ}(j\omega)$ – коэффициент передачи петлевого фильтра (*Loop Filter* – петлевого фильтра нижних частот ФНЧ);

$E_{у}$ – управляющее напряжение на входе ПГ [В];

K_V – крутизна управляющей характеристики ПГ [Гц/В];

$\Omega_{ПГ} = f_{\text{выхВЧ макс}} - f_{\text{выхВЧ мин}} \approx S_{ПГ} \times E_{у}$ – полоса перестройки ПГ;

Θ – малые помехи в выходном колебании кольца;

$1/N$ – коэффициент передачи тракта приведения кольца при использовании КА (ДПКД или ДДПКД).

Измеритель (*Error Detector*) включает в себя собственно фазовый детектор *PD* (*Phase Detector*) и источник тока поддержания заряда *CP* (*Charge Pump*) с изодромным звеном;

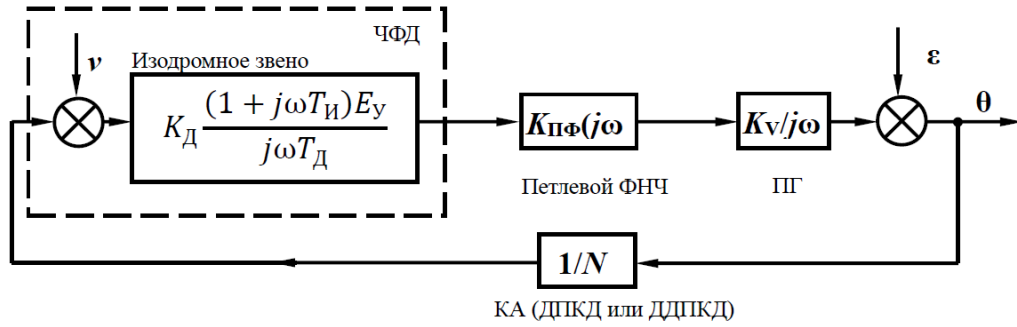


Рис. 7.3. Структурная схема линейризованного кольца ИФАП для анализа фильтрации помех

С помощью линейризованной структурной схемы рисунка 7.3 можно составить уравнения условно разомкнутой САР для анализа помех и на его основе рассчитать коэффициенты передачи помех, воздействующих на различные точки кольца ФАП. Стандартные точки воздействия помех показаны на рисунке 7.3 знаками перемножения.

Коэффициент передачи условно разомкнутого кольца ИФАП с единичной ООС [109]:

$$G_1(s) = K_D K_V K_I(s) K_{ПФ}(s) E_y \frac{1}{s} = K_D K_I(s) K_{ПФ}(s) \frac{\Omega_y}{s} = \frac{K_1(s)}{s T_{ПГ}}. \quad (7.3)$$

Коэффициент передачи на выход системы ИФАП с единичной ООС фазовых шумов v опорного сигнала, фазовых возмущений ε , вызванных помехами, воздействующими на собственно ПГ, можно представить в следующем виде:

$$\Phi_{1v}(s) = \frac{\Theta}{v} = \frac{G_1(s)}{1 + G_1(s)}, \quad (7.4)$$

где δ и $\varepsilon = 0$;

$$\Phi_{1\varepsilon}(s) = \frac{\Theta}{\varepsilon} = \frac{1}{1 + G_1(s)}, \quad (7.5)$$

где δ и $v = 0$.

Здесь $G_1(s)$ – операторный коэффициент передачи условно разомкнутого кольца с единичной ООС ($N = 1$) в тракте приведения (рисунок 7.3). Из рисунка 7.4 и формул (7.4), (7.5) следует, что для помех, приходящих с опорным колебанием, кольцо ФАП является фильтром нижних частот, в то время как для помех, воздействующих на ПГ (ГУН) кольцо ФАП является фильтром верхних частот. Частоты среза (излома) у обоих фильтров равны.

Сказанное означает, что в области фазовых возмущений слева от частоты среза кольца ФАП (рисунок 7.4) кольцо компенсирует помеховые воздействия на ПГ, и делает это тем

эффективнее, чем шире полоса прозрачности кольца (выше его частота среза $f_{\text{ФАП}}$) и ниже частота возмущения.

Например, кольцо эффективно отслеживает изменения параметров элементов вследствие старения, температурные уходы ПГ; несколько хуже – воздействия механических вибраций, еще хуже, но еще эффективно – воздействие помех по цепям питания. А ВЧ наводки на ПГ кольцо пропускает на выход без ослабления – в этом случае помогает рациональная топология и экранирование.

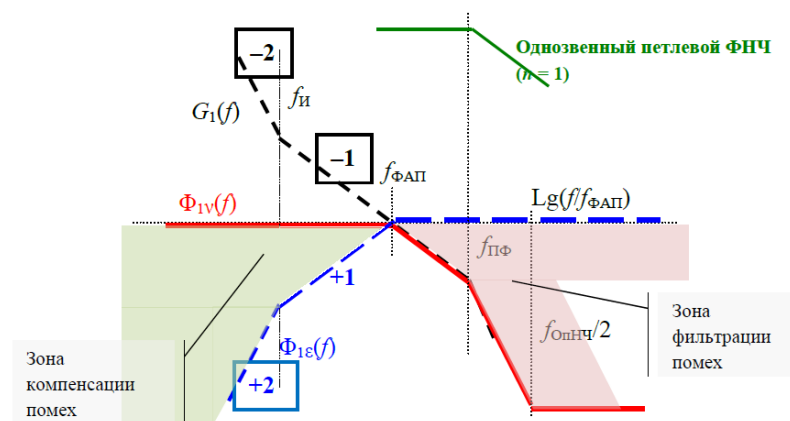


Рис.7.4. ЛАХ кольца ИФАП с единичной обратной связью

Практически всегда желательно увеличивать полосу прозрачности кольца ИФАП $f_{\text{ФАП}}$ и уменьшать частоту излома $f_{\text{И}}$ изодромного звена. Однако, слишком близко к частоте среза $f_{\text{ФАП}}$ перемещать частоту изодромного звена нельзя. В теории САР сказано, что в области положительных коэффициентов передачи $G(s)$ условно разомкнутой САР (в области частот левее $f_{\text{ФАП}}$ на рисунке 7.4) излом характеристики $G(s)$ не должен быть ниже (12...15) дБ. В противном случае переходный процесс приобретает колебательный характер, фазовый набег на частоту среза приближается к 180° , а время установления частоты выходного колебания увеличивается [211-214]. Это и понятно.

При наклоне ЛАХ $G(s)$, равном двум (40дБ/дек. или 12дБ/окт.) фазовый сдвиг равен π (180°), что приводит любую САР к границе неустойчивости.

В то же время, единичный наклон ЛАХ $G(s)$ (20дБ/дек. или 6дБ/окт.) имеет фазовый сдвиг $\pi/2$ (90°), т.е. обеспечивает запас по фазе $\pi/2$ (90°). И чем дальше частота $f_{\text{И}}$ будет расположена от частоты $f_{\text{ФАП}}$, тем ближе к 90° будет приближаться запас по фазе, тем выше будет устойчивость кольца ИФАП.

Из теории САР известно [214], что минимальный (инженерный) запас по фазе не следует делать меньше 30° . В этом случае колебательность переходного процесса еще приемлема. Поэтому существует известное противоречие – для увеличения устойчивости кольца желательно

отодвигать влево частоту $f_{\text{и}}$ (раздвигать частоты $f_{\text{и}}$ и $f_{\text{ФАП}}$), а для увеличения площади компенсации помех, воздействующих на ПГ, сдвигать частоты $f_{\text{и}}$ и $f_{\text{ФАП}}$. Итоговые результаты расчета всегда есть определенный компромисс.

Зато низкочастотные вариации частоты опорного колебания (помехи, приходящие с опорным колебанием) кольцо беспрепятственно пропускает на выход. Для помех, воздействующих на вход управления ПГ (варикапы ГУН) непрерывное (аналоговое) кольцо ФАП является следящим полосовым фильтром, пропускающим приходящие помехи в области частот от постоянного тока (нулевой частотной расстройки от несущего колебания $f_{\text{выхВЧ}}$) до частоты среза кольца $f_{\text{ФАП}}$ (расстройки от несущего колебания $f_{\text{выхВЧ}}$ на частоту $\pm f_{\text{ФАП}}$). Крайний правый положительный излом на ЛАХ рисунка 6.4 вызван наличием петлевого фильтра с коэффициентом передачи $K(j\omega)$ и частотой излома $f_{\text{ф}}$.

Поэтому к качеству опорного колебания кольца ИФАП предъявляют повышенные требования – уровень помех, приходящих вместе с опорным колебанием $f_{\text{опНЧ}}$ и попадающих в полосу прозрачности кольца ИФАП (зона частот влево от $f_{\text{ФАП}}$ на рисунке 7.4) должен быть минимально возможным для выбранной элементной базы и приемлемым для используемого вида связи. Вот почему в спецификации на опорный генератор (кварцевый, рубидиевый, цезиевый, водородный) всегда указывают распределение шумов в спектре его выходного колебания.

Анализ ЛАХ коэффициента передачи $\Phi_{1v}(f)$ приводит к выводу, что избирательность полосового фильтра на основе кольца ФАП с единичной обратной связью (рисунок 7.5) тем выше, чем больше звеньев содержит петлевой ФНЧ.

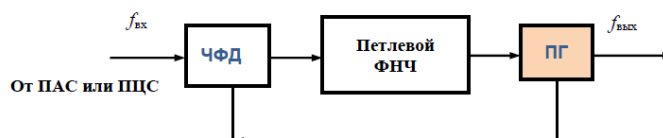


Рис. 7.5. Использование кольца ИФАП в качестве следящего фильтра

В этом случае круче спад ЛАХ кольца за частотой среза (прозрачности) $f_{\text{ФАП}}$ (рисунок 7.6).

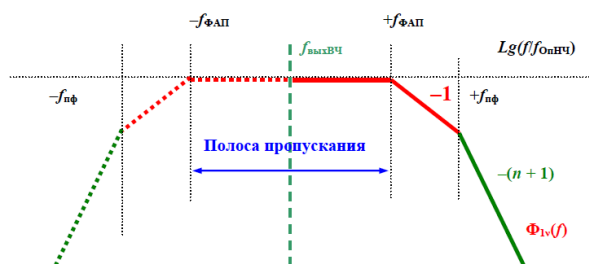


Рис. 7.6. ЛАХ следящего фильтра на основе аналогового кольца ФАП с единичной обратной связью

7.3. Типовая структура синтезаторного кольца импульсно-фазовой автоподстройки

Все «дерево реализаций» синтезаторных систем ИФАП можно свести к обобщенной однокольцевой структурной схеме, показанной на рисунке 7.7. Сумматор частот (смеситель) между Перестраиваемым Генератором (ПГ) и Конечным Автоматом (КА) может отсутствовать; он необходим, если цифровой тракт приведения частоты ПГ не обладает требуемым быстродействием или когда кольцо ИФАП используют для сложения сеток с разным шагом. Сумматор частот на входе КА тракта приведения служит для понижения частоты ПГ до значений, при которых начинают работать цифровые делители микросхемы синтезатора.

Обычно в качестве КА (рисунок 7.7) используют СИ – делители с переменным (целочисленным) коэффициентом деления (ДПКД или *Integer-N divider*), или же делители с дробно-переменным коэффициентом деления (ДДПКД или *Fractional-N divider*). В первом случае отсутствует компенсатор помех дробности (КПД); при использовании ДДПКД помехи дробности (субгармоники частоты сравнения) целесообразно компенсировать – цифровым, цифроаналоговым или аналоговым способами [225,227,233,236,240].

Иногда в качестве КА используют составной делитель СИ: вначале делят частоту ПГ с помощью СВЧ делителя с постоянным, но небольшим коэффициентом деления N , а потом подключают ДПКД (ДДПКД). Такое построение КА вынужденное, оно вызвано конечным быстродействием элементной базы. Современные СВЧ делители имеют коэффициент деления $D = 2 \dots 64$ и максимальную входную частоту до 40 ГГц. При такой реализации КА для обеспечения заданного шага сетки приходится понижать частоту сравнения $f_{опНЧ}$ в кольце в D раз.

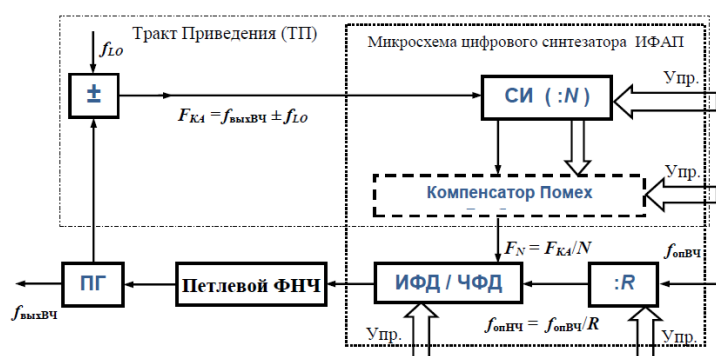


Рис. 7.7. Обобщенная структурная схема умножающего кольца импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАП)

В случае активного цифрового синтеза коэффициент преобразования частоты

$$f_{выхВЧ} / f_{опНЧ} = N \gg 1,$$

или

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

При N – целом $T_{s_ц[целое]} = T_{\text{опНЧ}} = 1/f_{\text{опНЧ}}$; частота шага сетки $F_{s_ц[целое]} \equiv f_{\text{опНЧ}}$. При дробном $N = P/Q = \lfloor P/Q \rfloor + m/Q$, период $T_{s_д[дробное]} = QT_{\text{опНЧ}} = PT_{\text{выхВЧ}}$, где $m \in (0, 1, 2, \dots, Q-1)$ – числитель дробной части N (коэффициента деления ДДПКД), $\lfloor * \rfloor$ – оператор выделения целой части числа, меньшей или равной ему; $\{ * \}$ – оператор выделения дробной части числа; Q – модуль дробности коэффициента деления. Здесь числа P и Q являются мерой частот $f_{\text{опНЧ}}$ и $f_{\text{выхВЧ}}$ в долях шага сетки $F_{SD} = 1/T_{sd}$; $F_{sd} = f_{\text{опНЧ}}/Q$.

При активном цифровом синтезе частот кольцо ИФАП с помощью КА приводит частоту ПГ

$$f_{\text{выхВЧ}} \in \{ (f_{\text{максВЧ}} \dots f_{\text{минВЧ}}) \cap (n \times F_s) \cap f_{\text{опНЧ}} \}$$

к низкочастотному опорному колебанию частоты $f_{\text{опНЧ}}$ таким образом, чтобы выполнялось условие когерентности.

Основной режим работы петли – статический. Это основной режим работы большинства систем ИФАП. Переходные процессы в системе завершены, и петля ИФАП находится в стационарном режиме в точке устойчивого равновесия.

Анализ процессов, происходящих в петле ИФАП в статическом режиме в условиях воздействия малых помех, называют анализом устойчивости кольца «в малом», в отличие от анализа устойчивости «в большом» при анализе динамических параметров системы. Именно для анализа системы «в малом», для анализа фильтрующих свойств системы и ее расчета подходит разновидность частотного метода на основе построения асимптотических ЛАХ и ФЧХ.

Для оценки установившихся режимов удобно рассматривать поведение систем и их элементов при воздействиях, являющихся периодическими функциями времени.

Сложность использования непрерывных систем ФАП в качестве высокоэффективных следящих фильтров (рисунок 7.8) заключается в резком уменьшении полосы захвата (полосы начальных расстроек, при которых перестраиваемый генератор (ПГ) кольца безусловно входит в режим синхронизации с опорным колебанием (при любых начальных условиях) с возрастанием порядка петлевого ФНЧ.

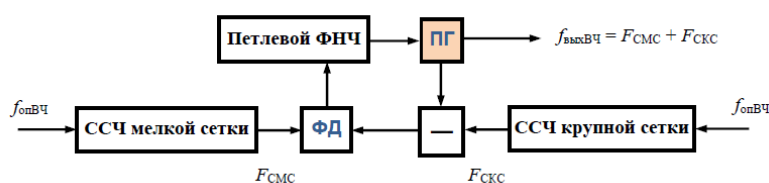


Рис. 7.8. Вложение сеток в охватывающем кольце ИФАП

7.4. Импульсная система фазовой автоподстройки с неединичной обратной связью

В системе автоматического регулирования использование неединичной ООС приводит к изменению параметров САР. Применительно к САР частотного синтеза, выполненной в виде синтезаторного кольца ИФАП, сказанное означает, что введение в тракт приведения (ТП) счетчика импульсов СИ с коэффициентом передачи N , приводит к двум важным и неприятным последствиям [109].

Во-первых, по сравнению с кольцом ИФАП с единичной ООС, на выходе синтезаторного кольца в N раз возрастает уровень помех, приходящих с опорным колебанием $f_{\text{опнч}}$ и попадающих в полосу прозрачности кольца ($f_{\text{помехи}} < f_{\text{ФАП}}$).

Во-вторых, также в N раз уменьшается зона компенсации кольцом помех, воздействующих на ПГ. На рисунке 7.9 логарифмические асимптотические амплитудно-частотные характеристики (ЛАХ) графиков $\Phi_{N\nu}(j\omega)$ и $\Phi_{N\varepsilon}(j\omega)$ построены в соответствии со следующими формулами.

1. Коэффициент передачи условно разомкнутого квазиастатического кольца ИФАП в операторной форме [109] с учетом (7.3):

$$G_N(s) = K_D K_V K_I(s) K_{\text{ПФ}}(s) E_y \frac{1}{s T_{\text{ПГ}} N} = \frac{G_1(s)}{N}. \quad (7.6)$$

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

$$\Phi_{N\nu}(s) = \frac{G_N(s)}{1 + G_N(s)} N, \quad (7.7)$$

где $\varepsilon = 0$.

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

$$\Phi_{N\varepsilon}(s) = \frac{1}{1 + G_N(s)}, \quad (7.8)$$

где $\nu = 0$.

Анализ выражения (7.7) и графиков рисунка 7.9 показывает, что умножение частоты $f_{\text{опнч}}$ с большой кратностью N нежелательно вследствие значительного ухудшения спектрального состава выходного колебания $f_{\text{выхвч}}$. Помехи, которые приходят с опорным колебанием $f_{\text{опнч}}$ и попадают в полосу прозрачности кольца $\Omega_{\text{ФАП}}$, возрастают в N раз.

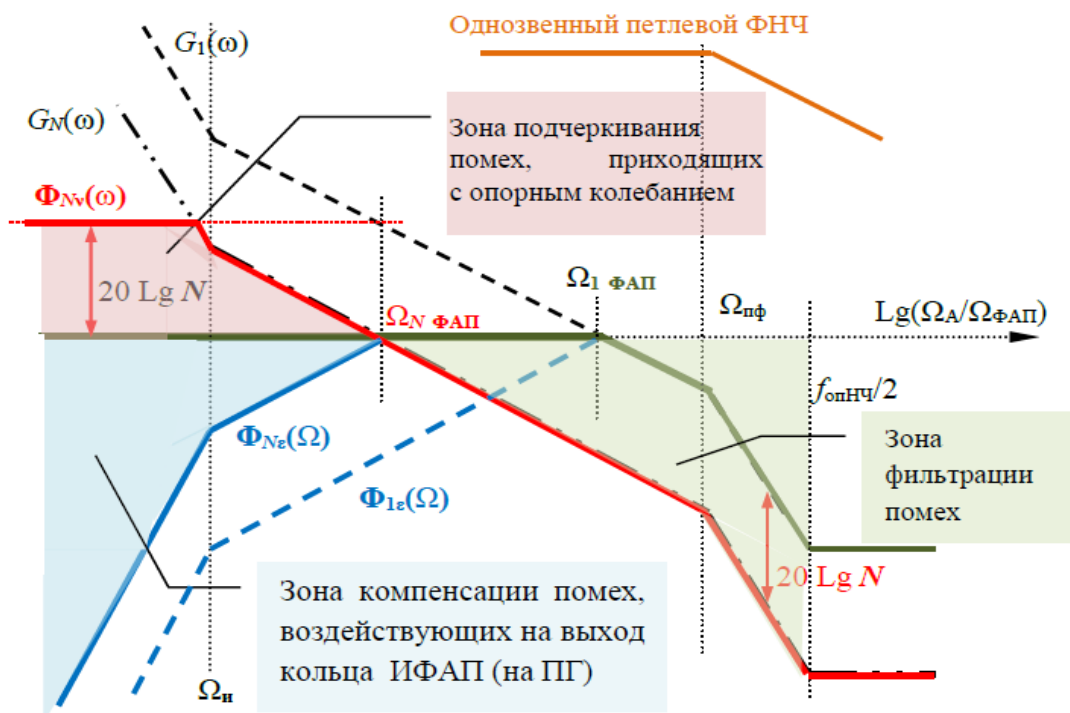


Рис. 7.9. ЛАХ синтезаторного кольца ИФАП для анализа фильтрации помех

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

На рисунке 7.9 приведены асимптотические ЛАХ для коэффициента передачи помех ε , воздействующих на собственно ПГ в соответствии с (7.8). Зона компенсации таких помех уменьшается в N раз по сравнению с кольцом ИФАП с единичной ОС.

Спектральная линия **A** выходного сигнала кольца ИФАП является синтетической: внутри полосы кольца ($f < f_{\text{ФАП}}$) она повторяет спектральную линию опорного колебания **Б**, умноженную в N раз (приведенную к выходной частоте), а за полосой кольца (за частотой среза кольца $f_{\text{ФАП}}$) – повторяет спектральную линию **В** «свободного» ПГ (рисунок 7.10).

На рисунке 7.10 приведены возможные варианты формирования синтетической спектральной линии выходного колебания синтезаторного кольца ИФАП при разных сочетаниях коэффициента деления N , шумовых параметров опорного и перестраиваемого генераторов.

В любом случае в выходном спектре образуется «пьедестал», величиной которого, в известных пределах, можно управлять [241].

Для исключения подчеркивания помех в местах встречи характеристик $S_{\text{ПГ}}(\Delta f)$ и $S_{\text{ФОГ}}(\Delta f)$ частоту $f_{\text{ФАП}}$ следует выбирать несколько большей, чем следует из расчета.

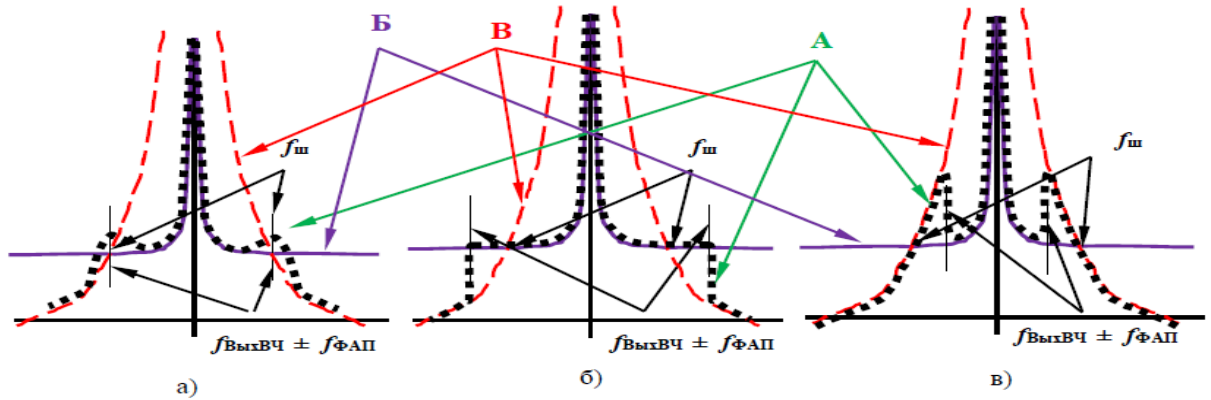


Рис. 7.10. Синтетическая спектральная линия выходного колебания петли ИФАП при согласованной (оптимальной) полосе прозрачности $f_{\text{ФАП}}$ (а), слишком широкой (б) и слишком узкой (в)

Задача системной оптимизации уровня фазовых шумов в ближней зоне отстроек умножающего кольца ИФАП сводится к ряду подзадач:

- 1) уменьшению крутизны управляющей характеристики ПГ;
- 2) уменьшению полосы перестройки ПГ (уменьшению размаха управляющего напряжения на входе ПГ);
- 3) изменению ЛАХ кольца ИФАП внутри полосы прозрачности ($f < f_{\text{ФАП}}$) с помощью корректирующих звеньев;
- 4) уменьшению коэффициента передачи помех в тракте приведения.

Заметим, что коэффициент Φ_N в (7.7) 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 синтезаторного кольца ИФАП возможно не только введением дробности в коэффициент N , но и введением дополнительного колебания в тракт приведения – частоты подставки f_{LO} .

Введение f_{LO} позволяет уменьшить требуемое значение коэффициента умножения шумов $N_{\text{ш}}$ при сохранении требуемого шага сетки. Можно записать $N \in (N_{\text{макс}} \dots N_{\text{мин}})$, что позволяет сделать вполне определенный вывод – коэффициент деления N в синтезаторном кольце ИФАП можно уменьшить лишь до $N \in \{(N_{\text{макс}} - N_{\text{мин}}) \dots 1\}$. Для этого нужно ввести в ТП синтезаторного кольца частоту подставки $f_{LO} = (N_{\text{мин}} \pm 1)F_S$, когерентную выходному колебанию (рисунок 7.7).

Напомним, что любое кольцо ФАП всегда содержит источник вторичных колебаний – перестраиваемый генератор; обычно это генератор, управляемый напряжением (ГУН или *Voltage Controlled Oscillator* – VCO) или током – ГУТ.

Многоуровневая компенсация помех дробности

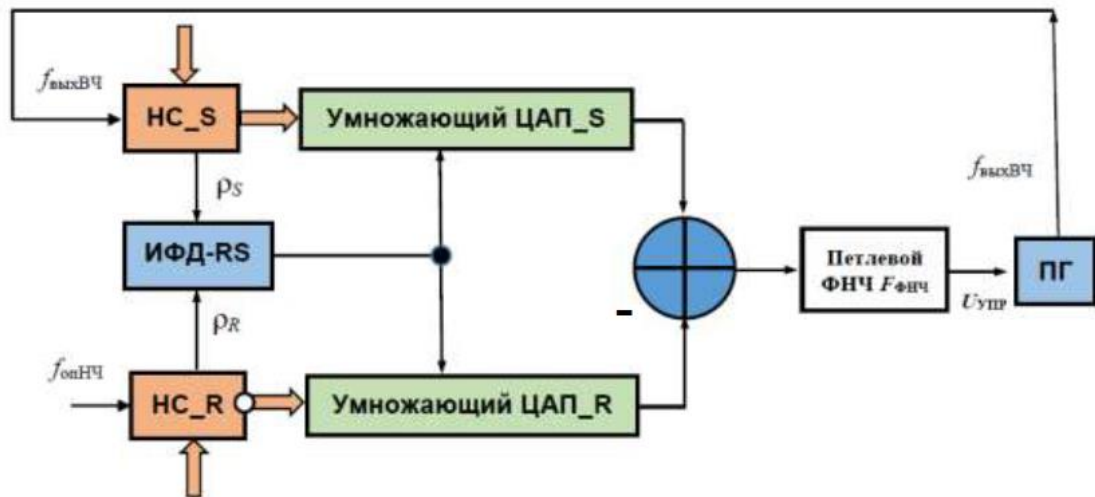


Рис. 7.12. Тракт приведения умножающего кольца ИФАП с многоуровневым ИФД

На рисунке 7.12 импульсно-фазовый детектор (ИФД) на основе RS -триггера тактирует многоуровневое колебание опорной частоты, сформированное с помощью накапливающего сумматора НС (другие названия – накопительный сумматор, цифровой интегратор, аккумулятор фазы, дельта-сигма модулятор) и ЦАП, который преобразует мгновенную фазу опорного колебания в амплитуду [100].

В модели такта приведения применен счетчик импульсов, на входе которого имеется поглотитель импульсов, а на выходе накапливающий сумматор и ЦАП. Выход переполнения (переноса) НС управляет удалением одного импульса из входной последовательности с частотой $f_{\text{выхВЧ}}$.

Амплитуда такого колебания на выходе ЦАП пропорциональна его мгновенной фазе, а распределение амплитуд определяется арифметическими структурам чисел M – коэффициента деления опорной частоты и N – коэффициента деления тракта приведения.

На рисунке 7.13 приведена структура тракта приведения с двумя НС – и в тракте опорного колебания $f_{\text{опНЧ}}$ $M = 16/3 = 5 + 1/3$, и в тракте $N = 261/16 = (16 + 5/16)$ выходного колебания $f_{\text{выхВЧ}}$. Амплитуды, пропорциональные мгновенным фазам в обоих трактах с помощью матриц $R-2R$ (двоичных ЦАП) вычитаются и разностный сигнал тактируется RS -триггером ИФД. А запускается и сбрасывается RS -триггер импульсами переполнения обоих НС.

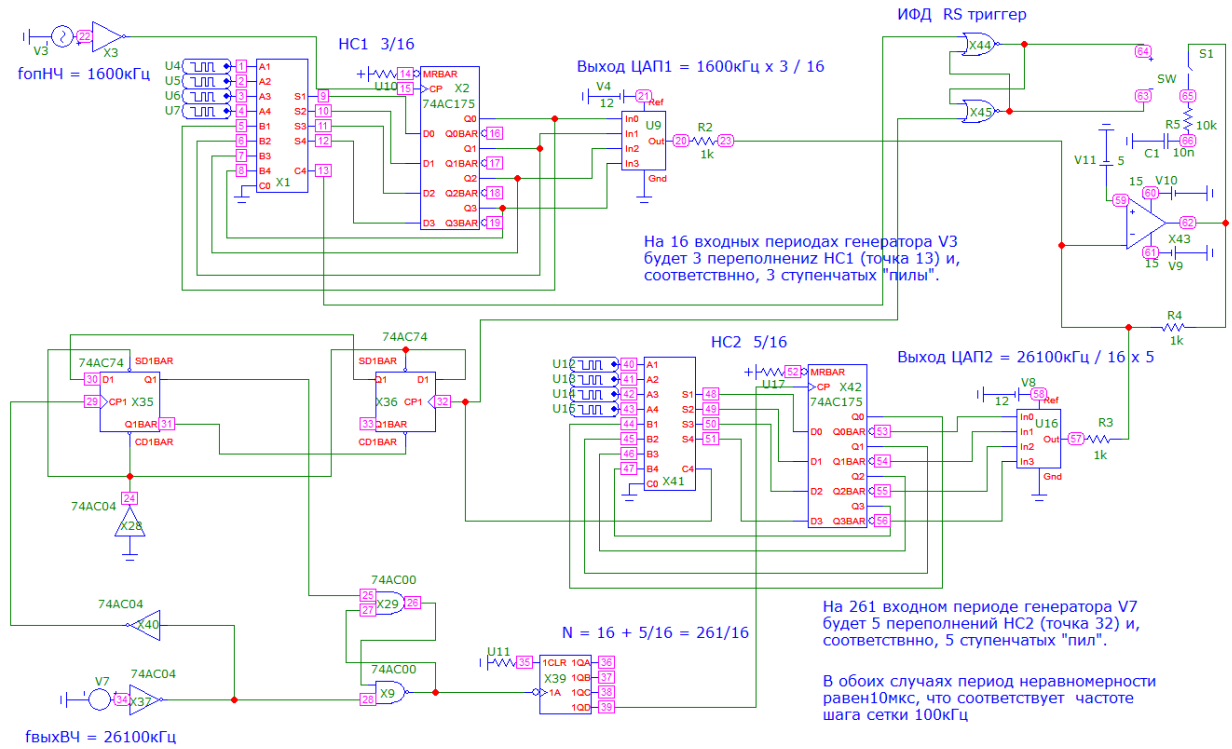


Рис. 7.13. Модель трактов приведения кольца ИФАП с многоуровневым двухсторонним ИФД

На рисунке 7.14 приведены временные диаграммы работы кольца ИФАП с таким цифроаналоговым трактом приведения.

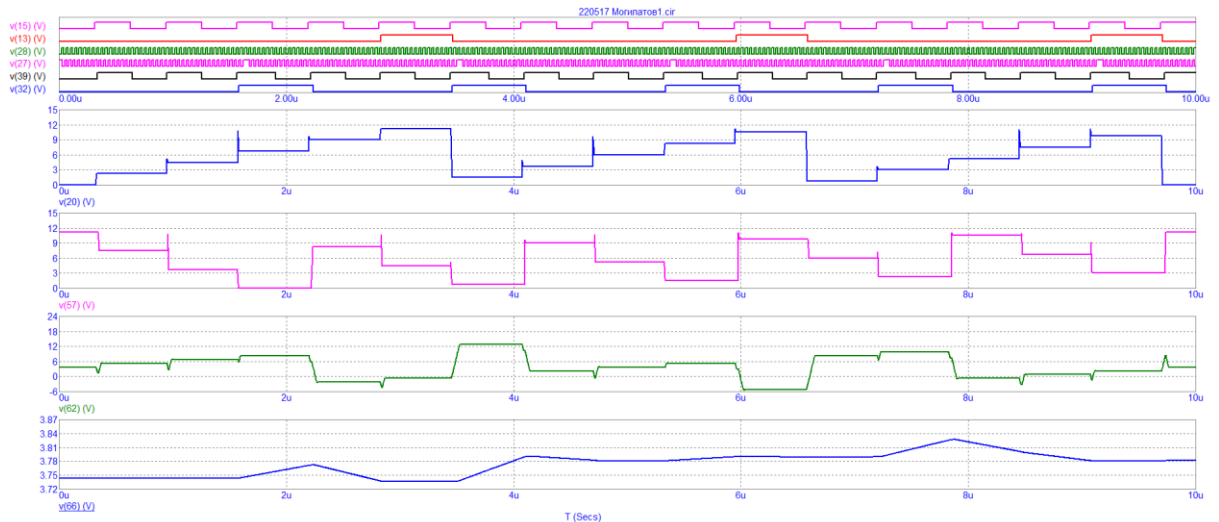


Рис. 7.14. Временные диаграммы работы многоуровневого тракта приведения

В итоге уровень дискретных ПСС, кратных частоте шага сетки уменьшается, но полностью не компенсируется, поскольку арифметические структуры чисел M и N различны в

принципе. Фильтрация помех, кратных частоте F_S облегчается, но остается необходимой. Выходная частота определяется по формуле:

$$f_{\text{выхВЧ}} = f_{\text{опНЧ}} \frac{N}{M} = \frac{P/Q}{S/R} = \frac{PR}{SQ}.$$

Наличие двух степеней свободы при управлении выходной частотой (коэффициенты $M = R/S$ и $N = P/Q$), где S, P – соответственно емкости НС в тракте опорного колебания и в тракте приведения, расширяет возможности синтезатора.

Однако, для формирования сетки частот с постоянным шагом, необходимо изменять емкость P накапливающего сумматора в тракте приведения, что дополнительно усложняет его и снижает быстродействие.

Можно преобразовать мгновенные фазы опорного и перестраиваемого генераторов в амплитуды и перемножить их в аналоговом фазовом детекторе.

Заметим, что согласно (3.52) некрatные гармонические составляющие цифрового аппроксимированного треугольника, кратные частоте шага сетки убывают по квадратичному закону, начиная с некоторого номера $\lfloor N \rfloor > 10$. Поэтому уровень ДПСС в выходном сигнале будет значительно ниже, чем при двухуровневом синтезе.

Колебания с аппроксимированной моногармонической огибающей имеют еще более лучший спектр, но их реализация существенно сложнее. Поэтому в качестве элемента ДПКД в тракте приведения желательно использовать реверсивный счетчик импульсов или реверсивный НС с подключенным к нему ЦАП. Спектры пар колебаний с треугольной и прямоугольной огибающими (ЦАТ и КМ) для разных значений $\lfloor N \rfloor$ приведены на рисунках 7.15 ... 7.18. Аналогичные результаты (квадратичная зависимость уровня ДПСС от N для треугольной огибающей) приведены на рисунках 3.17,в и 3.18,б.

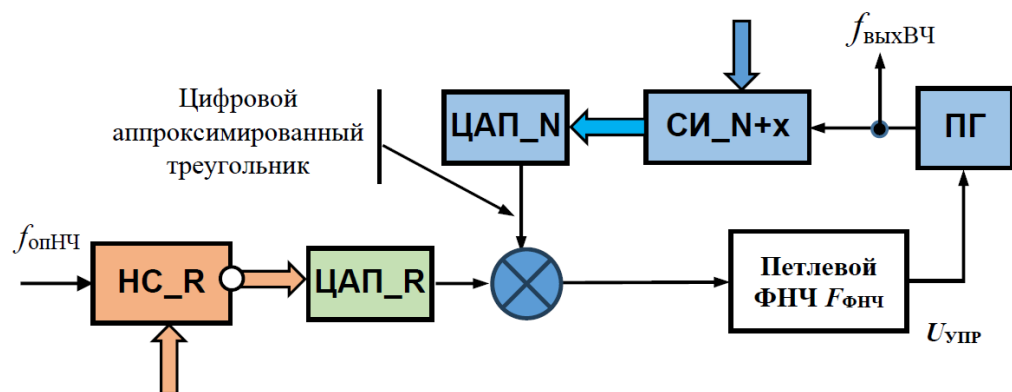


Рис. 7.15,а. Структура синтезаторного кольца ИФАП с цифроаналоговым трактом приведения

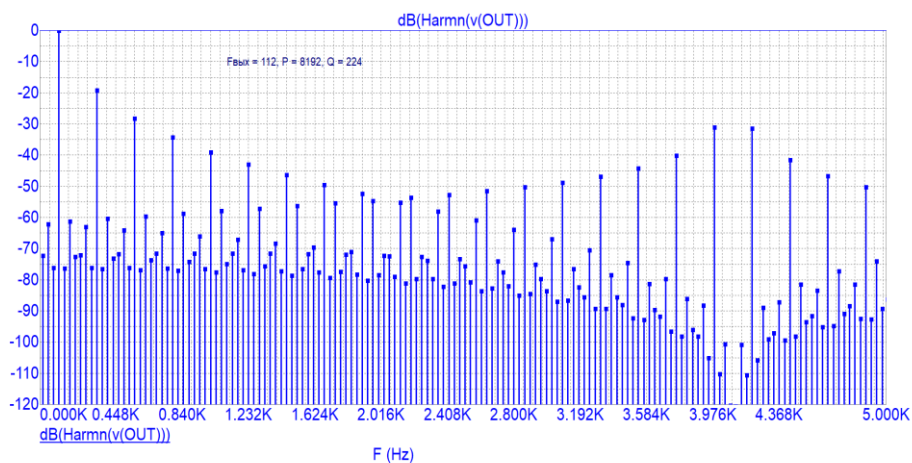


Рис. 7.15,б. Спектр цифрового аппроксимированного треугольника при $N = 256/7 = 36,57$ или 31,26 дБ. Уровень ближайших субгармоник, кратных шагу сетки – 61,24 дБ. Квадратичная зависимость (-62,52дБ).

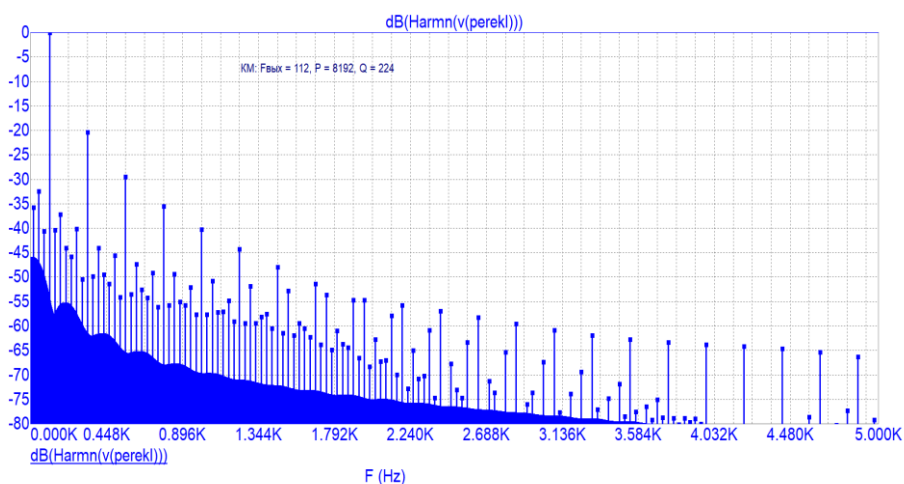


Рис. 7.16. Спектр квазимеандра (KM) при $N = 256/7 = 36,57$ или 31,26 дБ. Уровень ближайших субгармоник, кратных шагу сетки – 32,42 дБ. Линейная зависимость.

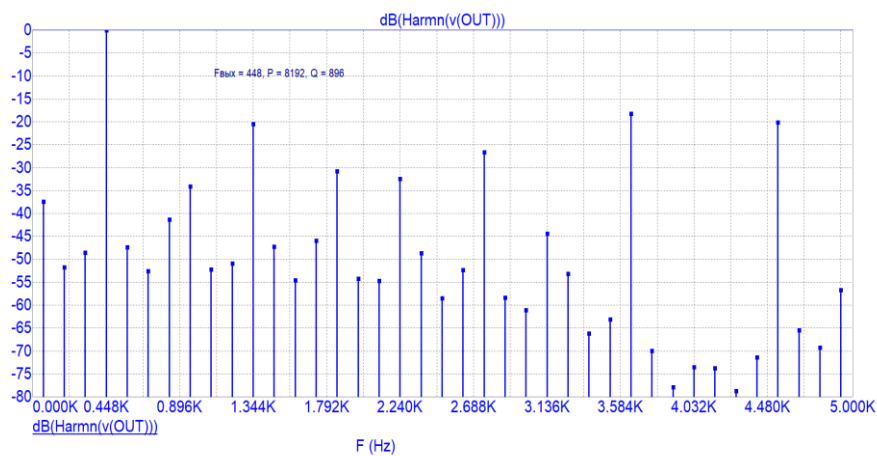


Рис. 7.17. Спектр цифрового аппроксимированного треугольника при $N = 64/7 = 9,14$ или 19,22 дБ. Уровень ближайших субгармоник, кратных шагу сетки – 34,32 дБ. Не совсем квадратичная зависимость (-38,44дБ).

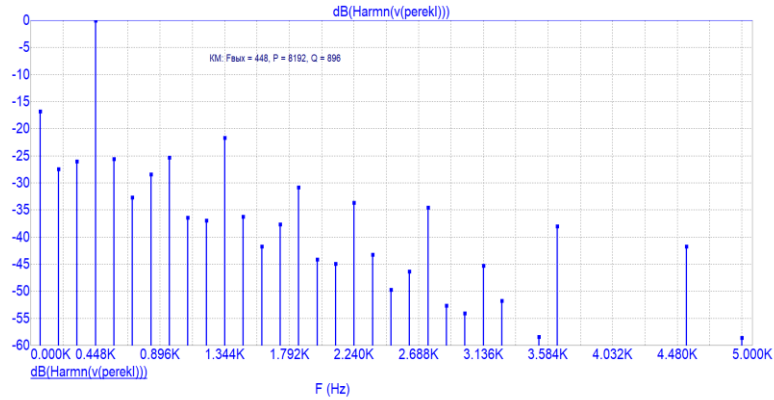


Рис. 7.18. Спектр квазимеандра (КМ) при $N = 64/7 = 9,14$ или $19,22$ дБ. Уровень ближайших субгармоник, кратных шагу сетки – $16,86$ дБ. Почти линейная зависимость.

Для уменьшения уровня ДПСС можно поступить иначе – ввести рандомизацию импульсного потока на выходе ДДПКД [57,81,101,109]. Для этого коды управления коэффициентом деления N меняют по псевдослучайному закону с помощью ПСП – псевдослучайной последовательности с нулевым средним.

При одной и той же подводимой мощности амплитуда помех дробности уменьшается вследствие увеличения числа спектральных компонент; однако период временной неравномерности резко возрастает, что уменьшает минимальную частоту помех дробности и «уширяет» спектральную линию выходного колебания, что не всегда приемлемо [57,100], рисунок 7.19. Аналогичный результат получается на выходе НС при добавлении случайного числа в текущую сумму S_k в момент переполнения НС.

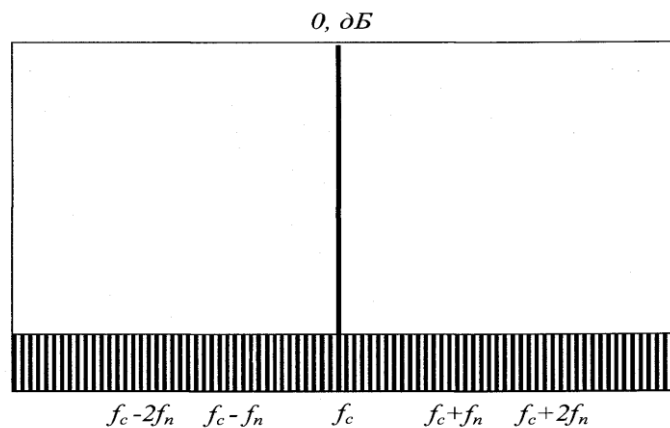


Рис. 7.19. Спектр на выходе двухуровневого ПЦС с рандомизацией по случайному закону

Кроме того, в микросхемах синтезаторов частоты с дробным коэффициентом деления широко используют метод дельта-сигма модуляции с $\Delta\Sigma$ модуляторами от первого до четвертого порядка (от одного до четырех накапливающих сумматоров в тракте обратной связи ДДПКД, включенных последовательно).

7.6. Метод дельта-сигма модуляции в делителе с дробно-переменным коэффициентом деления

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

Платой, кроме некоторого роста технических шумов и неполной компенсации помех дробности, является удвоение периода неравномерности на выходе ДДПКД и, соответственно, уменьшение значения минимальной фильтруемой частоты до $f_{\text{опнч}}/2$. При некоторых реализациях дельта-сигма модуляторов период неравномерности может дополнительно увеличиваться в 3 и 6 раз.

Реализовать алгоритм цифровой компенсации можно с помощью ПИ, показанного на рисунке 7.21 и НС второго порядка (или, при необходимости, с помощью НС более высоких порядков) [109]. Более того – коэффициенты конечных разностей можно вычислять с помощью треугольника Паскаля [109,233,242,249,260].

№	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
1							1						
2						1		1					
3					1		2		1				
4				1		3		3		1			
5			1		4		6		4		1		
6		1		5		10		10		5		1	
7	1		6		15		20		15		6		1

Рис. 7.20. Треугольник Паскаля

Структурная схема НС второго порядка (НС2) приведена на рис. 6.21.

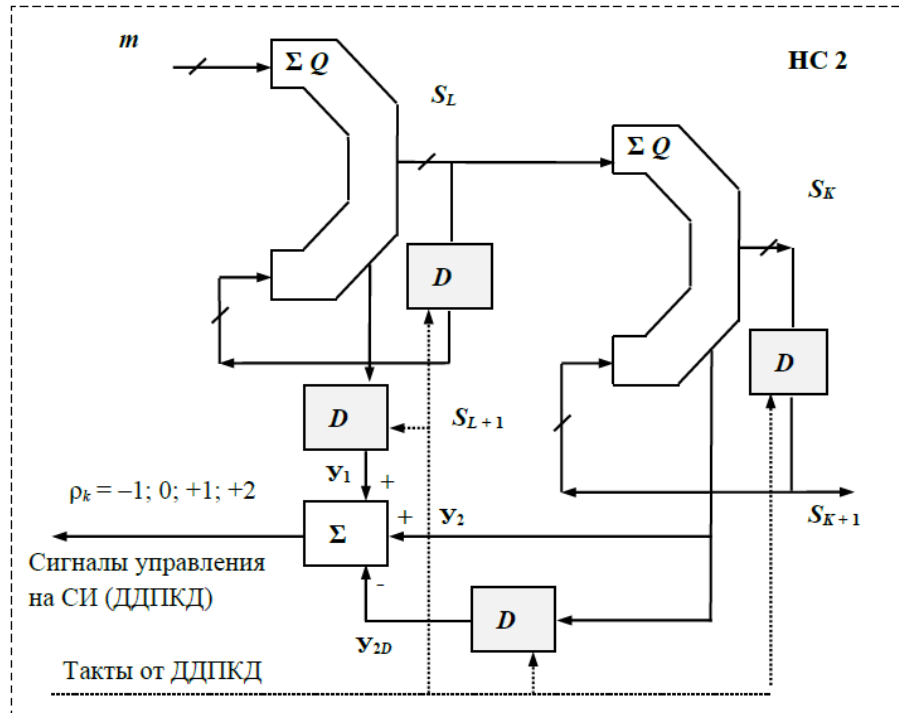


Рис. 7.21. $\Delta\Sigma$ модулятор второго порядка

В таблицах 7.1–7.4 приведены примеры записи функций переходов и выхода (переполнения) для вариантов НС2 с различным сочетанием (чет/нечет) емкости Q и входного числа m . Функция переполнения ρ_k в НС2 есть конечная разность второго порядка $\rho_k^{(2)}$ и описывается формулой:

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

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

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

Таблица 7.1. Состояния НС2 при $Q = 5; m = 2$

НС 2: $Q = 5; m = 2$								
№ тактов	0	1	2	3	4	5	6	7
Текущая сумма 1 (S_L)	2	4	1	3	0	2	4	1
Текущая сумма 1 D (S_{L+1})	0	2	4	1	3	0	2	4
Текущая сумма 2 (S_K)	2	1	2	0	0	2	1	2
Текущая сумма 2 D (S_{K+1})	0	2	1	2	0	0	2	1
Сигнал управления Y_1	1			1		1		
Сигнал управления Y_2		1		1			1	
Y_2 после задержки D на такт Y_{2D}			-1		-1			-1
Сигнал переполнения СИ ρ	1	1	-1	2	-1	1	1	-1
Модифицированный сигнал управления СИ (ДДПКД) ρ для $N_{нов} = N_{исх} - 1$	2	2	0	3	0	2	2	0

Таблица 7.2. Состояния НС2 при $Q = 7; m = 3$

НС 2: $Q = 7; m = 3$											
№	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
S_L	3	6	2	5	1	4	0	3	6	2	5
S_{L+1}	0	3	6	2	5	1	4	0	3	6	2
S_K	3	2	4	2	3	0	0	3	2	4	2
S_{K+1}	0	3	2	4	2	3	0	0	3	2	4
Y_1	1			1		1		1			1
Y_2		1		1		1			1		1
Y_{2D}			-1		-1		-1			-1	
ρ	1	1	-1	2	-1	2	-1	1	1	-1	2
ρ для $N_{нов} = N_{исх} - 1$	2	2	0	3	0	3	0	2	2	0	3

Таблица 7.3. Состояния НС2 при $Q = 8; m = 3$

НС 2: $Q = 7; m = 3$											
№	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
S_L	3	6	2	5	1	4	0	3	6	2	5
S_{L+1}	0	3	6	2	5	1	4	0	3	6	2
S_K	3	2	4	2	3	0	0	3	2	4	2
S_{K+1}	0	3	2	4	2	3	0	0	3	2	4
Y_1	1			1		1		1			1
Y_2		1		1		1			1		1
Y_{2D}			-1		-1		-1			-1	
ρ	1	1	-1	2	-1	2	-1	1	1	-1	2
ρ для $N_{нов} = N_{исх} - 1$	2	2	0	3	0	3	0	2	2	0	3

Таблица 7.4. Состояния НС2 при $Q = 10; m = 3$

НС 2: $Q = 10; m = 3$																					
№	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
S_L	3	6	9	2	5	8	1	4	7	0	3	6	9	2	5	8	1	4	7	0	3
S_{L+1}	0	3	6	9	2	5	8	1	4	7	0	3	6	9	2	5	8	1	4	7	0
S_K	3	9	8	0	5	3	4	8	5	5	8	4	3	5	0	8	9	3	0	0	3
S_{K+1}	0	3	9	8	0	5	3	4	8	5	5	8	4	3	5	0	8	9	3	0	0
Y_1	1				1			1			1				1			1			1
Y_2			1	1		1			1			1	1		1			1	1		
Y_{2D}				-1	-1		-1			-1			-1	-1		-1			-1	-1	
ρ	1	0	1	0	0	1	-1	1	1	-1	1	1	0	-1	2	-1	0	2	0	-1	1
ρ для $N_{нов} =$ $N_{исх} - 1$	2	1	2	1	1	2	0	1	2	0	2	2	1	0	3	0	1	3	1	0	2

На рисунке 7.22 приведена возможная структура НС третьего порядка.

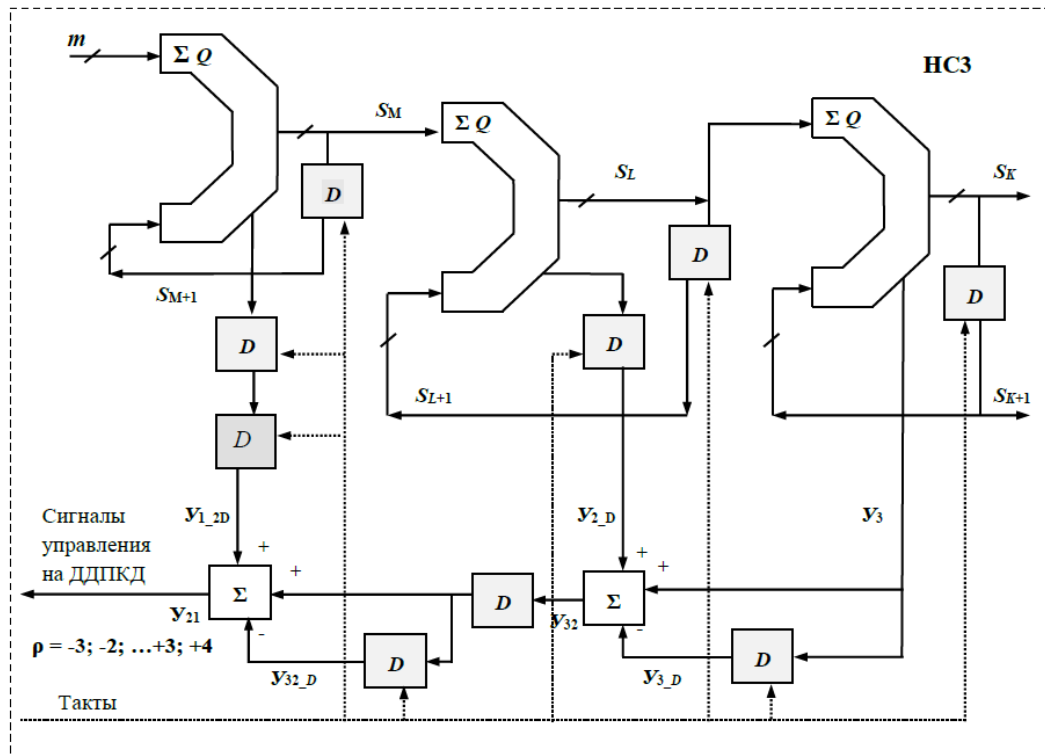


Рис. 7.22. НС 3 или $\Delta\Sigma$ модулятор третьего порядка

В таблицах 7.5 и 7.6 приведены примеры работы НС 3 с различным сочетанием (чет/нечет) емкости Q и входного числа m .

Следует заметить, сигнал управления (переполнения) ρ в таблицах 7.1–7.6 имеет разный знак. Чтобы реализовать такое изменение коэффициента деления ($N + x$ и $N - x$), необходимо не только «выкусывать» импульсы из входной последовательности (при положительном ρ), но и

добавлять их при отрицательном ρ . Но в таком случае быстрое действие НС или ДДПКД будет изначально меньшим его предельно возможного значения.

Поэтому при реализации дробности применяют лишь поглощение импульсов из входной последовательности. Для сохранения требуемого коэффициента деления уменьшают целую часть N на максимальное отрицательное значение ρ . Например, для НСЗ целая часть $\lfloor N \rfloor$ должна быть уменьшена в сравнении с исходным значением на 3 единицы (нижняя строчка таблицы 7.5).

Таблица 7.5. Состояния НСЗ при $Q = 7; m = 3$

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

Таблица 7.6. Состояния НСЗ при $Q = 8; m = 3$

НСЗ: $Q = 8; m = 3$																		
№ тактов	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17
S_M	3	6	1	4	7	2	5	0	3	6	1	4	7	2	5	0	3	6
S_{M+1}	0	3	6	1	4	7	2	5	0	3	6	1	4	7	2	5	0	3
Y_{1_2D}	0	1	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	0	0	1	0	1
S_L	3	1	2	6	5	7	4	4	7	5	6	2	1	3	0	0	3	1
S_{L+1}	0	3	1	2	6	5	7	4	4	7	5	6	2	1	3	0	0	3
Y_{2_D}	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	0
S_M	3	4	6	4	1	0	4	0	7	4	2	4	5	0	0	0	3	4
S_{M+1}	0	3	4	6	4	1	0	4	0	7	4	2	4	5	0	0	0	3
Y_3	0	0	0	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0
Y_{3D}	0	0	0	0	-1	-1	-1	0	-1	0	-1	-1	0	0	-1	0	0	0
Y_{32}	0	0	1	1	0	1	-1	2	-1	1	1	-1	1	2	-1	1	0	0
Y_{32_D}	-1	0	0	-1	-1	0	-1	1	-2	1	-1	-1	1	-1	-2	-1	-1	0
Сигнал ρ	-1	1	1	0	0	1	-2	4	-3	3	0	-2	3	1	-3	1	-1	1
Модифицированный ρ для $N_{нов} = N_{исх} - 3$	2	4	4	3	3	4	1	7	0	6	3	1	6	4	0	4	2	4

7.7. Метод алгоритмической компенсации помех дробности

Метод алгоритмической компенсации помех дробности можно реализовать, например, используя специальный алгоритм управления дробностью, при котором дробность образуют не минимальным набором целочисленных коэффициентов деления ДДПКД N и $N + 1$, а расширенным набором коэффициентов $N - 2, N - 1, N, N + 1, N + 2$ и т. д. [24,204,207,240]. В этом случае можно так подобрать (рассчитать) чередование коэффициентов N , что одна или несколько низкочастотных помех дробности будут подавлены, причем чисто цифровым способом.

Так, в [204] показано, что временная ошибка импульсов приведенного колебания ПГ и опорного колебания в ИФД в кольце ИФАП с ДДПКД:

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

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

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

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

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 ($m < Q$):

$$A_m = \frac{2E}{NQ} \sqrt{a_m^2 + b_m^2} = \frac{E}{NQ} B_m,$$

$$a_m = \sum_{n=1}^Q \gamma_n \cos \frac{2\pi mn}{Q}. \quad (7.9)$$

$$b_m = \sum_{n=1}^Q \gamma_n \sin \frac{2\pi mn}{Q}. \quad (7.10)$$

$$\gamma_n = \sum_{k=1}^n \delta_k = \frac{n}{Q} x + \sum_{k=1}^n y_k.$$

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.

Пользуясь результатами [207] выразим 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.

В частном случае $n = 10$ (одна декада дробности) выражения (7.9) и (7.10) приводятся к виду:

$$a_m = \left(\frac{x}{2} + \sum_{k=1}^5 y_k \right) \cos m\pi + \sum_{n=1}^4 \left(x + \sum_{k=1}^n y_k + \sum_{k=1}^{10-n} y_k \right) \cos mn \frac{\pi}{5}, \quad (7.11)$$

$$b_m = \sum_{n=1}^4 \left[\left(\frac{n}{5} - 1 \right) x + \sum_{k=1}^n y_k - \sum_{k=1}^{10-n} y_k \right] \sin mn \frac{\pi}{5}. \quad (7.12)$$

При $m = 1$ для системы

$$\begin{cases} a_1 = 0 \\ b_1 = 0 \end{cases}$$

получаем четыре диофантовых уравнения

$$\frac{1}{2} \left(\sum_{k=7}^9 y_k - \sum_{k=2}^4 y_k \right) - \left(\frac{x}{2} + \sum_{k=1}^5 y_k \right) = 0,$$

$$[y_7 + y_9 - (y_2 + y_4) + 2(y_8 - y_3)] = 0,$$

$$x + \sum_{k=2}^4 y_k + \sum_{k=7}^9 y_k + 2(y_8 - y_3) = 0,$$

$$x + y_3 + y_8 + 2 \sum_{k=1}^7 y_k = 0.$$

Учитывая цикличность процесса формирования дробности, к полученной системе четырех уравнений следует добавить пятое

$$\sum_{k=1}^{10} \delta_k = x + \sum_{k=1}^{10} y_k = 0.$$

Решение системы диофантовых уравнений с десятью неизвестными относительно первых пяти неизвестных имеет вид

$$y_k = y_{k+5} + (-1)^k (x + 2 \sum_{k=3}^{10} y_k). \quad (7.13)$$

Подставив полученные выражения в (7.11) и (7.12) можно убедиться, что при $m = 3, 7, 9$ $a_m = 0, b_m = 0$. При $m = 5$

$$a_5 = 3 \left(\frac{x}{2} + \sum_{k=6}^{10} y_k \right); \quad b_5 = 0.$$

При выполнении условия (7.13) для любого четного $m < 10$ решение уравнения $a_k = 0$ сводится к системе двух уравнений

$$\begin{cases} y_7 - y_9 = 0 \\ y_6 - y_{10} + y_7 - y_9 = 0. \end{cases}$$

Следовательно, вводя дополнительные условия

$$y_6 = y_{10}, \quad y_7 = y_9 \quad (7.14)$$

можно свести к нулю амплитуду косинусоидальной составляющей помехи.

Иначе обстоит дело с синусоидальной составляющей. С учетом (7.13) и (7.14) выражение (7.12) при четном $m < 10$ имеет два семейства решений

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{x}{5} + y_9 + y_{10} = 0 \\ \frac{2x}{5} + y_8 + 2y_9 + y_{10} = 0, \end{array} \right. \quad (7.15)$$

$$\cos \frac{m\pi}{5} = \frac{\frac{2x}{5} + y_8 + 2y_9 + y_{10}}{2\left(\frac{x}{5} + y_9 + y_{10}\right)}. \quad (7.16)$$

Очевидно, что система (7.15) имеет целочисленное решение только при $x = 5$. При других значениях x следует обратиться к (7.16). При небольших значениях y_k выражение (7.16) не имеет целочисленного решения, поскольку его левая часть при $m = 2, 4, 6, 8$ величина иррациональная.

При практической реализации условий (7.13) и (7.14) желательно минимизировать значения y_k , т.к. при этом меньше уровень помех на выходе ИФД и проще реализовать ДДПКД, он сможет работать при меньших значениях N . Для четных x выполняется условие $y_k = y_{k+5}$, что эквивалентно условию уменьшения периода неравномерности на выходе ДДПКД в два раза. В этом случае в спектре выходного колебания ИФД будут отсутствовать нечетные гармоники частоты шага сетки F_s .

С учетом (7.14) получаем систему уравнений

$$\left\{ \begin{array}{l} y_1 = y_5 = y_6 = y_{10} \\ y_2 = y_4 = y_7 = y_9 \\ y_3 = y_8, \end{array} \right. \quad (7.17)$$

которую необходимо дополнить условием реализации заданного дробного коэффициента деления

$$x = -\sum_{k=1}^{10} y_k = -(2y_8 + 4y_9 + 4y_{10}). \quad (7.18)$$

Из (7.17) и (7.18) найдем значения y_k для всех x и сведем их в таблицу 7.7.

Таблица 7.7. Чередование парциальных коэффициентов ДДПКД при $n = 10$

m	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
x										
1a	-1	1	-1	1	-1	0	0	0	0	0
1б	0	0	-1	0	0	1	-1	0	-1	1
2	0	0	-1	0	0	0	0	-1	0	0
3	0	-1	1	-1	0	-1	0	0	0	-1
4	0	-1	0	-1	0	0	-1	0	-1	0
5	0	-1	0	-1	0	-1	0	-1	0	-1
6	-1	0	-1	0	-1	-1	0	-1	0	-1
7	-1	0	-2	0	-1	0	-1	-1	-1	0
8	-1	-1	0	-1	-1	-1	-1	0	-1	-1
9a	0	-2	0	-2	0	-1	-1	-1	-1	-1
9б	-1	-1	0	-1	-1	-2	0	-1	0	-2

С помощью выражений (7.11) и (7.12) вычислим значения B_m в [дБ] для рассмотренных алгоритмов работы ДДПКД и сведем их в таблицу 7.8.

Таблица 7.8. Амплитуды помех дробности при $n = 10$

m	1,9	2,8	3,7	4,6	5
x					
1a, 9a	x	6,4	x	10,6	14
1б, 9б	x	13	x	0,5	14
2,8	$-\infty$	10,6	$-\infty$	6,4	$-\infty$
3,7	x	10,6	x	6,4	14
4,6	$-\infty$	6,4	$-\infty$	10,6	$-\infty$
5	$-\infty$	$-\infty$	$-\infty$	$-\infty$	14

В тех строках таблицы 7.8, где значения помехи отмечены крестиком, ее величина по расчету также равна минус бесконечности. Следует, однако, учитывать допущения, сделанные при выводе формул (7.9) и (7.10) - 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 натурального эксперимента в [240] совпадают с результатами расчета с точностью до 1,5дБ в лучшую сторону.

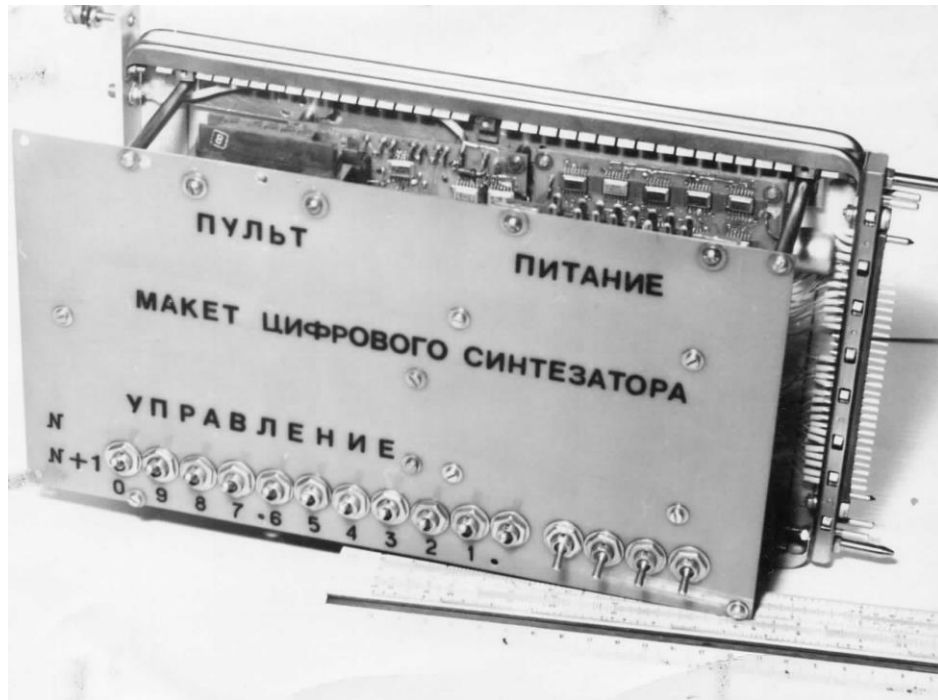


Рис. 7.23. Макет ДДПКД с алгоритмической компенсацией помех дробности при $n = 10$

Для случая $n = 12$ и дискрета изменения коэффициента деления $N \pm 0,5k$ с учетом [24,204] можно полностью подавить первые две, самые опасные, низкочастотные помехи с частотой F_s и $2F_s$, а степень подавления дискретной помехи с частотой $3F_s$ буде определяться отклонением Δ скважности тактовых импульсов от 2, т.е. неидеальностью меандра на входе автомата. Результаты расчетов в [24,204] сведены в таблицу 7.9.

Таблица 7.9. Амплитуды помех дробности при $n = 12$

x	A_3N/E	A_4N/E	A_5N/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

Для случая $n = 20$ и дискрета изменения коэффициента деления $N \pm 0,5k$ с учетом [204] можно полностью подавить первые три, самые опасные, низкочастотные помехи с частотой F_s , $2F_s$ и $3F_s$, а подавление дискретной помехи с частотой $4F_s$ можно возложить на режекторных фильтр. Результаты расчетов сведены в таблицу 7.10.

Таблица 7.10. Амплитуды помех дробности при $n = 20$

x	A_4N/E	A_5N/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

Из изложенного следует вывод, что с помощью алгоритма таблиц 7.8 - 7.10 можно в кольце ИФАП с ДДПКД цифровым способом подавить помехи дробности с нечетными номерами и тем самым расширить полосу прозрачности $f_{\text{ФАП}}$ кольца ИФАП в два – четыре раза.

Подавление (компенсация) НЧ помех позволяет расширить полосу пропускания петлевого фильтра синтезаторного кольца ИФАП, что благотворно влияет на кратковременную стабильность выходного колебания и уровень фазовых шумов в ближней зоне отстроек. Однако такой способ компенсации разработан лишь при небольшом значении дробных разрядов (модуля дробности) N [261-270].

7.8. Частотный манипулятор с УУЗ

Управляемое устройство задержки можно использовать и в синтезаторных кольцах ИФАП для формирования сигналов частотного телеграфа [271] – рисунок 7.23.

Пусть f_0 и f_1 , N_0 и N_1 – соответственно частоты перестраиваемого генератора ПГ и коэффициенты деления делителя с переменным коэффициентом деления, соответствующие передачи информационной посылки «0» и «1», $f_d = 1/T_d$ – частота сравнения в кольце ИФАП. Тогда в установившихся режимах (кольцо ИФАП в синхронизме) выполняются равенства:

$$f_0 = f_d N_0,$$

$$f_1 = f_d N_1.$$

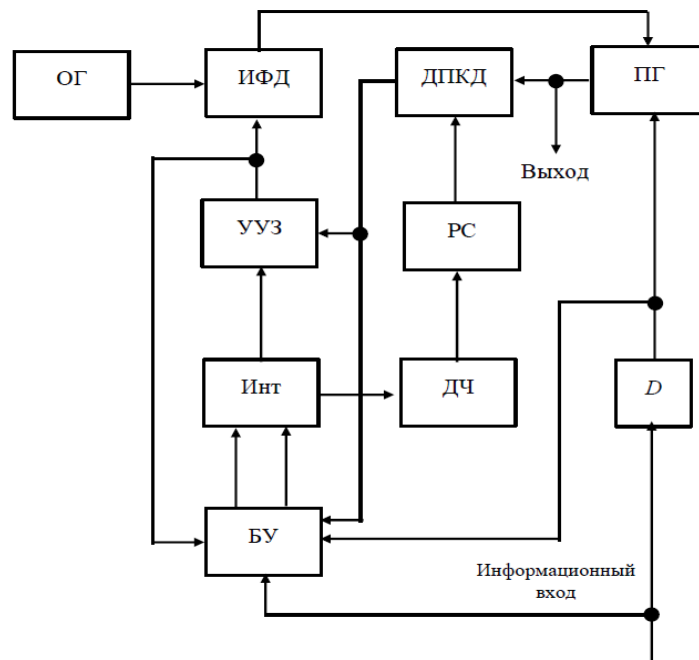


Рис. 7.23. Частотный манипулятор

При изменении информационного сигнала на входе с «0» на «1», происшедшем через время τ после предыдущего сравнения в кольце ИФАП, сигнал с выхода элемента задержки D дает разрешение блоку управления БУ на запуск интегратора Инт., одновременно частота ПГ скачком изменяет свое значение с f_0 на f_1 , но коэффициент ДПКД пока остается равным N_0 .

Вследствие этого следующий импульс с выхода ДПКД появляется раньше необходимого на величину

$$t_{01} \frac{\Delta N}{N_1} (T_d - \tau).$$

Этот импульс задерживается в блоке УУЗ; на выходе УУЗ импульс появляется через время t_{01} , т.е. в тот момент, когда он должен прийти, чтобы последовательность импульсов на входе ИФД оставалась равномерной.

При изменении сигнала на информационном входе частотного манипулятора с «1» на «0» первый следующий от ДПКД импульс дает разрешение на запуск интегратора Инт. и на изменение коэффициента деления с N_1 на N_0 .

Выключение интегратора Инт производится задержанным в элементе D фронтом информационного сигнала. Следующий импульс от ДПКД приходит раньше требуемого на время

$$t_{10} = \frac{\Delta N}{N_0} (T_d - \tau).$$

Он запускает УУЗ и импульс на его выходе появляется через время t_{01} , т.е. в тот момент, когда он должен прийти, чтобы последовательность импульсов на входе ИФД оставалась равномерной.

Крутизна управления в блоке УУЗ должна быть равна

$$S_{ууз} = \frac{1}{T_d} \frac{(N_1 + N_0)}{2\Delta N}.$$

Крутизна нарастания пилообразного напряжения на выходе интегратора Инт. должна быть равна

$$S_{и} = \frac{1}{T_d}.$$

Таким образом, введение управляемой задержки в частотный манипулятор на основе синтезаторного кольца ИФАП позволило резко уменьшить переменные преобладания, т.е. при той же частоте сравнения в кольце ИФАП и допустимых искажениях длительности информационных посылок появляется возможность передачи информации с большей скоростью.

ВЫВОДЫ

1. Доказано, что в многоуровневом тракте приведения синтезаторного кольца ИФАП невозможно добиться полной компенсации помех дробности, их уровень может быть только уменьшен.
2. Показано, что при использовании в тракте приведения синтезаторного кольца ИФАП колебания вида цифровой идеальной треугольник начиная с некоторого коэффициента деления N уровень дискретных спектральных компонентов, кратных частоте шага сетки убывает по квадратичному закону.
3. Приведена возможная структурная реализация сигма-дельта модулятора порядка выше первого (второго и третьего) для делителя с дробно-переменным коэффициентом деления с пониженным уровнем низкочастотных дискретных помеховых составляющих, кратных частоте шага сетки.
4. Впервые предложен метод алгоритмической, чисто цифровой, компенсации помех дробности с целью исключения самых опасных – низкочастотных – спектральных составляющих, кратных частоте шага сетки.
5. Предложена структура формирователя частотно-манипулированного сигнала на основе синтезаторного кольца ИФАП с динамическим УУЗ, которая позволяет резко уменьшить переменные преобладания, т.е. при той же частоте сравнения в кольце ИФАП и допустимых искажениях длительности информационных посылок появляется возможность передачи информации с большей скоростью.

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.

В работе с единых позиций и по единой методологии проведен обзор и классификация цифроаналоговых синтезаторов частоты – пассивных и активных, использующих в своем составе конечные автоматы. Разработана общая теория цифроаналогового синтеза частот с помощью оптимальных (цифровых) КА и модифицированных (цифроаналоговых) КА.

Общая теория цифроаналогового синтеза частот разбита на локальные теории – теорию оптимального КА на основе метода формирования КРП импульсов, теорию модифицированного (цифроаналогового) КА, теорию спектрального анализа колебаний при когерентном синтезе частот с помощью КА на основе метода СРФ, теорию линейного динамического управления временным положением импульсов в наносекундном диапазоне на основе метода промежуточных преобразований кода управления; метода алгоритмической компенсации помех дробности в выходном колебании синтезаторного кольца ИФАП.

Все теории детально проработаны, разработаны методики расчета требуемых параметров и получены необходимые аналитические выражения.

Модифицированы известные и разработаны новые методы и алгоритмы когерентного формирования колебаний с помощью КА с целью повышения качества цифроаналоговых синтезаторов частот.

Выделена группа автоматов, предпочтительная для целей синтеза частот и введено понятие оптимального конечного автомата в смысле минимального уровня функциональной фазоимпульсной модуляции (минимальной временной неравномерности формируемого потока импульсов) для класса цифровых структур. Разработана универсальная математическая модель

оптимального КА, на основе которой создана теория формирования квазипериодических колебаний (КРП).

Впервые предложен метод описания КРП, формируемых на выходах оптимальных КА во временной области и получены аналитические выражения для полного описания параметров КРП в любой наперед заданный момент времени.

Показано, что КРП первого и второго типа идентичны по структуре и отличаются друг от друга сдвигом на Q тактов, т.е. являются разновидностями одной, единой КРП.

Доказано, что модуль максимальной временной ошибки КРП импульсов минимален для класса цифровых структур и не превышает половины периода тактового интервала.

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

Получены аналитические выражения для функции переходов – текущей суммы и для функции выхода – импульсов переполнения (текущей частоты или периода – в зависимости от типа автомата) оптимального КА – прямочастотного и прямопериодного.

Показано, что функция выхода КА ρ_k есть конечная разность первого порядка от функции переходов S_k .

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 $N = P/Q$.

Показано, что спектр колебания в свернутом виде можно найти, если построить модель СРФ на основе разложения рационального числа $N = P/Q$ в цепную дробь по алгоритму Евклида и решения соответствующего диофантового уравнения.

Метод СРФ позволяет получить свернутое выражение спектра рационального числа N , что позволяет говорить о создании основы спектральной теории рациональных чисел.

С помощью различных оконных функций метод СРФ позволяет получить аналитические выражения спектров колебаний, формируемых на выходе КА и МКА – периодической последовательности пачки импульсов, КРП импульсов постоянной ширины, квазимеандра, цифрового аппроксимированного треугольника, цифровой аппроксимированной моногармоники двойного треугольного колебания и цифровой модулированной моногармоники. Адекватность моделей подтверждена расчетом спектров с применением САПР FASTMEAN 6.1 и MicroCap12.

Развита теория оптимальных конечных автоматов применительно к задачам синтеза частот. Рассмотрена структурная реализация прямочастотных (на основе накапливающего сумматора) и прямопериодных (на основе делителя с дробно-переменным коэффициентом деления) оптимальных автоматов. Сформулированы прямая и обратная задачи, решаемые автоматами при синтезе частот.

С помощью теоретико-числовых преобразований получены аналитические выражения во временной области для функции текущей суммы S_k и для функции ρ_k текущей частоты или периода оптимального КА. Показано, что функция ρ_k текущей выходной частоты или периода оптимального КА есть конечная разность первого порядка от функции текущей суммы S_k .

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

Отмечено, что прямочастотный и прямопериодный автоматы различаются только представлением коэффициента деления N : у прямочастотного автомата $N = P/Q$, а у прямопериодного $M = \lfloor N \rfloor + \alpha/Q$, $\alpha < Q$.

Доказано, что относительная среднеквадратическая частотная ошибка, и относительная среднеквадратическая временная ошибка, уменьшаются с увеличением емкости автомата, как прямочастотного – P , так и прямопериодного – Q и стремятся к величине $T_{\text{опвч}}/\sqrt{12}$.

Значения текущей фазы КРП S_k на периоде неравномерности структуры потока T_s пробегают все значения от 0 до $Q - 1$ в очередности, которая определяется арифметической структурой рационального числа $N = P/Q$ – коэффициента деления КА.

Формируемая на выходе оптимального КА КРП импульсов (одноименных перепадов) является периодической функцией времени с периодом неравномерности (повторения) $T_s = PT_{\text{опвч}} = QT_{\text{выхнч}}$.

Показано, что между двумя ближайшими δ -импульсами формируемой КРП, совпадающими с δ -импульсами гипотетической, идеально равномерной последовательности ИРП той же, требуемой, частоты, будут расположены $Q - 1$ δ -импульсов формируемой КРП, не совпадающих во времени с соответствующими δ -импульсами выходной частоты $f_{\text{выхнч}}$.

При поступлении КРП импульсов на вход счетчика импульсов, на его выходе также будет формироваться поток импульсов вида КРП, но с арифметической структурой, отличной от арифметической структуры исходной КРП.

Для обеспечения инвариантности быстродействия и разрядности прямочастотного КА вида накапливающий сумматор (НС) предложено секционировать НС путем запоминания

сигнала переноса между разрядами (группами разрядов), но при этом отмечено, что максимальная синтезируемая частота уменьшится в q раз, где q – число секций НС.

Показано, что конечный автомат на основе делителя с дробно-переменным коэффициентом деления (ДДПКД), управляемый НС с переменной емкостью обеспечивает точное значение синтезируемой частоты $f_{\text{выхНЧ}}$, а автомат на основе ДДПКД и НС с постоянной емкостью формирует выходную частоту с систематической ошибкой, которую можно сделать сколь угодно малой; рассмотрены варианты структурной реализации оптимальных КА, построенных на основе НС (прямочастотный КА) и ДДПКД (прямопериодный КА), доказана их оптимальность в смысле минимума временного уклонения и получены аналитические выражения для описания функций текущей суммы S_k и функций ρ_k выходной частоты или периода.

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

- в двухуровневом МКА – это динамическое управляемое устройство задержки (УУЗ) и ЦАП.

- в многоуровневом МКА — это ЦАП.

Впервые предложены два варианта метода и структуры нониусного преобразования цифрового кода управления в многоуровневое выходное колебание, которые позволяют в $2(n-1)$ раз в одном случае и в $2n$ раз во другом случае повысить конечную точность цифроаналогового преобразования для n - разрядных парциальных ЦАП без потери быстродействия. Например, при использовании 14-разрядных двоичных парциальных ЦАП итоговое разрешение составит 26 и 28 бит соответственно.

Для увеличения точности воспроизведения огибающей многоуровневого колебания предложена структура МКА с управлением по двум координатам.

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.

Доказано, что на выходе идеального двухуровневого МКА формируется КРП импульсов (одноименных логических перепадов), если на вход динамического УУЗ поступает КРП импульсов; структура выходной КРП отличается от структуры входной КРП, но период

неравномерности выходного потока импульсов (одноименных логических перепадов) не изменяется, т.е. дополнительных спектральных компонентов не образуется.

При неточной настройке линейного двухуровневого МКА период неравномерности также не изменяется, т.е. дополнительных спектральных компонентов не появляется.

Впервые показано, что нелинейность преобразования цифрового кода управления во временной интервал также не приводит к изменению периода неравномерности выходного потока импульсов, т.е. дополнительных спектральных компонентов не появляется, но приводит к их перераспределению на оси частот: минимуму уровня дискретных ПСС на выходе двухуровневого МКА с нелинейной УУЗ соответствует неточная настройка УУЗ.

В прямочастотном МКА код управления динамическим УУЗ в момент появления импульсов переполнения r_k пропорционален временному рассогласованию импульсов гипотетической и синтезируемой последовательностей, поэтому нуждается в инвертировании.

В прямопериодном МКА код управления динамическим УУЗ в момент появления импульсов переполнения r_k пропорционален временной задержке импульсов синтезируемой последовательности относительно импульсов гипотетической, поэтому не нуждается в пересчете.

Подробно рассмотрены вопросы управления динамической временной задержкой в прямочастотных и в прямопериодных МКА при работе в широкой (октавной) полосе 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.

Доказано, что при числе градаций задержки L в линейном УУЗ в случае $L = Q$ происходит полная компенсация функциональной фазоимпульсной модуляции выходного сигнала и МКА формирует на своем выходе идеально равномерную последовательность импульсов (одноименных логических перепадов).

Развита теория линейного динамического управления временным положением импульсов (активных перепадов) в наносекундном и субнаносекундном диапазонах с помощью метода промежуточных преобразований применительно к задачам широкополосного пассивного цифроаналогового синтеза частот.

Предложены новые структуры динамических 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 100 пс...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.

Рассмотрено влияние и вклад компонентов динамического УУЗ наносекундного диапазона на нелинейность преобразования цифрового кода управления во временной интервал.

Предложена структура фазового манипулятора, позволяющего совместить функции формирования мелкой сетки частот и сигналов частотного/фазового телеграфа в октавном диапазоне выходных частот при пониженном уровне внеполосного излучения.

Впервые предложен и опробован метод алгоритмической цифровой компенсации помех дробности с целью исключения самых опасных – низкочастотных – спектральных составляющих (помех дробности), кратных частоте шага сетки на выходе синтезаторного кольца ИФАП. При одной модуле дробности 10 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 $3F_s$, что позволило расширить полосу пропускания петлевого ФНЧ кольца ИФАП в 3 раза.

Доказано, что в многоуровневом тракте приведения синтезаторного кольца ИФАП невозможно добиться полной компенсации помех дробности, их уровень может быть только уменьшен.

Предложены структуры частотных и фазовых манипуляторов, позволяющие совместить функции формирования сетки частот и сигналов частотного/фазового телеграфа в широком диапазоне выходных частот при пониженном уровне внеполосного излучения.

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

Предложены новые структуры синтезаторных колец ИФАП с пониженным уровнем помех, структуры оптимальных КА и модифицированных КА (МКА), структуры частотных и фазовых манипуляторов, а также методы динамической временной задержки импульсных сигналов повышенной точности и линейности в наносекундном и субнаносекундном диапазоне, новые методы нонинусного цифроаналогового преобразования информации, которые защищены:

- семнадцать авторскими свидетельствами СССР,
- четырьмя патентами РФ,

- патентом на полезную модель РФ,
- двумя патентами США.

Рекомендации по применению

Результаты проведенных исследований целесообразно использовать при анализе и расчете цифроаналоговых синтезаторов частоты различных типов – пассивных и активных. Они окажутся полезными и при выборе конкретных структур – как собственно синтезаторов частоты, так и конечных автоматов – прямочастотных и прямопериодных, используемых для синтеза частот.

Спектральный состав синтезируемых колебаний удобно вычислять, анализировать и сравнивать с помощью аналитических выражений, полученных в данной работе. Использование метода сложнопериодической решетчатой функции позволяет синтезировать колебания с различными формами огибающей и анализировать их спектры.

Предложение различных структурных реализаций линейных динамических управляемых устройств задержки наносекундного диапазона времен позволяет рационально управлять временными с спектральными аспектами формируемых колебаний, а с помощью полученных в работе формул можно быстро и точно оценить нелинейность генераторов пилообразного напряжения наносекундного диапазона и подобрать подходящую элементную базу и структуры динамических УУЗ для обеспечения требуемых параметров выходного колебания.

Использование цифрового алгоритмического метода исключения самых опасных – низкочастотных помех дробности в спектре выходного колебания синтезаторного кольца ИФАП позволяет расширить полосу прозрачности петлевого фильтра нижних частот и тем самым улучшить динамику синтезаторного кольца ИФАП.

Структура формирования фазоманипулированного сигнала позволяет совместить функции формирования сетки частот и сигналов фазового телеграфа в октавном диапазоне частот при низком уровне внеполосного излучения.

Структура формирователя частотно-манипулированного сигнала на основе синтезаторного кольца ИФАП с динамического УУЗ позволяет резко уменьшить переменные преобладания, т.е. при той же частоте сравнения в кольце ИФАП и допустимых искажениях длительности информационных посылок появляется возможность передачи информации с большей скоростью.

Предложенные решения целесообразно использовать в высококачественных возбудителях мощных радиопередающих устройств систем радиосвязи, радиолокации и радионавигации, что позволит применять более изощренные и продвинутое виды модуляции,

существенно уменьшить уровень помех другим радиосредствам, увеличить дальность и точность обнаружения целей, расширить диапазон индицируемых скоростей целей, увеличить точность позиционирования.

В радиоприемных устройствах использование полученных результатов позволит увеличить чувствительность радиоприемных устройств и расширить их динамический диапазон.

Направления дальнейших исследований

Дальнейшие исследования целесообразно проводить по следующим направлениям:

- поиск структур конечных автоматов, наиболее пригодных для решения конкретных, задач частотного синтеза;
- поиск колебаний – двухуровневых и многоуровневых с наилучшим спектральным составом;
- поиск наилучших огибающих для формирования информационных сигналов;
- поиск наилучших решений для схемотехнической реализации структур модифицированных конечных автоматов – как в цифровой их части, так и в аналоговой части;
- поиск новых алгоритмов формирования колебаний, минимизирующих уровень помех на выходе цифроаналоговых синтезаторов частоты;
- распространение метода сложнопериодической решетчатой функции на анализ колебаний, получаемых при квазикогерентных преобразованиях, т.е. при наличии шума.

СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ

ААС	– активный аналоговый синтез частот
АФАП	– астатическая система фазовой автоподстройки частоты
АФЧХ	– амплитудно-фазовая частотная характеристика
АЦС	– активный цифровой синтез частот
АЧХ	– амплитудно-частотная характеристика
БУ	– буферный усилитель
ГМ	– гипотетический (идеальный) меандр
ГПН	– генератор пилообразного напряжения
ГТ	– генератор (стабильного) тока
ГУН	– генератор, управляемый напряжением
ГУТ	– генератор, управляемый током
ДДПКД	– делитель частоты с дробно-переменным коэффициентом деления
ДИП	– двухуровневая импульсная последовательность
ДПКД	– делитель частоты с переменным коэффициентом деления
ДПСС	– дискретные побочные спектральные составляющие
ДПЦС	– двухуровневый пассивный цифровой синтез частот
ДР	– диэлектрический резонатор
ЖИГ	– железо-иттриевый гранат
ИМ	– идеальная моногармоника
ИМС	– интегральная микросхема
ИРП	– идеально равномерная последовательность (импульсов, логических перепадов или точек на числовой оси)
ИФАП	– импульсно– фазовая автоподстройка частоты
ИФД	– импульсно-фазовый детектор
ИФФ	– идеальный формирующий фильтр
КА	– конечный автомат
КГ	– кварцевый генератор
КК	– кольца компенсации (возвратного гетеродинамирования)
КМ	– квазимеандр
КМОП	– комплементарная логика на полевых транзисторах (металл – окисел – полупроводник)
КПД	– компенсатор помех дробности

КРП	– квазиравномерная последовательность (импульсов, логических перепадов или точек на числовой оси)
КС	– комбинационная схема
ЛАХ	– логарифмическая амплитудно-частотная характеристика
ЛЗ	– линия задержки
ЛЧМ	– линейная частотная модуляция
ЛЭ	– логический элемент
МКА	– модифицированный конечный автомат
МП	– микропроцессор
МПЦС	– многоуровневый пассивный цифровой синтез частот
НС	– накапливающий (накопительный) сумматор, накопитель кодов, фазовый накопитель, фазовый аккумулятор, аккумулятор фазы, цифровой интегратор, $\Delta\Sigma$ модулятор
ОГ	– опорный генератор
ОС	– обратная связь
ООС	– отрицательная обратная связь
ОУ	– операционный усилитель
ПАС	– пассивный аналоговый синтез
ПГ	– перестраиваемый (управляемый) генератор
ПЗУ	– постоянное запоминающее устройство
ПИ	– поглотитель импульсов
ПМ	– псевдомеандр
ПОЧ	– паразитное отклонение частоты
ПОФ	– паразитное отклонение фазы
ПСП	– псевдослучайная последовательность
ПСС	– побочные (шумовые) спектральные составляющие выходного колебания синтезатора
ПЦС	– пассивный (прямой) цифровой синтез частот
РЛС	– радиолокационная станция
РНС	– радионавигационная станция
РЭС	– радиоэлектронные средства
САР	– система автоматического регулирования
СВЧ	– сверхвысокие частоты
СГ	– синтезированный генератор (гетеродин)

СИ	– счетчик импульсов
СИП	– сложение импульсных последовательностей
СП	– схема памяти
СПМ	– спектральная плотность мощности фазового шума
СЧ	– синтезатор частот
ССЧ	– система синтеза частот
СРФ	– сложнопериодическая решетчатая функция
ТП	– тракт приведения
ТТЛ	– транзисторно-транзисторная логика
УВК	– устройство вычисления кода
УГТ	– управляемый генератор (постоянного) тока
УДК	– устройство деления кода
УУЗ	– управляемое устройство задержки
ФАП	– фазовая автоподстройка частоты
ФД	– фазовый детектор
ФИ	– формирователь импульсов
ФНЧ	– фильтр нижних частот
ФП	– функциональный преобразователь
ФФИМ	– функциональная фазоимпульсная модуляция
ФУ	– функция Уолша
ФЧХ	– фазочастотная характеристика
ЦАП	– цифро-аналоговый преобразователь
ЦАМ	– цифровая аппроксимированная моногармоника
ЦАТ	– цифровой аппроксимированный треугольник
ЦММ	– цифровая модулированная моногармоника
ЦСЧ	– цифровой синтез (синтезатор) частот
ЧФД	– частотно-фазовый детектор (ИФД со схемой подкачки заряда)
ШИМ	– широтно-импульсная модуляция
ЭВМ	– электронно-вычислительная машина
ЭМО	– электромагнитная обстановка
ЭМС	– электромагнитная совместимость
ЭСЛ	– эмиттерно-связанная логика

Список литературы

1. *Viterbi A. J.* Principles of Coherent Communications. // McGraw-Hill Book Co., Inc., New York, 1966. 342 p.
2. *Зингеренко Ю.А.* Оптические цифровые телекоммуникационные системы и сети синхронной цифровой иерархии. / Ю.А. Зингеренко // Учебное пособие. – СПб: НИУ ИТМО, 2013. – 393 с.
3. *Тихвинский В.О., Терентьев С.В., Коваль В.А., Девяткин Е.Е.* Развитие сетей мобильной связи от 5G Advanced к 6G: проекты, технологии, архитектура Издание 2-е, дополненное / В.О. Тихвинский, С.В. Терентьев, В.А. Коваль, Е.Е. Девяткин // Москва: ТЕХНОСФЕРА, 2024. – 532 с. ISBN 978-5-94836-690-6
4. ГОСТ 19896-74. Синтезаторы частоты для передающих и приемных устройств магистральной радиосвязи. Классификация. Основные параметры. Технические требования.
5. ОСТ 4.208.012-77, 1979.Аппаратура синтеза частот для радиосвязи. Термины и определения.
6. *Иванов Ю. А.* Современные кварцевые и рубидиевые генераторы / Ю. А. Иванов // Современная электроника. – 2024. – № 1. С. 32–38.
7. *Вороховский Я. Л.* Прецизионные кварцевые резонаторы и генераторы для современных радиоэлектронных комплексов / Я. Л. Вороховский // Электроника: Наука. Технология. Бизнес. – 2010. – № 1. С. 34–38.
8. *Голубчиков С.В., Новиков В.К., Пономаренко А.В., Митрофанова С.В.* Показатели и критерии оценки эффективности ведения радиоэлектронной борьбы в современных условиях / С.В. Голубчиков, В.К. Новиков, А.В. Пономаренко, С.В. Митрофанова // Воздушно-космические силы. Теория и практика. – 2024. - № 31. С. 170-179.
9. *Осипов, А. С.* Военно-техническая подготовка. Военно-технические основы построения средств и комплексов РЭП : учебник / А.С. Осипов ; под науч. ред. Е.Н. Гарина. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2013. – 344 с. ISBN 978-5-7638-2736-1
10. *Южаков В. В.* Малошумящие синтезаторы для РЛС с быстрой перестройкой частоты / В. В. Южаков // Зарубежная электроника. – 1985.– № 6. – С. 52–63.
11. *Гейнце, С. С.* Синхронное радиовещание / С. С. Гейнце [и др.]; под ред. проф. А. А. Пирогова. – Москва. : Радио и связь, 1989. – 160 с.
12. *Городецкий С. Э.* Радиопередающие устройства магистральной радиосвязи / С. Э. Городецкий. – Москва : Связь, 1980. – 176 с.
13. *Воронин В. А.* Шумовые излучения радиопередающих устройств. Чем они опасны / В. А. Воронин // Информост : Радиоэлектроника и телекоммуникации. – 2004. – № 4. – С. 10–12.

14. *Криков Д.С.* Синтезаторы сетки частот в радиоэлектронных системах / Д.С. Криков // Труды МАИ. – 2018. - № 98.
15. *Муравьёв В.В., Тамело А.А., Журавлёв Д.В.* Исследование влияния шумов гетеродина на диодные смесители миллиметрового диапазона / В.В. Муравьёв, А.А. Тамело, Д.В. Журавлёв // Доклады БГУИР. – 2008. - № 3. – с. 39-50.
16. *B. Gold, C. Rader* Digital processing of signals // McGraw-Hill Book Co., New York, 1969. 368 p.
17. *V. F. V.F. Kroupa.* Direct Digital Frequency Synthesizers. // John Wiley & Sons, Ltd. ISBN: 978- 0-7803-3438-0. 1998. 396 p.
18. *Goldberg, Bar-Giora.* Digital frequency synthesis demystified // LLN Technology Publishing, Eagle Rock, VA. ISBN 1-878707-47-7. 1999. 338 p.
19. *Jouko Vankka.* Direct Digital Synthesizers: Theory, Design and Applications : Dissertation for the degree of Doctor of Science in Technology; Helsinki. Helsinki University of Technology (Espoo, Finland). – 2000. 193 p.
20. *Гнусин А. М., Гуревич И. Н., Зарецкий М. М., Паин А. А.* К вопросу об оптимальной системе пассивного цифрового синтеза частот / А. М. Гнусин, И. Н. Гуревич, М. М. Зарецкий, А. А. Паин // Техника средств связи. Сер. ТРС. Вып. 6. 1978, с. 53 - 62.
21. *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.
22. *Никитин Ю. А.* Широкополосный синтез частот с помощью цифровых структур / Ю. А. Никитин // Известия вузов. Серия Приборостроение. – 1990. – № 9. – С. 39–47.
23. *Никитин, Ю. А.* Конечный автомат как элемент цифровой системы синтеза частот / Ю. А. Никитин // X Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, НПФ «САКВОЕЕ» ООО. – 2004. – Т. 1. – С. 526–533.
24. *Гуревич И. Н., Никитин Ю. А.* Методика синтеза оптимального алгоритма управления делителем с дробным коэффициентом деления / И. Н. Гуревич, Ю. А. Никитин // Техника средств связи. Сер. ТРС. – 1978. – № 5. – С. 59–67.
25. *Никитин Ю. А.* Широкополосный синтез частот с помощью делителя с дробно-переменным коэффициентом деления / Ю. А. Никитин // Известия вузов. Серия Приборостроение. – 1989. – № 10. – С. 33–39.
26. *Никитин Ю. А.* Синтез частот широкополосного генератора с помощью накапливающего сумматора / Ю. А. Никитин // Известия вузов. Серия Приборостроение. – 1989. – № 11. – С. 34–39.

27. *Никитин Ю. А.* Уменьшение уровня побочных спектральных составляющих в системах двухуровневого пассивного цифрового синтеза частот: автореф. дис. ...канд. техн. наук; Ленинград : ЛЭИС. – Ленинград, 1987.
28. *Никитин Ю. А.* Управляемые устройства задержки в системах двухуровневого синтеза частот / Ю. А. Никитин // Стабилизация частоты Часть 1. М. : ВИМИ, 1989 С.154-158.
29. *Никитин Ю. А.* Двухуровневый синтез частот с помощью модифицированного конечного автомата / Ю. А. Никитин // Электросвязь. – 1990. – № 5. – С. 33–35.
30. *Гуревич И. Н., Никитин Ю. А.* Управляемые устройства задержки в системах двухуровневого синтеза частот / И. Н. Гуревич, Ю. А. Никитин // Радиотехника. – 1993. – № 10–12. – С. 13–20.
31. *Никитин Ю. А.* Анализ спектра псевдомеандра / Ю. А. Никитин // Электросвязь.1988. №9, с.42-45.
32. *Никитин Ю. А.* Спектры квазиравномерных последовательностей импульсов / Ю. А. Никитин // Радиотехника. – 1989. – № 1. – С. 47–49.
33. *Никитин Ю. А.* Спектры колебаний при пассивном цифровом синтезе частот / Ю. А. Никитин // Радиотехника. – 1990. – № 7. – С. 43–49.
34. *Гордонов А.Н., Никитин Ю.А.* Анализ спектра импульсной последовательности вида квазимеандра / А.Н. Гордонов, Ю.А. Никитин // Техника средств связи. Серия ТРС. 1984, вып.8, с. 63-68.
35. *Никитин Ю.А., Шапиро Д.Н.* Анализ спектра квазимеандра // Сборник научных трудов учебных институтов связи / Ю.А, Никитин, Д.Н. Шапиро // 1986. №127. Л.: ЛЭИС – с. 90-94.
36. *Иванов В. А.* Прямой синтез частот на основе цифровых структур / В. А. Иванов // Радиотехника и электроника. – 1983. – № 9. – С. 1765–1771.
37. *Иванов Д. В., Иванов В. А., Чернов А. А.* Теоретические основы метода прямого цифрового синтеза радиосигналов для цифровых систем связи / Д. В. Иванов, В. А. Иванов, А. А. Чернов // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. 2012. - №1. – С. 3-34.
38. *Львович, А. А., Леготин Н. Н.* Синтез частот на основе формирования квазимеандров / А. А. Львович, Н. Н. Леготин // Электросвязь, 1979, № 8. С. 54 – 57.
39. *Львович А. А., Кузьмин Б. Д.* Квазимеандры / А. А. Львович, Б. Д. Кузьмин // Радиотехника. – 1981. – № 7.

40. *Коданев В. П., Кононов Е. Д.* Характеристики пассивного цифрового синтезатора частот на основе классического цифрового интегратора / В. П. Коданев, Е. Д. Кононов // *Электросвязь*. – 1981. – № 6. – С. 53–56.
41. *Кочемасов В. Н., Фадеев А. Н.* Цифровые вычислительные синтезаторы двухуровневых сигналов с компенсацией фазовых ошибок / В. Н. Кочемасов, А. Н. Фадеев // *Радиотехника*. – 1982. № 10. С. 15 – 19.
42. *Кочемасов В. Н., Раков Н. А.* Цифровой вычислительный синтезатор на основе фазовращателя с коммутацией отсчетов / В. Н. Кочемасов, Н. А. Раков // *Электросвязь*, 1988, № 2, с. 56 – 60.
43. *Кочемасов В., Скок Д., Черкашин А.* Цифровые вычислительные синтезаторы – современные решения Часть 2 / В. Кочемасов, Д. Скок, А. Черкашин // *Электроника: Наука. Технология. Бизнес*. 2014. №4. С. 154-158.
44. *Кочемасов В., Скок Д., Черкашин А.* Цифровые вычислительные синтезаторы – современные решения / В. Кочемасов, Д. Скок, А. Черкашин // *Электроника: Наука. Технология. Бизнес*. 2014. № 2. – С. 150-160.
45. *Седлецкий Г. Л.* Алгоритм управления цифровым синтезатором частоты, основанным на сложении импульсных последовательностей / Г. Л. Седлецкий // *Радиотехника*. – 1984, № 6. С. 34 – 35.
46. *Котов В. С.* Синтезаторы частот, основанные на сложении импульсных последовательностей / В. С. Котов // *Радиотехника*. – 1971. – № 5. – С. 64–68.
47. *Белевитин С. А., Котов В. С., Липатов Ю. В.* Спектры сигналов с функциональной фазовой модуляцией в импульсных синтезаторах частоты / С. А. Белевитин, В. С. Котов, Ю. В. Липатов // *Радиотехника*. – 1973. № 6. С. 17 – 23.
48. *Львович А. А., Кузьмин Б. Д.* Аналитическое выражение для спектров функция Уолша / А. А. Львович, Б. Д. Кузьмин // *Радиотехника*. – 1980. – № 1. – С. 33–39.
49. *Ямпурин Н. П.* Теория и проектирование вычислительных синтезаторов частот : автореф. дис. ...докт. техн. наук; Нижний Новгород : НГТУ. – Нижний Новгород : НГТУ им. Р.Е. Алексеева. – М.: МЭИ, 2001.
50. *Галин А. С.* Диапазонно-кварцевая стабилизация СВЧ / А. С. Галин. – Москва : Связь, 1976. – 256 с.
51. *Алехин Ю. И., Богатырев Ю. К., Ямпурин Н. П.* Теория построения функциональных структур синтеза частот / Ю. И. Алехин, Ю. К. Богатырев, Н. П. Ямпурин // *Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника*. - М., 1978, вып. 4(16), с. 1-7.

52. *Алехин Ю. И., Богатырев Ю. К., Шишов С. Я., Ямпурин Н. П.* Исследование спектра сигнала ЦСЧ с декадным накопительным сумматором в диапазоне частот / Ю. И. Алехин, Ю. К. Богатырев, С. Я. Шишов, Н. П. Ямпурин // *Техника средств связи. Серия РИТ*, 1983, вып.1(47), с. 22-25.
53. *Богатырев Ю. К.* Теория и автоматизированное проектирование систем синтеза частот. Учебное пособие / Ю. К. Богатырев. – Горький : ГПИ, 1989.
54. *Рябов И. В.* Методы и средства цифрового синтеза прецизионных сигналов для аппаратуры дистанционного зондирования ионосферы : автореф. дис. ...докт. техн. наук; Казань : КГТУ. –2006.
55. *Рябов И. В., Юрьев П. М., Толмачев С. Н.* Методы повышения быстродействия цифровых вычислительных синтезаторов / И. В. Рябов, П. М. Юрьев, С. Н. Толмачев // *Радиотехника*. 2013. №9. С. 44-52.
56. *Шишов С. Я.* Быстродействующий делитель частоты с переменным коэффициентом деления / С. Я. Шишов // *Техника средств связи. Серия ТРС*. – 1981. – Вып. 9 (28). – С. 83–88.
57. *Шишов, С. Я., Ямпурин Н. П.* Спектральные характеристики синтезатора частот на основе цифрового накопителя со случайной вариацией емкости / С. Я. Шишов, Н. П. Ямпурин // *Техника средств связи. Серия ТРС*. – 1984. – Вып. 9. – С. 80–84.
58. *Станков В. С., Шишов С. Я.* Новые методы прямого цифрового синтеза частот / В. С. Станков, С. Я. Шишов // *Техника средств связи. Серия ТРС*. 1987. Вып. 3. С. 61 – 66.
59. *Лучков В. Г., Шамшин С. В., Шахгильдян В. В.* Цифровые вычислительные синтезаторы с полной компенсацией фазовых ошибок / В. Г. Лучков, С. В. Шамшин, В. В. Шахгильдян // *Радиотехника*, 1988, № 7. С. 24 – 26.
60. *Ромашов В. В.* Формирование сигналов в ОВЧ- и УВЧ-диапазонах при использовании метода прямого цифрового синтеза частот / В. В. Ромашов, К. К. Храмов // *Радиотехника*. 2007. № 3. С.39-41.
61. *Лагутин С.Г., Митрофанов Д.Г.* Методы повышения спектральной чистоты сигналов в радиолокационных передатчиках / С.Г. Лагутин, Д.Г. Митрофанов // *Радиотехника и электроника*. – 2019. – Т. 64, № 3. – С. 267-274.
62. *Соболев А.С., Петров В.Г.* Синтезаторы частот с низким уровнем фазовых шумов для перспективных РЛС / А.С. Соболев, В.Г. Петров // *Радиотехника*. – 2025. – № 1. – С. 52-59.
63. *Ромашов В. В., Храмов К. К., Докторов А. Н., Якименко К. А., Сочнева Н.А.* Повышение эффективности использования высших зон Найквиста при прямом цифровом

синтезе высокочастотных сигналов / В.В. Ромашов, К.К. Храмов, А.Н. Докторов, К.А. Якименко, Н.А. Сочнева // Радиотехника. 2022. № 5. С.135-144.

64. *Floyd M. Gardner* Phaselock techniques // John Wiley & Sons, Inc. 1966. 182 p.
65. *V. F. Kroupa*. Frequency Synthesis. Theory, Design and Applications. // New York: Wiley, 1973. 295 p.
66. *W. C. Lindsey, M.K. Simon* Phase-locked loops and their application. // IEEE Press, 1978. 431 p.
67. *V. Manassewitsch*. Frequency Synthesizers. Theory and Design // John Wiley & Sons, Ltd., 2d ed, New York, 1980. 608 p.
68. *Stephens D. R.* Phase-locked loops for wireless communications Digital, analog a. optical implementations / By Donald R. Stephens. — 2nd ed. — Boston etc. : Kluwer acad. publ., cop. 2002. — XII, 421 с. ил.; 24. — ISBN 0-7923-7602-1
69. *Chenakin A. V.* Frequency Synthesizers. Concept to Product / Artech House.: Boston, London, 2011. – 218p.
70. *Ulrich L. Rohde, Enrico Rubiola, Jerry C. Whitaker*. Microwave and Wireless Synthesizers: Theory and Design, Second Edition. John Wiley & Sons, Inc. 2021. 795 p.
71. *Момот Е. Г.* Проблема и техника синхронного радиоприема / Е. Г. Момот. – Москва : Государственное издательство литературы по вопросам связи и радио, 1961. – 178 с.
72. *Капранов М. В.* Фильтрация помех при фазовой автоподстройке частоты // НДВШ, серия «Радиотехника и электроника». – 1958. – № 1. – С. 162–175.
73. *Минаев В.И., Саблин В.Н.* Синтезаторы частот для систем с псевдослучайной перестройкой рабочей частоты / Минаев, В.Н. Саблин // Радиотехника и электроника. – 2020. – Т. 65, № 5. – С. 467-474.
74. *Варфоломеев Г.Ф.* Спектр помех дробности в системе фазовой АПЧ с дробным делителем частоты / Г.Ф. Варфоломеев // Техника средств связи. Сер. ТРС. 1978. Вып 10(21). С. 66-71.
75. *Варфоломеев Г. Ф.* О целесообразности применения дробного деления в цифровых синтезаторах частот / Г. Ф. Варфоломеев // Техника средств связи, сер. ТРС. 1979. Вып. 10 (27). — С. 59–65.
76. *Зарецкий М. М., Мовшович М. Е.* Синтезаторы частоты с кольцом фазовой автоподстройки / М. М. Зарецкий, М. Е. Мовшович – Ленинград : Энергия, 1974. – 256 с.
77. *Кулешов В. Н., Удалов Н. Н., Богачев В. М.* Генерирование колебаний и формирование радиосигналов. — М.: МЭИ, 2008. — 416 с. — ISBN 978-5-383-00224-7

78. *Рыжков А. В., Попов В. Н.* Синтезаторы частот в технике радиосвязи / А. В. Рыжков, В. Н. Попов. – Москва : Радио и связь, 1991. – 264 с.
79. *Юзвинский В. И.* Теоретические основы радиотехники. Нелинейные радиотехнические системы. // Л.: Ленинград. ВКИАС, 1956. – 171 с.
80. *Левин В. А., Норкин Г. А.* Радиотехнические системы фильтрации с возвратным гетеродинамированием / В. А. Левин, Г. А. Норкин. – Москва : Сов. Радио, 1979, 272 с.
81. *Тихомиров Н.М., Тихомиров М.Н.* Синтезаторы частот в технике радиосвязи : учебное пособие / Н.М. Тихомиров // ФГБОУ ВПО «Воронежский государственный технический университет». – Воронеж, 2012. 317с.
82. *Шапиро Д. Н., Паин А. А.* Основы теории синтеза частот / Д. Н. Шапиро, А. А. Паин. – Москва : Радио и связь, 1981. – 264 с.
83. *Шахгильдян В. В., Ляховкин А. А.* Системы фазовой автоподстройки частоты. / В. В. Шахгильдян, А. А. Ляховкин. – Москва : Связь. 1972. 448 с.
84. Синтезаторы частот: учебное пособие / Б. И. Шахтарин [и др.]. – Москва : Горячая линия – Телеком, 2007. – 128 с.
85. *Левин В. А., Малиновский В. Н., Романов С. К.* Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки частоты. / В. А. Левин, В. Н. Малиновский, С. К. Романов. – Москва : Радио и связь, 1989. – 232 с.
86. *Поспелов Д.А.* Арифметические основы вычислительных машин дискретного действия. – Москва : Высшая школа, 1970. 308 с.
87. Аperiodические автоматы / под ред. В. И. Варшавского. – Москва : Наука, 1976. – 424 с.
88. *Карцев М. А., Брик В. А.* Вычислительные системы и синхронная арифметика / М. А. Карцев, В. А. Брик. – Москва : Радио и связь, 1981. – 360 с.
89. *Брауэр В.* Введение в теорию конечных автоматов: пер. с нем. / В. Брауэр. – Москва : Радио и связь, 1987. – 392 с.
90. *Филиппов А. Г., Белкин О. С.* Проектирование логических узлов ЭВМ / А. Г. Филиппов, О. С. Белкин. – Москва : Сов. Радио, 1974. – 344 с.
91. *Лазарев В. Г., Пийль Е. И.* Синтез управляющих автоматов / В. Г. Лазарев, Е. И. Пийль. – М : Энергоатомиздат, 1989. – 328 с.
92. *Захаров, Н. Г., Рогов В. Н.* Синтез цифровых автоматов / Н. Г. Захаров, В. Н. Рогов. – Ульяновск : УлГТУ, 2003. – 135 с.

93. *Никитин Ю. А.* Сравнительный обзор современных методов синтеза частот. Методы пассивного цифрового синтеза частот и их классификация / Ю. А. Никитин // Труды НИИР. Сб. статей – М., 2013. – № 3. – С. 9–17.
94. *Никитин Ю. А.* Схемотехника современных микроволновых синтезаторов частот. Часть 1. Общие положения. Пассивный синтез частот: учебное пособие / – Санкт-Петербург : СПбГУТ, 2015. 100 с.
95. *Никитин Ю.А.* Цифроаналоговый синтез частот. Теория и схемотехника: [монография] / Ю. А. Никитин. – Санкт-Петербург : СПб ГУТ, 2018. – 367 с. ISBN 978-5-89160-178-9.
96. Импульсные системы фазовой автоподстройки частоты / В. В. Григорьев [и др.]. – Ленинград. : Энергоатомиздат, 1982. – 88 с.
97. *Леонов Г. А., Селеджи С. М.* Системы фазовой синхронизации в аналоговой и цифровой схемотехнике / Г. А. Леонов, С. М. Селеджи. – Санкт-Петербург : Невский Диалект, 2002. – 112с.
98. *Белов, Л. А.* Формирование стабильных частот и сигналов / Л. А. Белов. – Москва : Академия, 2005. – 224 с.
99. *Ченакин А. В., Горевой А. В.* Практическое построение синтезаторов частот СВЧ диапазона / А. В. Ченакин, А. В. Горевой. – Москва : Горячая линия – Телеком, 2021. – 280с.
100. *Козлов В. И.* Частотный синтез на основе ФАПЧ. Обзор методов синтеза / В. И. Козлов/ — «Издательские решения», 2022. 153с.
101. Формирование прецизионных частот и сигналов: Учеб. пособие / Н. П. Ямпурин [и др.]. – Нижний Новгород : Нижегородский государственный технический университет, 2003. – 187 с.
102. *Могученок Д. Ю.* Совершенствование систем полосовой фильтрации с возвратным гетеродинированием: автореф. дис. ...канд. техн. наук; Санкт-Петербург : СПбГУТ. – Санкт-Петербург, 2011.
103. *Wan Ming, Liao Zhi-xiong, Wei Ping* “Analysis of a self-offset Phase Locked Loop” // Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, Vol. 11, No. 1, February 2013.
104. *Bao Feihong, Guo Wei, Li Zhipeng, Bao Jingfu* “Analysis and measurement of a self-offset Phase-Locked Loop” // Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, Vol. 14, No. 3, January 2016.
105. *M. Karimi-Ghartemani*, “Linear and pseudolinear enhanced phased locked loop (EPLL) structures,” IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 61, no. 3, pp. 1464–1474, 2014.

106. *S. Golestan, J. M. Guerrero, and J. C. Vasquez*, “Three-phase PLLs: A review of recent advances,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 1894–1907, 2017.
107. *S. Reza, F. Sadeque, M. M. Hossain, A. M. Y. M. Ghias, and V. G. Agelidis*, “Three-phase PLL for grid-connected power converters under both amplitude and phase unbalanced conditions,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 11, pp. 8881–8891, 2019.
108. *Козлов, В. И.* Способ цифрового фазового детектирования / В. И. Козлов // *Радиотехника*, 1980, т.35, №4. С.25-29.
109. *Никитин Ю.А.* Теория цифроаналогового синтеза частот с помощью конечных автоматов : [монография] / Ю. А. Никитин. – Санкт-Петербург : СПб ГУТ, 2024. – 342 с. ISBN 978-5-89160-322-6.
110. *Alexander Chenakin, Suresh Ojha, Shyam Nediyanath* “A 26.5 GHz PLL Synthesizer with Low Phase Noise Characteristics” // *Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference*, 5-8 December, 2011.
111. *Поляков А. Е., Кузменков А. С., Стрыгин Л.В.* Синтезаторы частот с ЦВС в тракте обратной связи / А. Е. Поляков, А. С. Кузменков, Л.В. Стрыгин // *Труды МФТИ. Радиотехника и информатика*. 2015, №1. С. 119-131.
112. *Haoyang Dang, Han Yang, Dexuan Kong, Liyu Zan*, "Review of FPGA-Based Digital-to-Time Converters", *2023 IEEE 16th International Conference on Electronic Measurement & Instruments (ICEMI)*, pp.243-252, 2023.
113. *Zhong Gao, Jingchu He, Martin Fritz, Jiang Gong, Yiyu Shen, Zhirui Zong, Peng Chen, Gerd Spalink, Ben Eitel, Morteza S. Alavi, Robert Bogdan Staszewski, Masoud Babaie*, "A Low-Spur Fractional-N PLL Based on a Time-Mode Arithmetic Unit", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.58, no.6, pp.1552-1571, 2023.
114. *H. A. Hamed and M. S. E. Moursi*, “A new type-2 PLL based on unit delay phase angle error compensation during the frequency ramp,” *IEEE Trans. on Power Systems*, vol. 34, no. 4, pp. 3289–3293, 2019.
115. *Сколов А.А., Толстов Е.Ф.* Цифровые синтезаторы частот в системах с высокой спектральной эффективностью / А.А. Сколов, Е.Ф.Толстов // *Радиотехника и электроника*. – 2013. – Т. 58, № 9. – С. 912-919.
116. *Mojtaba Bagheri, Filippo Schembari, Hashem Zare-Hoseini, Robert Bogdan Staszewski, Arokia Nathan*, "Interchannel Mismatch Calibration Techniques for Time-Interleaved SAR ADCs", *IEEE Open Journal of Circuits and Systems*, vol.2, pp.420-433, 2021.

117. *Chunxiao Hu, Yun Yin, Tong Li, Yangzi Liu, Liang Xiong, Hongtao Xu*, "A Fully-Integrated Wideband Digital Polar Transmitter With 11-bit Digital-to-Phase Converter in 40nm CMOS", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.58, no.2, pp.462-473, 2023.
118. *Yan Liu, Haoyuan Gao, Hao Xu, Ping Lu, Na Yan*, "A 10-bit 563-fs Step Constant-Slope Digital-to-Time Converter in 40-nm CMOS With Nonlinearity Cancellation and Range Extension Techniques", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol.71, no.2, pp.526-536, 2024.
119. *Михайлов С.Н., Козлов А.И.* Влияние фазовой нестабильности гетеродина на точность моноимпульсных пеленгаторов / С.Н. Михайлов, А.И. Козлов // Радиотехника. – 2024. – № 8. – С. 33-41.
120. *A. S.-C. Li et al.*, "Differential digital-to-time converter for even-order INL cancellation and supply noise/disturbance rejection," U.S. Patent 11387833, Jul. 12, 2022.
121. *Никитин Ю. А.* Сравнительный обзор современных методов синтеза частот. Методы пассивного аналогового синтеза / Ю. А. Никитин // Труды НИИР. Сб. статей – М., 2013. – № 2. – С. 10–17.
122. Радиопередающие устройства / под ред. Г. А. Зейтленка. – Москва. : Связь, 1969. – 543.
123. *Джиган В.И., Смекалов А.И.* Цифровой синтезатор с прямым вычислением гармонического сигнала / Известия вузов. ЭЛЕКТРОНИКА Том 20 № 6 2015. С. 625-633.
124. *Рабинер Л., Голд Б.* Теория и применение цифровой обработки сигналов / Пер. с англ. под ред. Ю.Н. Александрова / Л. Рабинер, Б. Голд. – Москва : Мир, 1978. – 848 с.
125. *Миц М. Я., Чинков В. Н.* Оптимальный синтез параметров квазисинусоидального сигнала цифровых генераторов / М. Я. Миц, В. Н. Чинков // Метрология, 1982, №9. С. 40 – 47.
126. *Ридико Л.* DDS: прямой цифровой синтез частоты / Л. Ридико // Компоненты и технологии. – 2001. № 7.
127. *Стариков О.* Прямой цифровой синтез частоты и его применение / О. Стариков // Chip News. – 2002. – № 3 (66). – С. 56–64.
128. *Чернышов В.С., Зайцев А.Г.* Методы цифрового формирования сигналов с внутриимпульсной модуляцией / В.С. Чернышов, А.Г. Зайцев // Радиотехника. – 2022. – № 5. – С. 45-53.
129. *Макаренко В.* Синтезаторы частоты прямого цифрового синтеза / В. Макаренко // Электронные компоненты и системы. – 2004. № 2. С. 13 – 18.
130. *Бортников А.Д., Фалько А.И.* Особенности построения синтезаторов частот для бортовых РЛС / А.Д. Бортников, А.И. Фалько // Радиотехника. – 2017. – № 9. – С. 56-63.

131. *Хинчин А. Я.* Цепные дроби / А. Я. Хинчин. – Москва : Наука, 1978. – 112 с.
132. *Гельфонд А. О.* Решение уравнений в целых числах / А. О. Гельфонд. – Москва : Наука, 1978. – 63 с.
133. *Виноградов И. М.* Основы теории чисел / И. М. Виноградов. – Москва. – Ленинград : ГИТТЛ, 1940. – 112 с.
134. *Никитин Ю. А.* Анализ конечного автомата для синтеза частот с помощью функций целочисленного аргумента / Ю. А. Никитин // Известия вузов. Приборостроение. – 2010. – № 5. – С. 25–29.
135. *Никитин Ю. А.* Математическая модель формирования колебаний с использованием методов пассивного цифрового синтеза / Ю. А. Никитин // Известия вузов. Приборостроение. – 2011. – № 9. – С. 52–57.
136. *Никитин Ю.А.* Аналитическое описание квазиравномерной последовательности импульсов первого типа // Труды учебных заведений связи. 2025. Т. 11. № 1. С. 34–43. DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-1-34-43. EDN:OIKCAN
137. *Лейнов М. Л., Качалуба В. С., Рыжков А. В.* Цифровые делители частоты на логических элементах / М. Л. Лейнов, В. С. Качалуба, А. В. Рыжков. – Москва. : Энергия, 1975. – 128 с.
138. *Жук О. Я.* Управляемые делители дробной кратности для цифровых синтезаторов частот / О. Я. Жук // ТСС, сер. ТРС, вып. 10(27), 1979. С. 52-58.
139. *Дингес С., Кочемасов. В.* Делители частоты. Часть 1. Основные сведения о делителях частоты / С. Дингес, В. Кочемасов. // Компоненты и технологии. 2019. №2. С. 6-16.
140. *Лебедева В. М., Никитин, Ю. А., Фотиади Г. М.* Спектр цифрового моногармонического колебания при равномерной дискретизации по фазе / В. М. Лебедева, Ю. А. Никитин, , Г. М. Фотиади // Труды учебных заведений связи. – 1991. – № 152. – С. 100–106.
141. *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 СПбГУТ. 2016. – С.190 – 196.
142. *Никитин Ю.А.* Использование метода сложнопериодической решетчатой функции для нахождения спектра пачки импульсов // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XIII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция; сб. науч. ст. в 4 т. / Под. ред. Р. В. Киричка; сост. А. А. Нестеров. СПб. : СПбГУТ, 2024. Т. 3. С. 595-597.

143. *Градиштейн И. С., Рыжик И. М.* Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений / И. С. Градштейн, И. М. Рыжик. – Москва : Физматгиз, 1971. 1108с.
144. 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.
145. 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.
146. 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.
147. 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.
148. 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.
149. А.с. 629632 (СССР) Синтезатор частот / Гнусин А.М., Гуревич И.Н., Никитин Ю.А., Паин А.А. Заявл. 06.08.76. Оpubл. в БИ №39 1978. МКИ Н 03 К 5/156, Н 03 В 19/00
150. 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.
151. 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.
152. 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.
153. 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.
154. 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.
155. 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.
156. 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 L7/18
157. А.с. 1621170 (СССР) Синтезатор частот / Гуревич И.Н., Никитин Ю.А. Заявл. 08.07.82. Оpubл. в БИ №46 1983. МКИ Н 03 L7/18
158. А.с. 1061235 (СССР) Цифровой синтезатор частот прямого действия / Гуревич И.Н., Никитин Ю.А. Заявл. 19.01.89. Оpubл. в БИ №2 1991. МКИ Н 03 L7/18

159. *Никитин Ю.А.* Математическая модель формирования колебаний с периодической огибающей / Ю. А. Никитин // Труды НИИР: сб. ст. – М.: НИИР. 1999. С.78-79.
160. *Никитин, Ю.А.* Анализ механизмов образования помех на выходе многоуровневого конечного автомата / Ю. А. Никитин // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 3. С. 52-59.
161. *Никитин Ю.А.* Цифровые элементы синтезаторов частот: учебное пособие / Ю.А. Никитин // СПбГУТ. – Санкт-Петербург, 2024. 99 с.
162. *Никитин Ю. А.* Определение требований к элементам системы двухуровневого пассивного цифрового синтеза частот / Ю. А. Никитин // Техника средств связи. Серия ТРС. – 1981. – Вып. 6. – С. 82–89.
163. *Michael Peter Kennedy, Xu Lu, Xu Wang,* "Insights Into Architectural Spurs in High-Performance Fractional-N Frequency Synthesizers", *IEEE Open Journal of the Solid-State Circuits Society*, vol.4, pp.238-251, 2024.
164. *Gaofeng Jin, Fei Feng, Wen Chen, Yiyang Shu, Xun Luo, Xiang Gao,* "A Fractional-N Sampling PLL With a Merged Constant-Slope DTC and Sampling PD", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol.59, no.8, pp.2407-2417, 2024.
165. *Ратнер В.Д., Окунев Ю.Б.* Цифровые синтезаторы в системах формирования радиолокационных сигналов / В.Д. Ратнер, Ю.Б. Окунев // Радиотехника. – 2011. – № 3. – С. 19-26.
166. *Никитин Ю. А.* Снижение уровня помех на выходе двухуровневого пассивного цифрового синтезатора / Ю. А. Никитин // Известия вузов. Серия Приборостроение. – 2017. – № 6. – С. 519–528.
167. *Мовшевич Б. З.* Программируемая задержка наносекундного диапазона / Б. З. Мовшевич // Приборы и техника эксперимента. – 1980. № 2.
168. *Никитин Ю. А.* Система двухуровневого пассивного цифрового синтеза с управляемым устройством задержки / Ю. А. Никитин // Техника средств связи. Серия ТРС. – 1981. – Вып. 5. – С. 88–95.
169. *Никитин Ю.А.* Схемотехника управляемых устройств задержки наносекундного диапазона : учебное пособие / Ю.А. Никитин : СПбГУТ. – Санкт-Петербург. 2022. – 52с.
170. *Важенина З. П., Волкова Н. Н., Чадович И. И.* Методы и схемы временной задержки импульсного сигнала. Под ред. З. П. Важениной / З. П. Важенина, Н. Н. Волкова, И. И. Чадович. – Москва : Советское радио. 1971. 288 с.
171. *Мелешко Е. А.* Интегральные схемы в наносекундной ядерной электронике / Е. А. Мелешко. – изд. 2-е. доп. – Москва : Атомиздат, 1978. – 216с.

172. Nicolò Zugno, Andrea Bevilacqua, "Analysis of a Split-Constant-Slope Digital-to-Time Converter Topology", 2024 19th Conference on Ph.D Research in Microelectronics and Electronics (PRIME), pp.1-4, 2024.

173. Poki Chen. FPGA Vernier Digital-to-Analog Converter With 1,58pS Resolution and 59,3 Minutes Operating Range / Poki Chen, Po-Yu-Chen, Juan Lal, Yu-Jin-Chen // IEEE Transactions on Circuits and Systems. – Vol. 59. - №6. – 2010/ - p. 1134-1142.

174. Haiyue Yan, Yan Ye, Wenjia Li, Xuefei Bai, "A 0.05–1.5-GHz PVT-Insensitive Digital-to-Time Converter for QKD Applications", *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, vol.33, no.1, pp.35-46, 2025.

175. Лобанов Б.С., Иванцов О.В. Влияние шумов квантования в цифровых синтезаторах на структуру зондирующего сигнала / Б.С. Лобанов, О.В. Иванцов // Радиотехника. – 2010. – № 8. – С. 54-61.

176. Xu Wang, Michael Peter Kennedy, "Analysis and Mitigation of Excess Phase Noise and Spurs in Digital-to-Time-Converter-Enhanced Fractional- N Frequency Synthesizers", *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol.72, no.3, pp.1042-1055, 2025.

177. Wanghua Wu, "Digital-to-Time Converter and Its Application to Fractional-N Frequency Synthesis: Circuits from a Systems Perspective", *IEEE Solid-State Circuits Magazine*, vol.17, no.1, pp.52-68, 2025.

178. Гуревич И. Н., Никитин Ю. А. Синтез сетки частот с произвольным шагом / И. Н. Гуревич, Ю. А. Никитин // Радиотехника. – 1992. – № 4. – С. 53–58.

179. System Ready, 20-Bit, ± 2 LSB INL, Voltage Output DAC Data Sheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа : www.analog.com

180. 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.

181. 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.

182. Patent No.: US 11,689,212 B2 (USA) Method of vernier digital-to-analog conversion / Yury Alexandrovich Nikitin, Prior Publication Data Jun. 23, 2022.

183. Patent No.: US 11,736,117 B2 (USA) Method of vernier digital-to-analog conversion / Yury Alexandrovich Nikitin, Prior Publication Data Nov. 10, 2022.

184. *Никитин Ю.А.* Моделирование параллельного нониусного цифроаналогового преобразователя первого типа // Труды учебных заведений связи. 2025. Т. 11. № 4. С. 7–16. DOI:10.31854/1813-324X-2025-11-4-7-16. EDN:BAUBXX
185. *Никитин Ю.А.* Построение широкополосных синтезированных генераторов с уменьшенным уровнем шумов // Инфокоммуникационные технологии: актуальные вопросы цифровой экономики. III Международная научно-практическая конференция; Сб. науч. ст. в 1 т. / Под ред. Шувалова В.П.; Сост.: М.П. Карачарова. УрТИСИ СибГУТИ, 2023. – 227 с.
186. [datasheet/MC100EP195-D.pdf](#). [Электронный ресурс]. – Режим доступа : www.onsemi.com
187. [data-heets/HMC856.pdf](#). [Электронный ресурс]. – Режим доступа : www.analog.com
188. [data-heets/HMC988.pdf](#). [Электронный ресурс]. – Режим доступа : www.analog.com
189. [data-heets/CDLD_E_Rev30.pdf](#). [Электронный ресурс]. – Режим доступа : www.elmectech.com
190. *Важенина З. П., Пудриков Э. В.* Транзисторные генераторы импульсов миллисекундного диапазона / Важенина, Э. В. Пудриков. – Москва. : Советское радио, 1974. 120 с.
191. *Яковлев В. Н.* Импульсные генераторы на транзисторах / В. Н. Яковлев. – Киев : Техника. 1968.
192. *Доронкин Е. Ф., Воскресенский В. В.* Транзисторные генераторы импульсов / Е. Ф. Доронкин, В. В. Воскресенский. – Москва : Связь. 1968.
193. *Файзулаев Б.Н.* Переходные процессы в транзисторных каскадах / Б.Н. Файзулаев. – Москва : Связь. 1968. 248 с.
194. *Никитин Ю. А.* Влияние нелинейности модифицированного конечного автомата на временную нестабильность формируемого колебания / Ю. А. Никитин // Известия вузов. Приборостроение. 1991. №5, с.28-33.
195. *Никитин Ю.А.* Формирование линейно изменяющегося напряжения в субмикросекундном диапазоне / Ю. А. Никитин // Сборник научных трудов учебных институтов связи. – 1990. №150. Л.: ЛЭИС – с. 77-82.
196. *Никитин Ю.А.* Генератор пилообразного напряжения наносекундного диапазона / Ю. А. Никитин // V Всесоюзный симпозиум «Нано- и пикосекундная техника и ее применение в радиоизмерениях». – Горький, 1983. С. 34-35.
197. *Никитин Ю.А.* Температурная стабильность транзисторных генераторов тока / Ю. А. Никитин // Сборник научных трудов учебных заведений связи. – 1990. №151. – С. 151-158.

198. А.с. 1095440 (СССР) Фазовый манипулятор / Артамонов А.А., Большаков С.В., Гуревич И.Н., Никитин Ю.А. Заявл. 06.01.83. Опубл. в БИ №20 1984. МКИ Н 04 L 27/20.
199. Артамонов А.А., Гуревич И.Н., Никитин Ю.А. Формирование дискретных радиосигналов методами пассивного цифрового синтеза частот / А.А. Артамонов, И.Н. Гуревич, Ю.А. Никитин // Сборник научных трудов учебных институтов связи. – 1990. №150. Л : ЛЭИС – с. 126-133.
200. Никитин Ю. А. Схемотехника современных микроволновых синтезаторов частот. Часть 2. Активный синтез частот: учебное пособие / СПбГУТ. – СПб., 2015. 95с.
201. Кузменков А. С., Поляков А. Е., Стрыгин Л. В. Обзорный анализ современных архитектур синтезаторов частоты с ФАПЧ // Труды МФТИ. Радиотехника и телекоммуникации. 2013, №3. С. 121-133.
202. Дмитриев П.П. Быстродействующие синтезаторы для частотно-адаптивных РЛС / П.П. Дмитриев // Радиотехника. – 2023. – № 12. – С. 74-82.
203. Neofytou, M., Doris, K., Ganzerli, M., Lont, M., & Radulov, G. I. A 76-to-81GHz Direct-Digital 7b 14GS/s Double-Balanced I/Q Mixing-DAC Radar-Waveform Synthesizer. In 2024 IEEE International Solid-State Circuits Conference (ISSCC), pp. 530-532. San Francisco: IEEE.
204. 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.
205. Поляков А.Е., Стрыгин Л.В., Бобкович П.И. Влияние аддитивных составляющих на фазовые шумы делителя частоты в составе цифрового синтезатора частот / А.Е. Поляков, Л.В. Стрыгин, П.И. Бобкович // Труды МФТИ. 2009. №2. С 107-120.
206. Гуревич И. Н., Никитин Ю. А. Уровень помех в кольце ИФАП с дробным коэффициентом деления / И. Н. Гуревич, Ю. А. Никитин // Техника средств связи. Сер. ТРС. – 1981. – № 6. – С. 27–33.
207. Аничкова Л. К., Гуревич И. Н. Расчет уровня помеховых составляющих в системе ИФАПЧ с ДДПКД / Л. К. Аничкова, И. Н. Гуревич // Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРС. – 1974. № 6.
208. 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.
209. Z. Gao et al., “A low-spur fractional-N PLL based on a time-mode arithmetic unit,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 58, no. 6, pp. 1552–1571, Jun. 2023.

210. *Никитин Ю. А.* Частотный метод анализа синтезаторной системы импульсно-фазовой автоподстройки частоты / Ю. А. Никитин // Современная электроника. – 2007. – № 4, 5, 6, 8, 9. – 2008. – № 1.
211. *Артым А. Д., Трифонов С. В.* Частотные методы анализа и синтеза систем ФАП / А. Д. Артым, С. В. Трифонов. – Москва : Связь, 1976. – 160 с.
212. *Кузовков Н. Т.* Теория автоматического регулирования, основанная на частотных методах / Н. Т. Кузовков. – Москва : Оборонгиз, 1960. – 447 с.
213. *Куропаткин П. В.* Теория автоматического управления / П. В. Куропаткин. – Москва : Высшая школа, 1973. – 528 с.
214. *Макаров И. М., Менский Б. М.* Линейные автоматические системы / И. М. Макаров, Б. М. Менский // Москва. : Машиностроение, 1977. – 464 с.
215. *Джури Д.* Импульсные системы автоматического регулирования / Д. Джури // Москва. : Физматгиз, 1963. – 456 с.
216. *Макаров А. К.* Исследование фильтрующих свойств импульсной ФАПЧ // Радиотехника. – 1975. – № 8. – С. 37–45.
217. *Резвая И. В.* Исследование и разработка синтезатора частот с частотно-фазовым управлением. Дисс. на соискание учёной степени канд. техн. наук. / М. : МТУСИ, 1997. – 242 с.
218. *Storch, R., & Musch, T.* Synthesis Concepts of Signals With High Spectral Purity for the Use in Impulse Radar Systems. // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2015. 64(9), p,2574-2582.
219. *Xiangjun Quan, Qinran Hu, Xiaobo Dou, Zaijun Wu, Wei Li* «High-Order Frequency-Locked Loop: General Modeling and Design», IEEE transactions on industrial electronics, vol. 68, no. 12, pp. 12626-12635, 2021.
220. *C. M. Hackl and M. Landerer*, “Modified second-order generalized integrators with modified frequency locked loop for fast harmonics estimation of distorted single-phase signals,” IEEE Trans. Power Electron., vol. 35, no. 3, pp. 3298–3309, Mar. 2020.
221. *Jean-Michel Akre, Jerome Juillard, Dimitri Galayko, Eric Colinet.* / Synchronization Analysis of Networks of Self-sampled All-Digital Phase-Locked Loops. // IEEE Transactions on Circuits and Systems Part 1 Fundamental Theory and Applications, Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE), 2012, 59 (4), pp.708-720.
222. *Feng Lin* / Research and design of low jitter, wide locking-range all-digital phase-locked and delay-locked loops // Presented in Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Doctor of Philosophy with a Major in Electrical Engineering in the College of Graduate Studies University of Idaho/ 2000/ - p. 140.

223. *Jingcheng Zhuang, Robert Bogdan Staszewski / All-Digital RF Phase-Locked Loops Exploiting Phase Prediction // UPSJ Transactions on System LSI Design Methodology.7 vol. 2015, pp.1-15.*
224. *D. Yang et al., “A harmonic-mixing PLL architecture for millimeter wave application,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 57, no. 12, pp. 3552–3566, Dec. 2022.*
225. *Леньшин А. В., Тихомиров Н. М., Романов С. К., Тихомиров М. Н. Адаптивная компенсация помех дробности в синтезаторах с фазовой автоподстройкой частоты / А. В. Леньшин, Н. М. Тихомиров, С. К. Романов, М. Н. Тихомиров // Радиотехника. 2012. № 5. С. 74-78.*
226. *V. Mazzaro and M. P. Kennedy, “Spur immunity in MASH-based fractional-N CP-PLLs with polynomial nonlinearities,” IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, vol. 68, no. 6, pp. 2295–2306, Jun. 2021.*
227. *Печенин Е. А. Разработка цифровых синтезаторов частот с двухточечной угловой модуляцией с дополнительным делителем частоты в опорном канале: : автореф. дис. ...канд. техн. наук; Воронеж. : Воронежский институт МВД. – Воронеж, 2004.*
228. *S. M. Dartizio et al., “A fractional-N bang-bang PLL based on type II gear shifting and adaptive frequency switching achieving 68.6 fs rms-total-integrated-jitter and 1.56 μ s-locking-time,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 57, no. 12, pp. 3538–3551, Dec. 2022.*
229. *Козлов В. И. Об одном методе частотного синтеза / В. И. Козлов // Электросвязь. – 2022. - № 11. С. 60-62.*
230. *Z. Wang and P. R. Kinget, “A very high linearity twin phase interpolator with a low-noise and wideband delta quadrature DLL for high-speed data link clocking,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 58, no. 4, pp. 1172–1184, Apr. 2023.*
231. *Добычина Е. М. Фазовые шумы синтезаторов частот / Е. М. Добычина // Вестник МАИ. Электроника, радиотехника, связь. 2009. – № 3. С.69 – 76.*
232. *W. Wu et al., “A 14-nm ultra-low jitter fractional-N PLL using a DTC range reduction technique and a reconfigurable dual-core VCO,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 56, no. 12, pp. 3756–3767, Dec. 2021.*
233. *Макаренко В. Фазо-цифровые и частотно-цифровые синтезаторы частоты, часть 1 / В. Макаренко // ЭКиС. 2012. №11. С. 24-30.*
234. *Головин О.В., Прохоренко В.П. Фазовая автоподстройка частоты в приемных трактах РЛС с цифровой обработкой сигналов / О.В. Головин, В.П. Прохоренко // Радиотехника и электроника. – 2012. – Т. 57, № 4. – С. 401-408.*

235. *Шахтарин Б.И., Федотов А.А.* Анализ синтезаторов частот с петлей ФАП / Б.И. Шахтарин, А.А. Федотов // Вестник МГТУ им. Баумана. Серия Приборостроение. 2014, №2. С. 53-62.
236. *Ченакин А. В., Кочемасов В. Н.* Архитектурные решения в проектировании синтезаторов частот СВЧ с фазовой автоподстройкой частоты / А. В. Ченакин, В. Н. Кочемасов // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. №10. С. 17-25.
237. *Захаров П.Н., Королев А.Ф.* Влияние кратковременной нестабильности частоты на обнаружение малоконтрастных целей / П.Н. Захаров, А.Ф. Королев // Радиотехника и электроника. – 2021. – Т. 66, № 11. – С. 1056-1063.
238. *B. Liu et al.*, “A fully synthesizable fractional-N MDLL with zero-order interpolation-based DTC nonlinearity calibration and two-step hybrid phase offset calibration,” IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers, vol. 68, no. 2, pp. 603–616, Feb. 2021.
239. *C. Hwang, H. Park, Y. Lee, T. Seong, and J. Choi*, “A low-jitter and low-fractional-spur ring-DCO-based fractional-N digital PLL using a DTC’s second-/third-order nonlinearity cancellation and a probability density-shaping M,” IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 57, no. 9, pp. 2841–2855, Sep. 2022.
240. *Аничкова Л. К., Гуревич И. Н., Никитин Ю. А.* Синтезатор частот на основе кольца импульсной ФАПЧ и делителя с дробно-переменным коэффициентом деления / Л. К. Аничкова, И. Н. Гуревич, Ю. А. Никитин // Радиотехника. – 1981. – № 5. – С. 44–49.
241. *Beltchicov S., Dzisiak A., Guletskiy I.* A Low Phase Noise Octave Band Synthesizer Using an X-Band Frequency Reference / S. Beltchicov, A. Dzisiak, I. Guletskiy // Microwave journal. – 2014. № 5. P. 104-112.
242. *Kozak M., Kale I.* A Pipelined Noise Shaping Coder for Fractional-N Frequency Synthesis / M. Kozak, I. Kale // IEEE Transactions on instrumentation and measurement, VOL. 50, NO. 5, 2001 p. 1154-1161.
243. Data Sheet/ AD4630-24/AD4632-24 [Электронный ресурс]. – Режим доступа : www.analog.com
244. Data Sheet/ LMX2595 [Электронный ресурс]. – Режим доступа : www.qeeniu.net
245. *Sadowski B.* A Self-offset Phase-locked Loop / B. Sadowski // Microwave Journal. – 2008. – Vol. 51. – № 4. – P. 116–124.
246. *Никитин Ю. А.* Моделирование цифрового однополосного преобразования частоты в тракте приведения умножающего кольца ИФАП / Ю. А. Никитин // Известия вузов России. Серия Радиоэлектроника. – 2014. – № 1. – С. 16–21.

247. *Никитин, Ю. А.* Построение тракта приведения активного синтезатора частот / Ю. А. Никитин // Известия вузов. Серия Приборостроение. – 2012. – № 3. – С. 19–26.
248. *Заездный А. М.* Гармонический синтез в радиотехнике и электросвязи / А. М. Заездный. – Ленинград. : Энергия, 1972. – 528 с.
249. 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
250. *Никитин Ю. А.* Элементная база фазовой автоподстройки: системный подход / Ю. А. Никитин // Современная электроника. – 2008. – № 6. С. 28–33.
251. *Якименко К. А.* Исследование шумовых характеристик гибридных синтезаторов частот на основе прямого аналогового и и прямого цифрового синтеза / К. А. Якименко // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2017. Вып.19. с. 9 – 15.
252. *Молчанов Е. Г., Очков Д. С., Силаев Е. А., Формальный И. С.* Результаты экспериментальных исследований фазовых шумов сигналов гетеродинов когерентной РЛС / Е. Г. Молчанов, Д. С. Очков, Е. А. Силаев, И. С. Формальный // Радиотехника. 2008. №4. С. 54-56.
253. *Григорьев И. А.* Оценка влияния фазовых шумов гетеродинных сигналов на динамические и технико-тактические характеристики когерентных доплеровских РЛС / И. А. Григорьев // Радиотехника. 2012. Радиолокация и связь. № 14. С. 54-64.
254. *Григорьев И. А.* Методы минимизации фазовых шумов в гибридном синтезаторе частот *Ku*- диапазона с режимом быстрой перестройки частоты / И. А. Григорьев // Радиотехника. № 4 Радиолокация и связь. № 13. С. 105-115.
255. *Бельчиков С. А.* Фазовый шум: как спуститься ниже -120 дБн/Гц на отстройке 10 кГц в диапазоне частот до 14 ГГц, или борьба за децибелы / С. А. Бельчиков // Компоненты и технологии. – 2009. № 5. С. 139-146.
256. *Болденков Е. Н., Шатилов А. Ю.* Влияние фазовых шумов несущей частоты сигналов СРНС ГЛОНАСС и GPS на чувствительность и помехоустойчивость системы ФАП / Е. Н. Болденков, А. Ю. Шатилов // Радиотехника. 2009. № 7. С. 116-120.
257. *Бакланов И. Г., Лебедев А. Г., Сондак С. Ю.* Несколько серьезных слов о джиттере / И. Г. Бакланов, А. Г. Лебедев, С. Ю. Сондак // Метрология и измерительная техника в отрасли связи. – 2005. - №2.
258. *Майк Пенг Ли* Джиттер, шум и целостность сигнала в высокоскоростных системах коммутации / Пенг Ли Майк // Электронные компоненты. – 2009. - №10. – С. 81 – 85.
259. *Костров В. В., Храмов К. К.* Характеристики джиттера и фазового шума при делении частоты автогенераторов / В. В. Костров, К. К. Храмов // Радиотехника. – 2008. – № 9. С.87 – 90.

260. *Гомозов А.В., Горев А.П.* Фазовые шумы синтезаторов частот и их влияние на потенциальную точность радиолокационных измерений / А.В. Гомозов, А.П. Горев // Радиотехника и электроника. – 2023. – Т. 68, № 8. – С. 745-752.

261. *Никитин Ю.А.* Когерентные колебания на выходе синтезатора частоты // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XIII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция; сб. науч. ст. в 4 т. / Под. ред. Р. В. Киричка; сост. А. А. Нестеров. СПб. : СПбГУТ, 2024. Т. 3. С. 598-600.

262. *Никитин Ю. А.* Уменьшение уровня дискретных помех в синтезаторных кольцах ИФАП // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. V Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сборник научных статей в 4 т. / Т.2. СПб: Изд-во СПбГУТ. 2022. – С.655 – 660.

263. *Никитин Ю. А.* Моделирование цифровых преобразований при когерентном синтезе частот с помощью логических элементов // 65-я научно-техническая конференция профессорско-преподавательского состава, научных работников и аспирантов (НТК ППС 2025); сб. науч. ст.: в 3 т. / Под. ред. А. В. Рабина; сост. И. М. Татарникова: СПб.: СПбГУТ, 2025. Т. 2. СПб: Изд-во СПбГУТ. 2025. – С.171 – 176.

264. *Баранова Д. С., Никитин Ю. А., Таран В. Ф., Юрова В. А.* Реализация дробности в делителях с дробно-переменным коэффициентом деления // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция; сб. науч. ст. в 4 т. / Под. ред. С. И. Макаренко; сост. В. С. Елагин, Е. А. Аникевич. СПб. : СПбГУТ, 2023. Т. 3. СПб: Изд-во СПбГУТ. 2022. – С.564 – 569.

265. *Никитин Ю. А.* Аналитическое описание колебаний, формируемых на выходе синтезаторов частоты // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция; сб. науч. ст. в 4 т. / Под. ред. С. И. Макаренко; сост. В. С. Елагин, Е. А. Аникевич. СПб. : СПбГУТ, 2023. Т. 3. СПб: Изд-во СПбГУТ. 2022. – С.680 – 685.

266. *Терентьев А.В., Силаев Н.В.* Компенсация нестабильности опорного генератора в когерентных РЛС с цифровой обработкой / А.В. Терентьев, Н.В. Силаев // Радиотехника и электроника. – 2022. – Т. 67, № 4. – С. 321-328.

267. *Никитин Ю. А.* Аналитическое описание колебаний, формируемых на выходе синтезаторов частоты // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. XII Международная научно-техническая и научно-методическая конференция; сб. науч. ст. в 4 т. / Под. ред. С. И. Макаренко; сост. В. С. Елагин, Е. А. Аникевич. СПб. : СПбГУТ, 2023. Т. 3. СПб: Изд-во СПбГУТ. 2022. – С.680 – 685.

268. *Surjadeep Sarkar, Ujjwal Maulik, Baidyanath Biswas* A New Digital Phase Lock Loop Using Fuzzy Controlled Discrete Energy Separation Algorithm / Sarkar Surjadeep, Maulik Ujjwal, Biswas Baidyanath // International Journal of electronics & communication technology. Vol. 5. 2014. p.46-49.
269. *Dragan Jovcic* Phase Locked Loop System for FACTS / Jovcic Dragan // IEEE transactions on power systems, vol. 18, №. 3. 2003. p.1116-1124.
270. *M. Nandi* Optimization of Zero Crossing Digital Phase- Locked Loop Performance in Carrier Synchronization System / Nandi M. // International Journal of Electronics and Communication Engineering. ISSN 0974-2166 Volume 9, Number 1. 2016, pp. 77-85.
271. А.с. 951745 (СССР) Частотный манипулятор / Большаков С.В, Никитин Ю.А. Заявл. 05.01.81. Оpubл. в БИ №30 1982. МКИ Н 04 L 27/10.
272. *Пестриков Д. В.* Лекции по когерентным колебаниям Учеб. пособие / Д. В. Пестриков // Ч. 1 и 2 / Новосиб. ун-т. Новосибирск, 1996. 175с.
273. Ультрапрецизионный малозумящий кварцевый генератор с двойным термостатированием ГК-336-ТС Data Sheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа : www.morion.com.ru
274. Прецизионный малозумящий кварцевый генератор ГК-200-ТС Data Sheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа : www.morion.com.ru
275. Миниатюрный высокочастотный прецизионный малозумящий кварцевый генератор с двойным термостатированием ГК-334-ТК-100М Data Sheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа : www.morion.com.ru
276. Высокочастотный малогабаритный кварцевый генератор, управляемый напряжением ГК217-УН-100М Data Sheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа : www.morion.com.ru
277. Voltage controlled oscillator DCMO190410-5 Data Sheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа : www.synergymicrowave.com
278. AD4630-24/AD4632-24 Data Sheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа : www.analog.com
279. Frequency synthesizer ADF4350 Data Sheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа : www.analog.com
280. Frequency synthesizer LMX2592 Data Sheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://components.ru/product/2530583/>

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

282. Блинов И.Ю., Бандура А.С., Батура А.С., Белов Л.Я., Дружин В.Е., Крупская А.В., Скобелин А.А., Тюляков А.Е. Система единого времени российской федерации – преодоление новых вызовов / И.Ю. Блинов, А.С. Бандура, А.С. Батура, Л.Я. Белов, В.Е. Дружин, А.В. Крупская, А.А. Скобелин, А.Е. Тюляков // Радионавигация и время: труды СЗРЦ концерна ВКО «АЛМАЗ – АНТЕЙ» №10 (18) – 2022: труды северо-западного регионального центра концерна ВКО «АЛМАЗ – АНТЕЙ». – СПб.: Балтийская печать, 2022. – с. 8-20.

283. *Romashov V. V., Yakimenko K. A., Doktorov A. N.* Wideband high-speed DAC-based frequency synthesizer / V. V. Romashov, K. A. Yakimenko, A. N. Doktorov // Journal of Physics: Conference Series. 2022 J. Phys.: Conf. Ser. 2388 012114 p. 1-4. doi:10.1088/1742-6596/2388/1/012114

284. *BAO Feihong, GUO Wei, LI Zhipeng, BAO Jingfu* Analysis and measurement of a self-offset Phase-Locked Loop // Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology. 2016. Vol. 14, No. 3. p.421-425.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1. Термины и определения

Система синтеза частот формирует на своем выходе одну из счетного множества частот $f_{\text{вых}} = QF_s$ (Q – натуральное число) с шагом сетки F_s в интервале значений $f_{\text{макс}} \dots f_{\text{мин}}$ заданного диапазона; этому множеству принадлежит также и частота опорного колебания $f_{\text{оп}}$:

$$f_{\text{вых}} \in \{(f_{\text{макс}} \dots f_{\text{мин}}) \cap (n \times F_s) \cap f_{\text{оп}}\}.$$

Совокупность номинальных значений частот, которые могут быть получены на выходе ССЧ и отстоят друг от друга на заданный равномерный интервал F_s , называют сеткой частот. Интервал между соседними номинальными значениями частоты, входящими в сетку частот, называют шагом (*step*) сетки F_s [5].

Обязательным нормируемым параметром является нестабильность частоты синтезируемого колебания, т. е. отклонение частоты от ее номинального значения вследствие воздействия неблагоприятных факторов – температуры, механических и электрических воздействий и, наконец, времени.

В синтезаторах когерентного синтеза [272] долговременную нестабильность частоты выходного колебания полностью определяет долговременная нестабильность опорного (задающего) колебания. Количественно нестабильность задают в относительном виде (относительно частоты опорного колебания) и на определенном интервале времени – например, нестабильность через m минут или n часов после включения, или нестабильность за сутки, месяц, год.

Как правило, определяют относительную нестабильность в миллионных ($*10^{-6}$ или *ppm – part per million*) или миллиардных ($*10^{-9}$ или *ppb – part per billion*) долях номинального значения частоты. Кроме того, в ряде применений нормируют величину нестабильности фазы выходного колебания, также указывая при этом время нормировки. Последнее требование характерно для сетей синхронного радиовещания [11].

В современных синтезаторах, кроме номинального уровня выходного колебания U_0 [дБм], нормируют также диапазон выходных частот $f_{\text{макс}} \dots f_{\text{мин}}$, шаг сетки F_s , а также время переключения с частоты на частоту (указывая при этом величину частотной ошибки в долях F_s , и/или величину фазовой ошибки – в радианах или градусах).

Отметим, что используемый далее термин «моногармоническое колебание» является полезной абстракцией – такое колебание можно получить лишь на бесконечном временном промежутке. Любое реальное колебание лишь приближается к моногармоническому с той или иной степенью точности.

Колебание на выходе любого реального устройства, в том числе и устройства синтеза частот, является квазигармоническим. Квазигармоническое колебание отличается от моногармонического колебания той же номинальной частоты некоторым малым непостоянством амплитуды и мгновенной фазы, т. е. текущей частоты и фазы [82].

Шумы в «ближней» зоне отстройки от выходного (несущего) колебания – шумовых побочных спектральных составляющих (ПСС) и дискретных ПСС (ДПСС) обязаны своим появлением используемым методам синтеза, идеологии построения (структуре) ССЧ, схемотехнике и качеству выполнения его узлов.

Поэтому важными параметрами выходного квазигармонического колебания ССЧ являются показатели его отклонения от моногармонического колебания. Эти отклонения характеризуют в частотной области с помощью двух параметров – относительного (относительно амплитуды выходного – несущего – колебания) уровня шумовых (ПСС) и дискретных (ДПСС) побочных спектральных составляющих в логарифмическом масштабе (децибелы относительно несущей – дБн, dBc) [78].

Во временной области неидеальность колебания характеризуют величиной джиттера (*jitter* – дрожь) в абсолютных цифрах [фемтосекундах] – флуктуациями (дрожанием) перепадов синтезируемого колебания в заданной полосе анализа и при определенной отстройке от выходного колебания. Возможен взаимный пересчет джиттера и уровня ПСС [257-259].

Шумовые ПСС, что следует из их названия, появляются вследствие воздействия тепловых флуктуаций тока (напряжения), дробовых и фликкерных шумов электронных приборов, помех по цепям питания, воздействия внешних электромагнитных полей, механических ударов и вибраций. Их относительный уровень оценивают, как правило, в полосе 1 Гц при заданной отстройке Δf от выходного колебания и выражают в [дБн] или [dBc] – децибелах относительно несущей (*carrier*).

Дискретные ПСС обязаны своим появлением процессам, сопровождающим синтез частот. При синтезе частот с помощью алгебраического сложения исходных колебаний в смесителях – это комбинационные составляющие вида $nf_c \pm mf_T$, где n, m – числа натурального ряда, а полезной компонентой спектра является разностная $f_c - f_T$ или суммарная $f_c + f_T$ частота; при активном синтезе частот – это гармоники частоты шага сетки F_s , гармоники $f_{\text{вых}}$ и т. д. Их также выражают в [дБн].

В системах связи уровни ПСС и ДПСС – важнейшие параметры. Внутри полосы частот, занимаемой информационным сигналом, они определяют достоверность его передачи; вне информационной полосы уровни ПСС и ДПСС определяют интенсивность внеполосного излучения, т. е. электромагнитную совместимость (ЭМС) радиоэлектронных средств (РЭС).

Кроме того, указывают общетехнические параметры синтезатора: условия эксплуатации, в том числе внешние воздействующие факторы, потребляемую мощность (с разбивкой по напряжениям питания), габариты, вес, типы ВЧ и НЧ разъемов, протоколы обмена данными (управления) и т.д.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2. Методика расчета двухуровневого пассивного цифрового синтезатора частоты

Исходные данные для расчета:

- частота опорного колебания $f_{\text{опВЧ}}$;
- шаг сетки частот F_s ;
- диапазон синтезируемых частот $f_{\text{макс}} \dots f_{\text{мин}}$;
- уровень дискретных побочных спектральных составляющих $d_{\text{дпсс}}$.

Проектирование оптимального конечного автомата будем проводить поэтапно.

1. Оцениваем наихудшее значение уровня ДПСС на выходе КА:

$$d_{\text{ка}} \leq 20 \lg \frac{f_{\text{опВЧ}}}{f_{\text{макс}}}, \text{ дБн.} \quad (\text{П.1})$$

2. Определяем требуемый коэффициент нелинейности УУЗ:

$$d_{\text{ууз}} \geq d_{\text{дпсс}} - d_{\text{ка}}, \quad (\text{П.2})$$

где $d_{\text{ууз}} = 20 \lg \delta_s$.

3. Находим число n двоичных разрядов устройства деления кодов (УДК), необходимых для правильного управления УУЗ в диапазоне синтезируемых частот

$$n \geq 1 + \left\lceil \left[d_{\text{ууз}} / 6 \right] \right\rceil \quad (\text{П.3})$$

и формулируем требования к его быстродействию с помощью выражения

$$T_{\text{удк}} \leq T_{\text{мин}} - T_{\text{кс}} - T_{\text{сп}}.$$

4. Принимаем, что в качестве конечного автомата используется накапливающий сумматор (НС). В этом случае структура КА простейшая, а управление выходной частотой – прямочастотное, что не требует вычисления коэффициента деления N . Определяем необходимую емкость НС (число двоичных разрядов):

$$m = 1 + \left\lceil \left[\log_2 \left(\frac{f_{\text{опВЧ}}}{F_s} \right) \right] \right\rceil \equiv 1 + \left\lceil \left[\log_2 P \right] \right\rceil. \quad (\text{П.4})$$

5. Выбираем элементную базу НС и определяем число ячеек (групп разрядов), необходимых для реализации НС согласно (П.4):

$$q = 1 + \left\lceil \left[\frac{m}{k} \right] \right\rceil, \quad (\text{П.5})$$

где k – число двоичных разрядов в группе (ячейке).

6. Находим быстродействие ячейки НС для выбранной элементной базы, используя данные, предоставляемые производителями микросхем.

7. Учитывая, что

$$T_{\text{НС}} = T_S + T_D = (q - 1)T_p + T_S + T_D < T_{\text{опВЧ}},$$

Определяем быстродействие простейшего по реализации НС – параллельного с последовательным распространением сигнала переноса p . Сравниваем времена $T_{\text{НС}}$ и $T_{\text{опВЧ}}$. Если $T_{\text{НС}} < T_{\text{опВЧ}}$, то расчет КА закончен.

В противном случае либо повторяем расчет для более быстродействующей элементной базы, либо выбираем другие принципы реализации сигнала переноса – сверхпараллельный или с запоминанием [86-90]. В последнем случае быстродействие НС не зависит от числа q ячеек и определяется выражением:

$$T_{\text{НС}} = T_S + T_{Dp}. \quad (\text{П.6})$$

Если значение $T_{\text{НС}}$ согласно (П.6) меньше $T_{\text{опВЧ}}$, то определяем максимально достижимое значение синтезируемой частоты:

$$f_{\text{НС_макс}} \leq \frac{f_{\text{опВЧ}}}{q+1} \quad (\text{П.7})$$

и сравниваем его с требуемым значением. Если $f_{\text{НС_макс}} > f_{\text{макс}}$, тогда расчет КА закончен. В противном случае КА в виде НС не реализуем и необходимо использовать КА на основе ДДПКД.

8. Определяем число разрядов устройства вычисления кодов (УВК):

$$r \geq 2 + \left\lceil \log_2 \left(\frac{P}{Q_{\text{мин}}} \right) \right\rceil + \lceil \log_2(Q_{\text{макс}}) \rceil \quad (\text{П.8})$$

для случая точной установки выходной частоты $f_{\text{выхНС}}$ (при использовании ДДПКД и НС с переменной емкостью).

Аппаратно значительно проще реализовать НС в цепи обратной связи ДДПКД с постоянной емкостью. В этом случае $\{N\} = \alpha/Q \cong a/M$, где $M = \text{const}$ – модуль дробности ДДПКД, a – приближенное значение α (числителя дробной части $\{N\}$); требуемое значение N вычисляется с конечной точностью:

$$\Delta x = \left| \frac{\alpha}{Q} - \frac{a}{M} \right| \leq 2^{-m},$$

где m – число двоичных разрядов M .

При неточно вычисленном значении N на выходе КА синтезируется приближенное значение $f_{\text{выхНЧ}}$. Величина допустимой относительной погрешности $\Delta T/T_{\text{выхНЧ}} = \Delta f/f_{\text{выхНЧ}}$ установки номинального значения $f_{\text{выхНЧ}}$ определяет требуемую емкость m НС.

Наиболее жесткие требования к величине m предъявляются при определении $\Delta T/T_{\text{выхНЧ}}$ через относительную нестабильность частоты опорного колебания $\delta_0 = \Delta f_{\text{опВЧ}}/f_{\text{опВЧ}}$ [103]. В этом случае должно соблюдаться неравенство $\Delta T/T_{\text{выхНЧ}} \leq k\delta_0$, где $k \leq 1$ – допустимая погрешность установки номинального значения выходной частоты, выраженная в долях δ_0 .

В случае двоичной арифметики НС $\Delta T = T_0 2^{-m}$ и $T_0 2^{-m}/T_{\text{выхНЧ}} \leq k\delta_0$. Наихудший случай будет при $T_{\text{выхНЧ}} = T_{\text{мин}}$, т.е. на максимальной синтезируемой частоте $f_{\text{макс}}$. В этом случае

$$m \geq 1 + \left\lceil \log_2 \left(\frac{f_{\text{макс}}}{k\delta_0 f_{\text{опВЧ}}} \right) \right\rceil. \quad (\text{П.9})$$

Аналогично определяется требуемая емкость УВК:

$$r \geq 1 + \left\lceil \log_2 \left(\frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{мин}}} \frac{1}{k\delta_0} \right) \right\rceil. \quad (\text{П.10})$$

9. Поскольку число разрядов УВК r равно сумме чисел разрядов g и m , необходимых для вычисления целой $[N]$ и дробной a/M частей числа N с заданной точностью, то

$$g = 1 + \left\lceil \log_2 \left(\frac{f_0}{f_{\text{мин}}} \right) \right\rceil = 1 + \lceil \log_2(N_{\text{макс}}) \rceil. \quad (\text{П.11})$$

10. Находим требуемую емкость НС

$$m = r - g = 1 + \lceil \log_2(Q_{\text{макс}}) \rceil. \quad (\text{П.12})$$

Расчет КА заканчивается при выполнении условия $T_{\text{НС}} \leq T_{\text{мин}}$.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3. Методика расчета управляемого устройства задержки на основе промежуточных преобразований

1. В зависимости от структуры КА выбираем тип УУЗ. При выполнении КА в виде НС или в виде ДДПКД и НС с переменной емкостью следует использовать УУЗ типа 2, 3 или 5 (см. пункты 6.2, 6.3, 6.5), поскольку в этом случае УДК не требуется. Для КА. Выполненного в виде ДДПКД и НС с постоянной емкостью более предпочтительны УУЗ типа 1 или 4 (см. пункты 6.1. и 6.4).
2. Производим расчет быстродействия ЦАП-ОУ ($T_{цап}$), используя (6.24).
3. Выбираем элементную базу ключей тока (напряжения) и оцениваем их быстродействие (τ_r) по (6.22).
4. Находим значение максимальной синтезируемой частоты, определяемой элементной базой УУЗ:

$$f_{\max} = \begin{cases} (T_{\min} + T_{сп})^{-1} \text{ для КА на основе НС;} \\ (T_{\min} + T_{сп} + T_{опвч})^{-1} \text{ для КА на основе ДДПКД,} \end{cases} \quad (\text{П.13})$$

где

$$T_{\min} = \max \begin{cases} T_{цап}; \\ \tau_r. \end{cases}$$

5. Вычисляем коэффициент нелинейности УУЗ по (6.23) и по (6.24) и определяем основной парциальный вклад в итоговую нелинейность. Если основной вклад в нелинейность вносит C_k , то выбираем другой тип транзистора ГТ (ключа тока или напряжения) с меньшим значением емкости C_k и (или) с бóльшим коллекторным током и повторяем расчет.

6. Находим уровень ДПСС на выходе МКА – сначала по «верхней» оценке

$$d_{мка} \leq 20 \lg \left(\frac{\tau_s}{T_{\min}} \right) = -20 \lg \left(\frac{P_s}{Q_{\max}} \right), \quad (\text{П.14})$$

где $P_s \approx P/\delta_r$. На этом расчет УУЗ как элемента структуры МКА заканчивается.

ПРИЛОЖЕНИЕ 4. Методика расчета фильтрации помех умножающим кольцом ИФАП с ЧФД

Рассмотрим методику инженерного расчета типового кольца ИФАП с частотно-фазовым детектором и ДПКД в цепи обратной связи. Исходные данные для расчета:

1. Диапазон синтезируемых частот $f_{\text{МАКС}} \dots f_{\text{МИН}}$;
2. Шаг сетки синтезируемых частот F_S ;
3. Относительная нестабильность синтезируемых частот (неточность установки) за определенное время (час, месяц, год);
4. Допустимый относительный уровень ДПСС $D_{\text{ДПСС}}$;
5. Допустимый относительный уровень шумовых ПСС в заданной полосе при заданной отстройке от несущего колебания.

Предварительно рассмотрим роль изодромного звена в структуре умножающего кольца ИФПР с ЧФД.

Изодромное звено

Под изодромным звеном условимся считать выходную цепь поддержания (подкачки) заряда *Charge Pump* ЧФД (ПИ-регулятор в теории САР), которая подсоединена к общей (земляной) шине через резистор $R_{\text{ИЗ}}$ и конденсатор $C_{\text{ИЗ}}$. Эквивалентная схема выходной цепи ЧФД и изодромного звена приведена на рисунке П.1. Выходная цепь *Charge Pump* заменена генератором тока потому, что выходные ключи ЧФД практически весь период частоты сравнения находятся в разомкнутом состоянии, обеспечивая малые токи утечки.

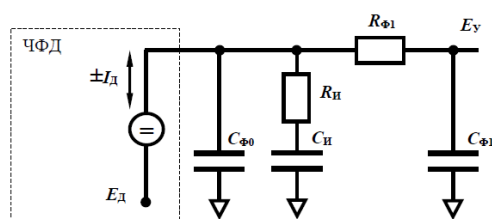


Рис.П.1 Эквивалентная схема выхода ЧФД *Charge Pump* и изодромного звена
петлевого ФНЧ

Поскольку на выходе схемы подкачки заряда ЧФД имеется виртуальный резистор $R_{\text{Д}} = E_{\text{Д}}/2I_{\text{Д}}$ (рисунок П.1), его можно использовать для создания звена петлевого ФНЧ с частотой среза

$$f_{\text{Ф0}} = \frac{1}{2\pi R_{\text{Д}} C_{\text{И}}} = \frac{I_{\text{Д}}}{4\pi E C_{\text{И}}}.$$

После анализа приведенной на рисунке П.1 эквивалентной схемы можно записать

$$E_D = |I_0| \times \left(R_I + \frac{1}{j\omega C_I} \right)$$

или

$$K_D^I = \frac{E_D}{|I_0|} = \frac{1 + j\omega T_I}{j\omega C_I}, \quad (\text{П.15})$$

где $R_{\text{ИЗ}} \equiv R_I C_{\text{ИЗ}} \equiv C_I$; $T_I = R_I \times C_I$ - постоянная времени изодромного звена.

Если представить выходной ток детектора как $I_0 = E_D / (2 \times R_0)$, где E_D - размах управляющего напряжения на выходе *Charge Pump* ЧФД, R_0 - внутреннее сопротивление открытого ключа *Charge Pump*, можно переписать выражение (П.15) в более удобном безразмерном виде:

$$K_D^E = \frac{E_D}{E_0} = \frac{1 + j\omega T_I}{j\omega T_D} = \frac{T_I}{T_D} + \frac{1}{j\omega T_D}, \quad (\text{П.16})$$

где $T_D = R_0 \times C_I$ - постоянная времени ЧФД - интегратора.

На практике напряжение E_D меньше напряжения питания *Charge Pump* на 5-10%.

На рисунке П.2 представлена асимптотическая ЛАХ системы «Генератор подкачки заряда (*Charge Pump*)-изодромное звено» или ПИ-регулятора, где $F_{\text{ИЗ}} = 1/T_{\text{ИЗ}} = 1/(2\pi \times R_{\text{ИЗ}} \times C_{\text{ИЗ}})$; $F_D = 1/T_D = 1/(2\pi \times R_0 \times C_I)$.

В зависимости от соотношения постоянных времени изодромного звена и вида ЛАХ разомкнутого кольца ИФАП возможно перемещение характеристики ПИ-регулятора «вверх-вниз» и «вправо-влево».

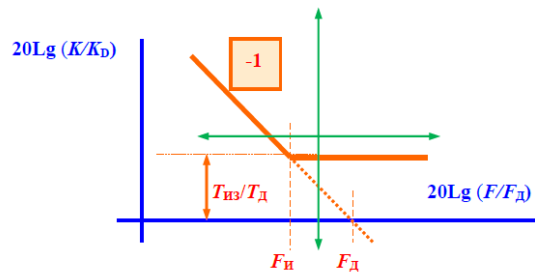


Рис.П.2. Асимптотическая ЛАХ изодромного звена

На основе проведенного рассмотрения параметров кольца ИФАП и его элементов можно приступить к анализу получаемых характеристик и к расчету умножающего (синтезаторного) кольца ИФАП.

Расчет

Пусть для определенности необходимо сформировать сетку частот с шагом $F_S = 100\text{кГц}$ в октавном диапазоне $1 \dots 2\text{ГГц}$ с относительным уровнем ДПСС $D_{\text{ДПСС}} \leq -75\text{дБн}$.

1. Выбираем опорный генератор, удовлетворяющий требованиям п.3. Как правило, им будет кварцевый термостатированный генератор на частоту 10МГц или 100МГц . В таблице П.1 и таблице П.2 приведены основные параметры таких генераторов [273-280].

Таблица П.1. Распределение фазовых шумов первичных опорных кварцевых генераторов на частоту 10МГц

Уровень фазовых шумов [дБн/Гц] при отстройке от несущей						
Наименование ОГ и компания - производитель	1Гц	10Гц	100Гц	1кГц	10кГц	100кГц
ГК54-ТС, МОРИОН, СПб	- 100	- 125	- 145	- 150	< - 155	-
ГК200-ТС	- 108	- 137	- 157	- 161	< - 162	-
ГК291-ТС	- 100	- 130	- 150	- 155	< - 160	-
ГК208-ТС	- 95	- 125	- 145	- 150	< - 155	-
ГК331-ТС LN1	- 100	- 130	- 150	- 155	< - 160	-
ГК331-ТС LN2	- 95	- 125	- 152	- 160	< - 165	-
ГК333-ТС - 2	- 98	- 130	- 158	- 165	< - 170	-
ГК333-ТС - 4	- 95	- 125	- 158	- 168	< - 174	-
ГК341-ТС	- 113	- 143	- 154	- 160	< - 160	-
ГК341-ТС LN	- 116	- 146	- 157	- 160	< - 160	-
HF LO, Wenzel	-	- 125	- 150	- 165	< - 165	-
Streamline OCXO, Wenzel	-	- 130	- 155	- 165	< - 165	-
HF ULN OCXO, Wenzel	-	- 132	- 162	- 172	- 175	< - 175
HF PLO, Wenzel	-	- 145	- 165	- 170	< - 172	< - 172
RFPO40, RFPO65 Racon	- 70	- 96	- 123	- 143	- 152	- 153
CO27VS05DE, Crystek	-	- 102	- 132	- 150	< - 152	< - 152
HCD661, HCD681 Golledge	- 108	- 135	- 145	- 155	< - 157	< - 157
VX-501, Vectron	-	- 76	- 112	- 138	- 153	< - 161
OX-204 D, Vectron	- 110	- 140	- 157	- 165	- 170	< - 170
OX-043, Vectron	- 105	- 135	- 157	- 167	- 170	-
OX-045, Vectron	- 113	- 142	- 157	- 160	- 165	< - 165
OX-174, Vectron	- 105	- 135	- 157	- 167	- 175	< - 175

Таблица П.2. Распределение фазовых шумов первичных опорных кварцевых генераторов на частоту 100МГц

Уровень фазовых шумов [дБн/Гц] при отстройке от несущей						
Наименование ОГ и компания - производитель	1Гц	10Гц	100Гц	1кГц	10кГц	100кГц
ГК87-ТС, МОРИОН, СПб	-	- 100	- 130	- 152	- 165	< - 165
МХОHR, МХОHR, Омск	-	- 95	- 125	- 153	- 165	< - 168
МОХО-100, Минскран, Томск	-75	- 105	- 135	- 162	- 175	< - 176
OCXO HF PLO, Wenzel	-	- 130	- 155	- 165	< - 165	-
UHF ULN OCXO, Wenzel	-	-	- 130	- 158	- 176	< - 176
CVHD-950X, Crystek	-	- 75	- 105	- 131	- 155	< - 162
OCXO ULN HF C, Racon	-	- 99	- 135	- 163	- 172	- 178
OCXO ULN HF AC, Racon	-	- 109	- 130	- 165	- 178	< - 178
HPXO100 Synergy Microwave	-	-	- 140	- 160	- 183	-
OX-305, Vectron	-	- 105	- 135	- 159	- 170	< - 178
OX-046, Vectron	-	- 100	- 130	- 150	- 165	< - 175
OX-175, Vectron	-	- 105	- 135	- 159	- 170	< - 176
ГК317М-ТС, МОРИОН, СПб	-	- 97	- 128	- 154	- 174	< - 177
ГК318-ТС, МОРИОН, СПб	-	- 97	- 128	- 156	- 175	< - 178

2. Выбираем тип перестраиваемого генератора (ПГ). В таблице П.3 приведен пример распределения фазовых шумов ПГ различных производителей для заданного диапазона выходных (синтезируемых) частот 1...2ГГц, а в таблице П.4 показан диапазон изменения крутизны перестройки $S_{ПГ}$ [МГц/В] и требуемый диапазон управляющих напряжений E_y [В] [277].

Таблица П.3. Распределение фазовых шумов перестраиваемых СВЧ генераторов

Уровень фазовых шумов [дБн/Гц] при отстройке от несущей					
Наименование ПГ и компания - производитель	1кГц	10кГц	100кГц	1МГц	10МГц
<i>MVCO-1020, МИКРАН, Томск</i>	- 65	- 97	- 120	- 142	- 160
<i>ROS-2150VW, Mini-Circuits</i>	- 70	- 96	- 118	- 138	-
<i>VCO790-1550T(Y), RFMD</i>	- 70	- 98	- 118	- 138	- 160
<i>UMC-2150-R16-G, RFMD</i>	-75	-102	-122	-142	-
<i>DCMO90220-12, Synergy Microwave</i>	- 70	- 96	- 116	- 134	- 157
<i>DCYS100290-12, Synergy Microwave</i>	- 74	- 102	- 124	- 143	-162
<i>V585ME60-LF, Z-Communications</i>	- 74	- 98	- 121	-	-

Таблица П.4.Изменение крутизны перестройки СВЧ генераторов по диапазону

Наименование ПГ и компания - производитель	$E_{\text{МИН}}, \text{В}$	$E_{\text{МАКС}}, \text{В}$	$S_{\text{МИН}}, \text{МГц/В}$	$S_{\text{МАКС}}, \text{МГц/В}$
<i>MVCO-1020, МИКРАН, Томск</i>	0	20	30	130
<i>ROS-2150VW, Mini-Circuits</i>	0,5	25	20	81
<i>VCO790-1550T(Y), RFMD</i>	0,5	22	35	100
<i>UMC-2150-R16-G, RFMD</i>	0,5	16	85	85
<i>DCMO90220-12, Synergy Microwave</i>	0,5	24	30	90
<i>DCYS100200-12, Synergy Microwave</i>	0,5	28	12	60
<i>V585ME60-LF, Z-Communications</i>	0,5	22	65	65

3. Выбираем интегральную микросхему (ИМС) синтезатора. Отметим тот существенный факт, что элементы кольца ИФАП – формирователи импульсов, СИ, ЧФД – генерируют собственные шумы, как правило, низкочастотные; эти шумы попадают в полосу прозрачности кольца и в полосе расстроек от 0 до $f_{\text{ФАП}}$ ухудшают форму спектральной линии выходного колебания. Поэтому уровень собственных шумов ИМС синтезатора необходимо учитывать при расчете любого кольца ИФАП. Величину собственных шумов ИМС на одной боковой (однополосных) можно рассчитать по формуле:

$$D_N [\text{дБн}] = -\Phi_{\text{ИМС}} + 10\lg(F_{\text{ДЕТ}}/1\text{Гц}) + 20\lg N, \quad (\text{П.17})$$

где $\Phi_{\text{ИМС}}$ – фундаментальные (собственные) шумы микросхемы синтезатора для режима целочисленного/дробного деления (по данным компании – производителя – таблица П.5), $F_{\text{ДЕТ}}$ частота сравнения в ИФД, $N = f_{\text{ВЫХВЧ}}/F_{\text{ОНЧ}}$ – коэффициент деления [278-280].

В таблице П.5 приведены основные параметры микросхем синтезаторов на основе колец ИФАП ведущих производителей.

Таблица П.5. Уровень фундаментальных шумов ИМС синтезатора, максимальные входная частота, частота сравнения в ЧФД и ток подкачки заряда

Наименование ИМС и производитель	$f_{\text{МАКС}}$, ГГц	$f_{\text{ЧФД}}$, МГц	f_{REF} , МГц	$\Phi_{\text{сч}}$, дБн	$I_{\text{Д}}$, мА
<i>HMC702LP6, HITITE</i>	14	75	220	227/221	0,125...4
<i>HMC1034LP6, HITITE</i>	3	100	350	230/227	0,02...2,54
<i>ADF4159, Analog Devices</i>	13	110	260	224	0,3...4,8
<i>ADF4108, Analog Devices</i>	8	104	250	219	0,625...5
<i>ADF4193, Analog Devices</i>	3,5	26	300	216	0,104...6,6
<i>ADF4002, Analog Devices</i>	0,4	200	300	222	0,625...5
<i>LMX2541, National Semiconductor</i>	4	104	900	225	0,1...3,2
<i>PE97022, PEREGRINE</i>	3,5	50	100	216	-
<i>SA8028, PHILIPS</i>	2,5	30	30	207	-

4. Определяем максимальную эквивалентную полосу перестройки ПГ:

$$\Delta f_{\text{ПГ}} = f_{\text{МАКС}} - f_{\text{МИН}} \approx S_{\text{МАКС}} \Delta E_{\text{У}}.$$

5. Выбираем частоту сравнения в ЧФД $f_{\text{опнч}}$ и находим значение минимального коэффициента деления $N_{\text{МИН}}$.

6. Находим наибольшее значение приведенной к частоте сравнения полосы перестройки ПГ:

$$K_{\text{ПГ}} = \frac{\Delta f_{\text{ПГ}}}{N_{\text{МИН}}}.$$

7. ПГ в кольце ФАП следует рассматривать как преобразователь отклонений частоты в отклонения фазы [82]. Но поскольку отклонение фазы – это интеграл от отклонения частоты, ПГ в кольце ФАП является интегратором с коэффициентом передачи $K_{\text{ПГ}}/s \equiv K_{\text{ПГ}}/(j\omega)$. В терминах и обозначениях частотного анализа (ЛАХ) коэффициент передачи ПГ как элемента кольца ФАП будет иметь вид, показанный на рисунке П.3. Вычисляем значение частоты единичного усиления интегратора на ПГ:

$$f_{1\Gamma} = K_{\text{ПГ}} K_{\text{Д}} = \frac{K_{\text{ПГ}}}{2\pi} = \frac{\Delta f_{\text{ПГ}}}{2\pi N_{\text{МИН}}}.$$

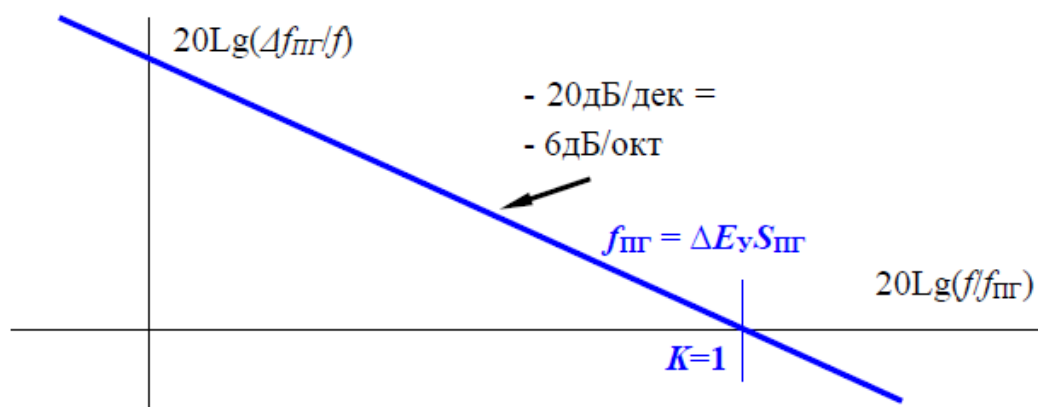


Рис.П.3. Логарифмическая АЧХ ПГ как элемента кольца ФАП

8. Приводим фазовые шумы опорного генератора к выходной частоте $f_{\text{выхВЧ}}$. Для этого умножаем шумы выбранного ОГ в $W = f_{\text{выхВЧ}}/f_{\text{ОГ}}$ раз. Переписываем выбранную строку из таблицы П.1 или таблице П.2 и пересчитываем исходные значения шумов ОГ, умножая их в W раз. Переписываем выбранную строку из таблицы П.3. Строим графики (сравниваем значения в строках) и находим точку пересечения приведенных с коэффициентом W фазовых шумов ОГ и фазовых шумов ПГ.

Точка пересечения и будет желательной полосой прозрачности (частотой среза или единичного усиления) кольца ИФАП. Следует, однако, помнить, что компоненты спектра с частотой F_s и ее гармоники не должны попадать в полосу прозрачности кольца ($F_s > f_{\text{ФАП}}$). В противном случае кольцо начнет обрабатывать помеху с частотой F_s , что приведет к угловой модуляции выходного колебания с девиацией $U_{\text{ПОМЕХИ}}S_{\text{ПГ}}$ и частотой F_s .

9. Вычисляем шумы $D_{\text{СЧ}}$ выбранной микросхемы синтезатора по (П.5) и сравниваем с шумами в точке $f_{\text{ФАП}}$. Если шумы по (П.20) меньше, чем на частоте $f_{\text{ФАП}}$, тогда значение частоты $f_{\text{ФАП}}$ можно оставить и продолжить расчет. В противном случае кольцо можно обуздить. Полоса прозрачности кольца будет определяться пересечением крыльев спектральной линии ПГ и значением $D_{\text{СЧ}}$ и на графике появится так называемый «пьедестал». Для уменьшения или исключения пьедестала следует, по-возможности, увеличивать частоту сравнения $F_{\text{опнч}}$ в кольце, вводя, при необходимости, дробность. Можно пересмотреть выбор ИМС синтезатора или подобрать другую пару ОГ – ПГ.

10. Следует помнить, что бесфильтровое кольцо ИФАП с ЧФД является системой автоматического регулирования (САР) с [квази]астатизмом по фазе, т.е. САР второго порядка. Желательно обеспечить устойчивость замкнутого кольца ИФАП и приемлемую колебательность переходных процессов при переключении частот. Для этого в окрестностях точки пересечения

графика коэффициента передачи разомкнутого кольца $G_N(f)$ с осью абсцисс ($f_{\text{ФАП}}$) в интервале $G_{\text{и}} = +(14...26)\text{дБ} \dots - (10...14)\text{дБ}$ необходимо обеспечить наклон характеристики $G_N(f)$ минус 20дБ/дек (6дБ/окт) – рисунок П.4. Сделать это проще всего с помощью корректирующих звеньев – таблица П.6.

Таблица П.6. Типовые корректирующие звенья

№	RC-схема	Передаточные функции	Асимптотические ЛАЧХ
1		$\frac{1}{Tp + 1}, \quad T = RC$	
2		$\frac{Tp}{Tp + 1}, \quad T = RC$	
3		$\frac{T_2p + 1}{T_1p + 1}, \quad T_2 = R_2C,$ $T_1 = (R_1 + R_2)C$	
4		$\frac{k(T_1p + 1)}{T_2p + 1}, \quad T_1 = R_1C,$ $T_2 = \frac{R_1R_2C}{R_1 + R_2},$ $k = \frac{R_2}{R_1 + R_2}$	
5		$\frac{(T_1p + 1)(T_2p + 1)}{(T_0p + 1)(T_3p + 1)},$ $T_1 = R_1C, \quad T_2 = R_2C,$ $T_0 = \frac{2T_1T_2}{T - \sqrt{T^2 - 4T_1T_2}},$ $T = T_1 + T_2 + T_3,$ $T_3 = \frac{T - \sqrt{T^2 - 4T_1T_2}}{2}$	

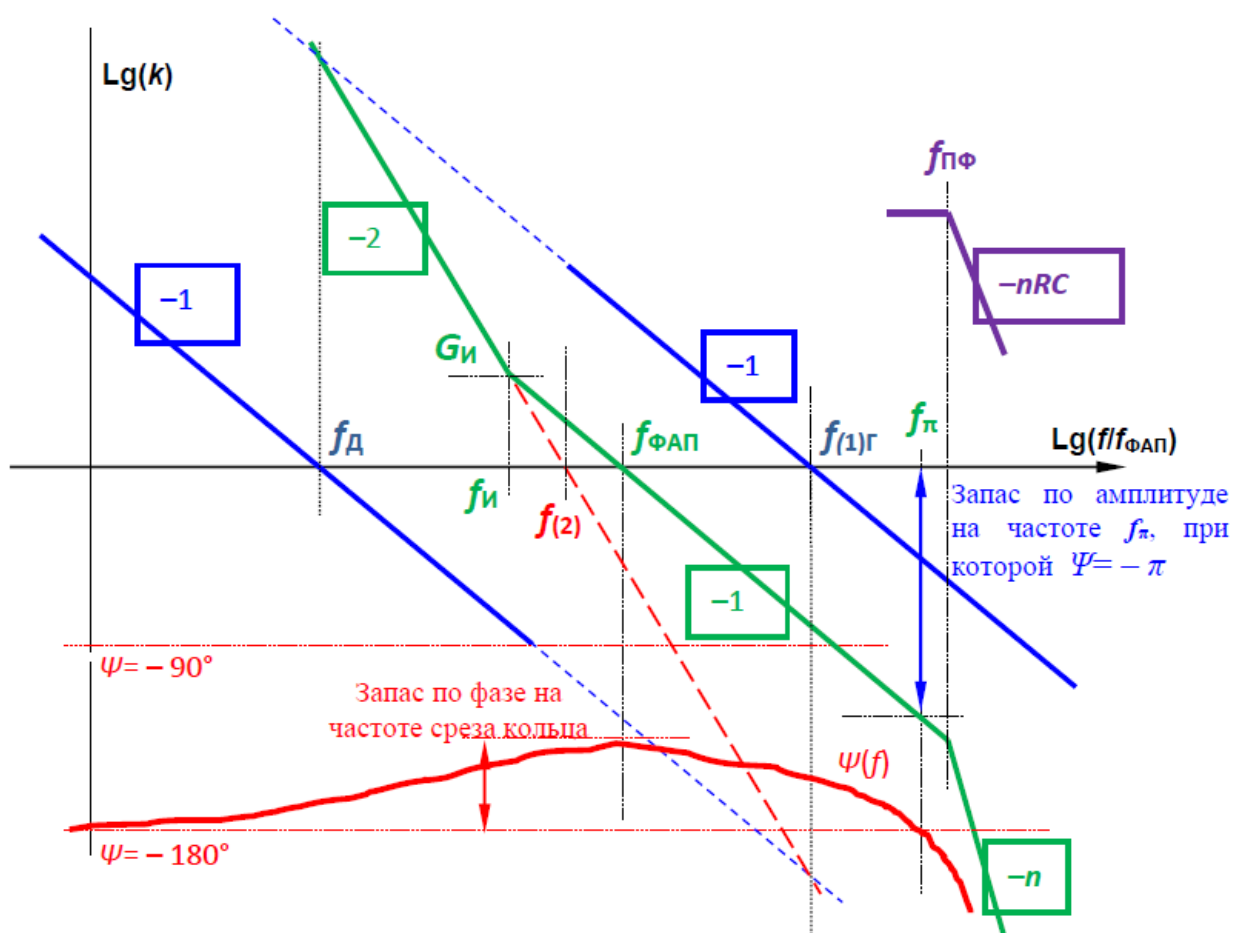


Рис. П.4. Обеспечение запаса по фазе и амплитуде в кольце ФАП

11. Определяем частоту среза кольца $f_{\text{ФАП}}$ по формуле:

$$f_{\text{ФАП}} = f_{(2)}\sqrt{G_{\text{И}}} = \sqrt{f_{(1)\Gamma}f_{\text{Д}}} = \sqrt{f_{(1)\Gamma} \frac{I_{\text{Д}}}{2\pi E_{\text{Д}}C_{\text{И}}} G_{\text{И}}},$$

где $f_{\text{Д}} = \frac{1}{2\pi R_{\text{Д}}C_{\text{И}}} = \frac{I_{\text{Д}}}{2\pi E_{\text{Д}}C_{\text{И}}}$ – полоса интегрирующего звена ЧФД;

$f_{\text{И}} = \frac{f_{(2)}}{\sqrt{G_{\text{И}}}}$ – частота излома изодромного звена петлевого ФНЧ;

$E_{\text{Д}}$ – размах управляющего напряжения на выходе ЧФД (информация из *Datasheets*);

$I_{\text{Д}}$ – ток подкачки заряда ЧФД (информация из *Datasheets*);

$C_{\text{И}}$ – емкость изодромного звена петлевого ФНЧ;

$$R_{\text{И}} = \frac{1}{2\pi f_{\text{И}}C_{\text{И}}}.$$

При необходимости число звеньев петлевого ФНЧ можно наращивать. Фазовый набег будет изменяться в соответствии с формулой:

$$\varphi = -180^\circ + \operatorname{arctg} \frac{f}{f_{\text{н}}} - n \times \operatorname{arctg} \frac{f}{f_{\text{ф}}},$$

где n – число звеньев RC ФНЧ.

Для определения фазового набега на частоту среза кольца последняя формула примет вид:

$$\Psi = \operatorname{arctg} \frac{f}{f_{\text{н}}} - n \times \operatorname{arctg} \frac{f}{f_{\text{ф}}}.$$

Определением частоты прозрачности (единичного усиления) и формулированием требований к параметрам изотропного звена и петлевого фильтра нижних частот расчет фильтрующих свойств квазиастатического умножающего кольца ИФАП заканчивается. Если необходимо, выбирают ток подкачки заряда ЧФД и номинальные значения элементов петлевого ФНЧ.

ПРИЛОЖЕНИЕ 5. Документы о внедрении



**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ
БЮДЖЕТНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
«Ордена Трудового Красного Знамени
Российский научно-исследовательский
институт радио имени М.И. Кривошеева»
Санкт-Петербургский филиал - «ЛОНИИР»**

УТВЕРЖДАЮ

Директор Санкт-Петербургского
филиала – «ЛОНИИР»



П.А. Михайлов

04.09.2024

АКТ

внедрения результатов Диссертационной работы Ю.А. Никитина на тему «Теория и применение цифроаналоговых синтезаторов частоты радиэлектронных систем» в научно-исследовательские работы, выполняемые на предприятии «Санкт-Петербургский филиал ФГБУ НИИР – ЛОНИИР».

Комиссия в составе заместителя директора Санкт-Петербургского филиала ФГБУ НИИР – ЛОНИИР по науке К.Ю. Коломенского, начальника ИТО-414 В.Ю. Родионова составила настоящий акт в том, что результаты диссертационной работы Ю.А. Никитина использованы в НИР, ОКР и серийном производстве предприятия «Санкт-Петербургский филиал ФГБУ НИИР – ЛОНИИР», а именно:

1. Методика инженерного расчета синтезаторных колец импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАП), основанная на графо-аналитическом методе расчета в частотной области позволила разработать и серийно производить синтезатор частоты по а. с. № 1646053 для спутниковых радиомодемов М-64.

2. Методика инженерного расчета пассивных цифровых синтезаторов использовалась при выборе структур, разработке и серийном производстве линейки генераторов испытательных сигналов ГИС. Приборы серии ГИС предназначены для испытаний радиоаппаратуры на устойчивость к радиочастотному электромагнитному полю и устойчивости к воздействию кондуктивных помех, наведенным радиочастотными электромагнитными полями.


3. Апробация и внедрение полученных результатов позволило разработать методики инженерного расчета прямочастотных и прямопериодных пассивных цифровых синтезаторов и активных цифровых синтезаторов частоты на основе умножающих колец ИФАП с октавным (опционно) перекрытием по частоте.

Заместитель директора
филиала по науке, к.т.н.

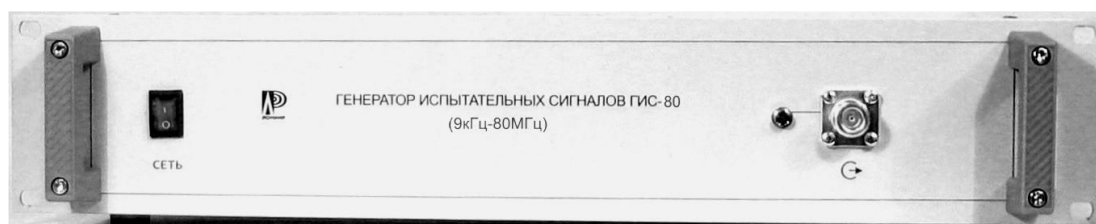
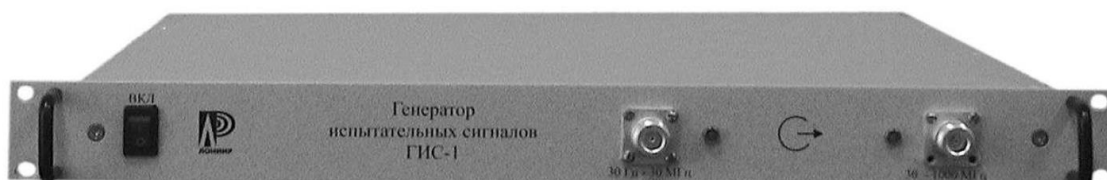


К.Ю. Коломенский

Начальник ИТО-414



В.Ю. Родионов





192029, Санкт-Петербург, Большой Смоленский проспект, 2
 E-mail: radian@radian.spb.ru

телефон (812)412-9983
 факс (812)412-7736

исх.№ 49 от 25.06.2025
 на № _____ от _____

АКТ

внедрения результатов Диссертационной работы Ю.А. Никитина на тему «Теория и применение цифроаналоговых синтезаторов частоты радиоэлектронных систем» в научно-исследовательские, опытно-конструкторские работы и в серийную аппаратуру, выполняемые на предприятии ООО "РАДИАН".

Комиссия в составе ведущего научного сотрудника к.т.н. Тюкаева А.Н., ведущего инженера по радиотехническим системам Иванова С.В., ведущего инженера по сверхвысоким частотам Дворяшкина Е.В составила настоящий акт в том, что результаты диссертационной работы Ю.А. Никитина использованы в НИР, ОКР и серийном производстве аппаратуры радиорелейной связи, выпускаемой предприятием ООО "РАДИАН", а именно:

1. Методика инженерного расчета фильтрации помех в синтезаторных квазистатических кольцах импульсно-фазовой автоподстройки частоты (ИФАП), основанная на графо-аналитическом методе анализа в частотной области позволила разработать и серийно производить генераторную аппаратуру для радиорелейных станции семейства "Радян" НТВМ.464423.064.

2. Методика инженерного расчета пассивных цифровых синтезаторов на основе прямочастотных и прямопериодных конечных автоматов использовалась при разработке и серийном производстве гибкого мультиплексора "MF20" НТВМ.465659.014.

3. Разработана и серийно производилась линейка синтезаторов на основе комбинации активного цифрового и пассивного цифрового синтеза частот для спутникового модема "MD-100SE" НТВМ. 467762.070.

4. Внедрение полученных результатов позволило разработать инженерные методики фильтрации помех в активных цифровых синтезаторах частоты на основе квазистатических умножающих колец ИФАП и в пассивных цифровых синтезаторах частоты с широким (до октавы) перекрытием по частоте.

Ведущий научный сотрудник к.т.н. Тюкаев А.Н.

Ведущий инженер по радиотехническим системам Иванов С.В.

Ведущий инженер по сверхвысоким частотам Дворяшкина Е.В

Генеральный директор ООО "РАДИАН" Гумбинас А.Ю.

18.06.2025г.





АКЦИОНЕРНОЕ ОБЩЕСТВО
РОССИЙСКИЙ ИНСТИТУТ МОЩНОГО РАДИОСТРОЕНИЯ
RUSSIAN INSTITUTE FOR POWER RADIOENGINEERING
Joint-Stock Company

АО «РИМР»

«RIPR» JSC

ОКПО 07521995 ОГРН 1027800509901 ИНН 7801062273 / КПП 780101001



УТВЕРЖДАЮ
ВРИО технического директора, к.т.н.

А.В. Заикин

2025 г.

АКТ

о реализации научных результатов докторской диссертации
Никитина Юрия Александровича на тему:
«Теория и применение цифро-аналоговых синтезаторов частоты радиоэлектронных систем»
по специальности 2.2.13 - «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения»

Комиссия в составе: председателя - начальника лаборатории, к.т.н. Тимофеева А.Е., членов комиссии: главного научного сотрудника, д.т.н., проф. Егорова В.В., ведущего научного сотрудника, к.т.н. Клионского М.Б., составила настоящий акт, что результаты диссертационной работы, представленной на соискание ученой степени доктора технических наук, Никитина Ю.А. использованы в НИР и ОКР предприятия АО «Российский институт мощного радиостроения», а именно:

– разработанный в диссертации единый подход к анализу спектров колебаний на основе метода сложнопериодической решетчатой функции позволил провести сравнение систем двухуровневого пассивного цифрового синтеза частот и выбрать наилучшие способы синтеза двухуровневых импульсных последовательностей для формирования сетки частот в возбудителе изделия «Вариация»;

– теория работы управляемого устройства задержки наносекундного диапазона, учитывающая его нелинейность и неточность его настройки, позволила обосновано выбрать типы таких устройств в изделиях «Парсек», «Виртуоз» и «Напалм»;

– методы расчета фильтрации помех кольцом импульсно-фазовой автоподстройки частоты использовались при разработке синтезаторов частоты изделий «Виразж», «Пион», «Баркентина», «Виразж-М»;

– использование метода алгоритмической компенсации помех дробности позволило повысить качество синтезируемого колебания в датчике мелкой сетки изделия «Виразж-М»;

Внедрение полученных результатов позволило:

– разработать методики инженерного расчета пассивных цифровых синтезаторов двух типов – на базе делителя с дробно-переменным коэффициентом деления с управляемым устройством задержки и на базе накапливающего сумматора с управляемым устройством задержки;

– создать двухуровневый синтезатор частот с высокой фазовой стабильностью и преемственностью фазы при смене частот СЧД EP2.329.008.

Председатель комиссии

Тимофеев А.Е.

Члены комиссии:

Егоров В.В.

Клионский М.Б.

**МИНИСТЕРСТВО ЦИФРОВОГО РАЗВИТИЯ,
СВЯЗИ И МАССОВЫХ КОММУНИКАЦИЙ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**
**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ**
**«САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ ИМ. ПРОФ. М.А. БОНЧ-БРУЕВИЧА»
(СПбГУТ)**

Юридический адрес: набережная реки Мойки, д. 61, литера А, Санкт-Петербург, 191186

Почтовый адрес: пр. Большевиков, д.22, к.1, Санкт-Петербург, 193232

ОКТМО 40909000, ОГРН 1027809197635, ИНН/КПП 7808004760/784001001

УТВЕРЖДАЮ

Проректор по научной работе,
директор центра специальных
проектов,

д. т. н., доцент

А. В. Рабин

2025 г.

АКТ

о внедрении в учебный процесс научных результатов диссертационной работы Юрия Александровича Никитина «Теория и практика применения цифроаналоговых синтезаторов частоты радиоэлектронных систем».

Комиссия в составе декана факультета РСР к.т.н., доцента А.Г. Владыко, заведующего кафедрой электроники к.т.н., доцента П.П. Шумакова и д.т.н., профессора В.А. Филина составили настоящий акт в том, что результаты диссертационной работы с.н.с., доцента Ю.А. Никитина, а именно:

1. Теория цифроаналогового синтеза частот с помощью конечных автоматов.
2. Теория формирования квазиравномерной последовательности импульсов (логических перепадов) или точек на числовой оси для синтеза оптимальных конечных автоматов.
3. Метод сложнопериодической решетчатой функции для нахождения спектров периодических колебаний при их когерентных преобразованиях.
4. Теория модифицированного конечного автомата, т.е. оптимального конечного автомата, дополненного цифроаналоговыми компонентами – ЦАП и управляемым устройством задержки с целью минимизации ошибки воспроизведения синтезируемого колебания относительно идеального колебания заданной формы и частоты следования.
5. Теория управляемого устройства задержки наносекундного диапазона с повышенной точностью и линейностью преобразования цифрового кода управления во временной интервал.
6. Методы уменьшения уровня побочных спектральных составляющих – дискретных и шумовых, на выходе умножающих колец ИФАП с помощью алгоритмической, чисто цифровой

компенсации помех дробности и с помощью нониусного метода приведения выходной частоты кольца ИФАП к частоте сравнения (дискретизации)

внедрены на кафедре электроники с 2021 года по настоящее время при выполнении курсовых проектов и дипломных работ, а также в учебно-исследовательской работе студентов.

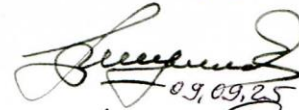
Декан факультета РСР
к.т.н., доцент



09.09.25

А.Г. Владыко

Заведующий кафедрой электроники
к.т.н., доцент



09.09.25

П.П. Шумаков

Профессор кафедры электроники
д.т.н., профессор



09.09.25

В.А. Филин