

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ АВТОНОМНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
**«БЕЛГОРОДСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ НАЦИОНАЛЬНЫЙ
ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**
(**Н И У « Б е л Г У »**)

ИНСТИТУТ ИНЖЕНЕРНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ И ЕСТЕСТВЕННЫХ НАУК

**КАФЕДРА ИНФОРМАЦИОННО-ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ
СИСТЕМ И ТЕХНОЛОГИЙ**

**ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ
ЧАСТОТЫ МЕТОДОМ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ**

Выпускная квалификационная работа
обучающегося по направлению подготовки
11.04.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи,
магистерская программа «Системы и устройства радиотехники и связи»
очной формы обучения, группы 07001636
Лубкова Ильи Игоревича

Научный руководитель
канд. техн. наук, доцент,
доцент кафедры
Информационно-
телекоммуникационных
систем и технологий
НИУ «БелГУ»
Сидоренко И.А.

Рецензент
канд. техн. наук,
Начальник участка систем
коммутации №2 Белгородского
ГорЦТЭТ Белгородского филиала
ПАО «Ростелеком»
Болдышев А.В.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	3
ГЛАВА 1 ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ.....	7
1.1 Теоретические основы цифрового преобразования частоты	7
1.2 Неидеальности цифровых преобразователей частоты.....	14
1.3 Нестабильность частоты тактового генератора.....	24
ГЛАВА 2 КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ.....	34
2.1 Анализ существующих сред компьютерного моделирования	34
2.2 Разработка имитационной модели	38
ГЛАВА 3 ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ДЖИТТЕРА НА ПРОЦЕСС ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТЫ	62
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	76
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	78

ВВЕДЕНИЕ

В современных цифровых системах радиосвязи широко используют цифровые методы преобразования частоты, как в радиопередающих, так и в радиоприемных устройствах. Основное преимущество цифровых методов преобразования частоты перед аналоговыми, заключается в отсутствии нелинейных преобразований, вызывающих внеполосные излучения в радиопередающих устройствах и побочные каналы приема в радиоприемных устройствах. Однако, цифровые преобразователи частоты (ЦПЧ) не являются идеальными устройствами, и их параметры зависят от различных факторов. К таким факторам относятся: параметры электронных компонентов, стабильность частоты тактового генератора, задающего частоту дискретизации, неидеальности фильтров.

Основным этапом цифрового преобразования частоты является процесс дискретизации аналогового сигнала. Типовая схема ЦПЧ состоит из транзисторного ключа, управляемого тактовым генератором и конденсатора, накапливающего заряд в момент открытия ключа.

Успехи в электронном приборостроении позволяют минимизировать влияния погрешностей, вносимых конденсатором и электронным ключом, путем усложнения архитектуры и применением более качественных компонентов. Так же, их влияние на сигнал можно учесть и скомпенсировать в дальнейшем. Однако, любой тактовый генератор всегда обладает конечной стабильностью частоты, изменение которой приводит к нарушению периода дискретизации, а, следовательно, и к дрожанию спектра преобразованного сигнала, внося искажения не подлежащие компенсации в последующей цифровой обработке сигналов. Этот процесс характеризуется джиттером. Его невозможно полностью устранить ввиду обширного числа причин возникновения. Таким образом, ключевым фактором, влияющим на качество работы ЦПЧ является джиттер тактовой частоты.

Поэтому научная задача, состоящая в исследовании влияния джиттера

на качество работы цифрового преобразователя частоты, является актуальной.

Целесообразным методом исследования данной научной задачи является метод имитационного компьютерного моделирования. В качестве программной среды моделирования, была выбрана LabVIEW, содержащий все необходимые средства для моделирования ЦПЧ.

Существует два метода реализации ЦПЧ. Первый метод основан на дискретизация аналогового сигнала, следствием которой является размножение спектра на гармониках и субгармониках частоты дискретизации с последующим выделением соответствующим фильтром требуемой копии спектра сигнала. Второй метод предполагает преобразование частоты уже цифрового сигнала, представленного своими отсчетами и сводится к прореживанию или дополнению отсчетов. В данной работы рассматривается первый метод.

Цель исследования:

Выявить параметры цифрового преобразователя частоты, подверженные влиянию джиттера опорного генератора.

Краткая задача исследования:

Исследование влияния джиттера на процесс цифрового преобразования частоты методом компьютерного моделирования.

Частные задачи:

1. Анализ факторов, влияющих на процесс цифрового преобразования частоты.
2. Формулировка задач компьютерного моделирования.
3. Разработка компьютерной модели в среде LabVIEW.
4. Исследование влияния джиттера на искажение спектра сигнала.
5. Исследование влияния джиттера на паразитную амплитудную модуляцию сигнала M-QAM.
6. Оценка полученных результатов.
7. Разработка практических рекомендаций по реализации цифровых

преобразователей частоты.

Объектом исследования являются системы приема-передачи сигналов.

Предметом исследования является устройство цифрового преобразования частоты

План работы:

1. Цифровое преобразование частоты.
 - 1.1 Теоретические основы цифрового преобразования частоты
 - 1.2 Неидеальности цифровых преобразователей частоты.
 - 1.3 Нестабильность частоты тактового генератора.
2. Компьютерное моделирование цифрового преобразователя частоты.
 - 2.1 Анализ существующих сред компьютерного моделирования
 - 2.2 Разработка имитационной модели.
3. Исследование влияния джиттера на процесс цифрового преобразования частоты.
4. Анализ результатов исследования

В первой главе магистерской диссертации рассматриваются основы дискретизации и субдискретизации, с использованием частоты дискретизации ниже частоты Найквиста. Основные неидеальности реальных цифровых преобразователей частоты. Анализируются существующие методы минимизации вносимых погрешностей. Приведены основные характеристика джиттера, физическая природа, способы оценки и визуализации.

Во второй главе выполнен обзор существующих методов и сред компьютерного моделирования, описана разработка модели, приведены функциональные и структурные схемы трех вариантов модели. Описаны принципы работы моделей в целом и ключевых алгоритмов. Приведены подробные характеристики, входные и выходные данные всех основных виртуальных инструментов (VI).

В третьей главе, при помощи разработанной имитационной модели, проведены экспериментальные исследования влияния джиттера на процесс

ЦПЧ. Исследовано влияние различных частотных составляющих детерминированного джиттера на цифровое преобразование с повышением и понижением частоты, на основе сигнала с квадратурной модуляцией QAM-16. Проведена оценка частотных и амплитудных искажений сигнала. Сделаны выводы о степени влияния искажений, вносимых дрожанием частоты тактового генератора, управляющего процессом выборки. Приведены рекомендации того, каким частотам детерминированного джиттера следует уделить повышенное внимание при разработке устройств цифрового преобразования частоты как в приемном, так и передающем оборудовании.

ГЛАВА 1 ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЧАСТОТЫ

1.1 Теоретические основы цифрового преобразования частоты

Цифровое преобразование частоты основано на явлении размножения спектра сигнала при дискретизации.

Преобразование аналогового сигнала в дискретную последовательность отсчетов является дискретизацией. Последовательность дискретных отсчетов – дискретным сигналом [1].

Основным параметром дискретизации сигнала является частота дискретизации, которая должна удовлетворять критерию Найквиста. Аналоговый сигнал может быть достоверно представлен дискретными отсчетами, если частота дискретизации больше удвоенной частоты сигнала (Данная частота, называется частотой Найквиста – $F_N = F_s/2 = 1/2T$). В зависимости от соотношения между частотой Найквиста и частотой дискретизации аналогового сигнала возможны три случая.

1. При частоте Найквиста больше частоты аналогового сигнала, дискретная последовательность отсчетов дает возможность правильно восстановить исходный сигнал (рисунок 1.1, а).

2. При частоте аналогового сигнала, равной частоте Найквиста, дискретные отсчеты дают возможность восстановить исходный аналоговый сигнал с той же частотой, однако амплитуда и фаза сигнала могут быть искажены (рисунок 1.1, б). В самом неблагоприятном случае все дискретные отсчеты могут приравняться нулю.

3. При частоте аналогового сигнала большей, чем частота Найквиста, аналоговый сигнал, восстановленный по дискретным отсчетам, будет тем же исходным сигналом, но с иной частотой (рисунок 1.1, в). Данный эффект носит название появления ложных частот (aliasing) [1].

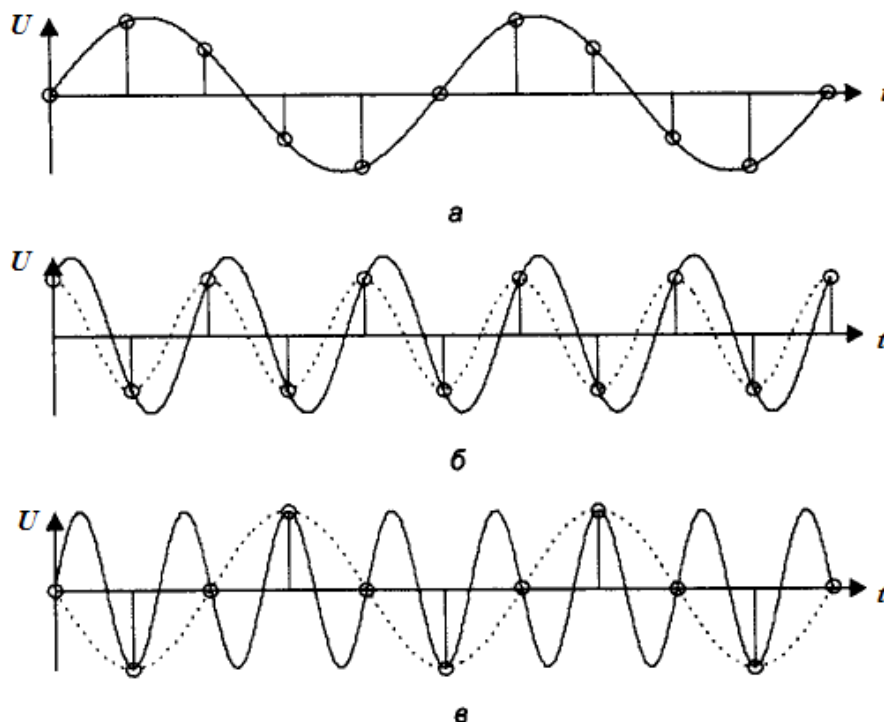


Рисунок 1.1 – Дискретизация сигналов с разной частотой дискретизации: а) $F_c < F_N$; б) $F_c = F_N$; в) $F_c > F_N$; где: F_c – верхняя частота сигнала, F_N – частота Найквиста

Существует частотная неоднозначность, связанная с отсчетами дискретных сигналов, которая будет рассмотрена согласно книге Ричарда Лайонса «Цифровая обработка сигналов». Следующая последовательность значений: $x(0)=0$; $x(1)=0,866$; $x(2)=0,866$; $x(3)=0$; $x(4)=-0,866$; $x(5)=-0,866$; $x(6)=0$; представляет собой мгновенные значения синусоидального сигнала во временной области (рисунок 1.2, а). Построив синусоиды по данным значениям (рисунок 1.2, б) можно увидеть, что данная последовательность с достоверно отображает дискретизированные версии обеих синусоид. Отсюда следуют, что, имея последовательность, представляющую собой равноотстоящие по времени отсчеты синусоиды, нельзя однозначно восстановить частоту данной синусоиды только имеющимися дискретными данными сигнала.

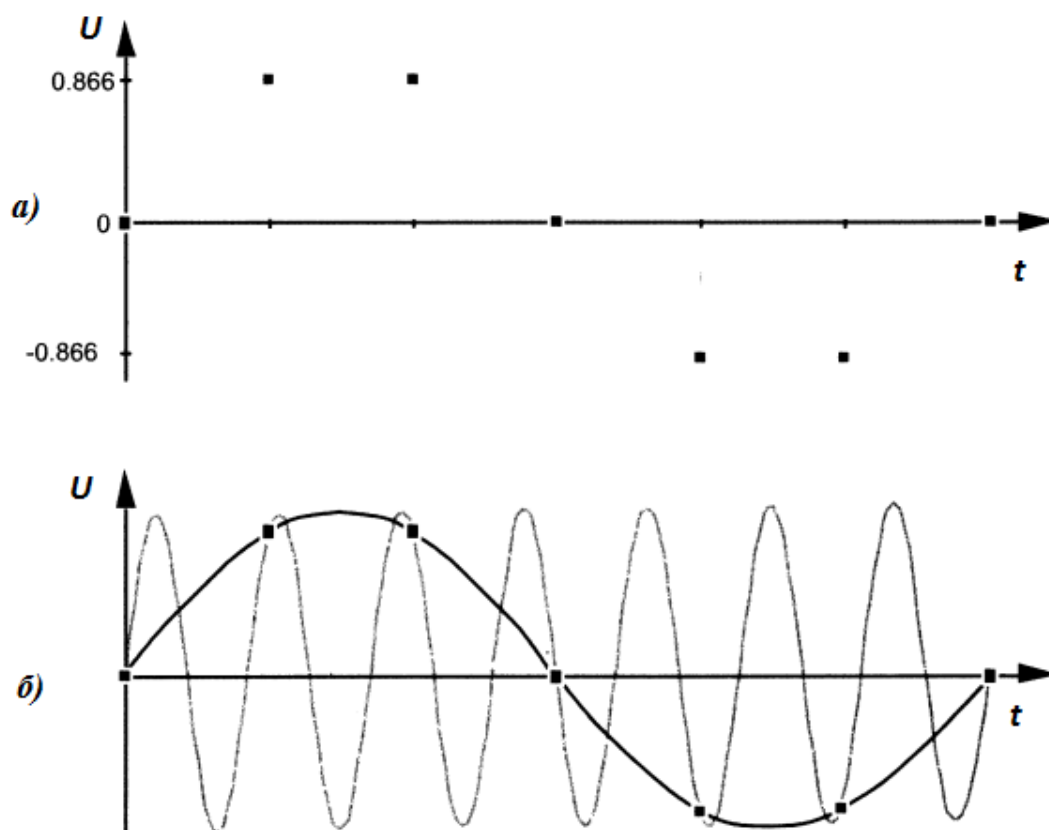


Рисунок 1.2 – Частотная неопределенность: а) дискретный сигнал; б) две различные синусоидальные сигналы, проходящие через точки, соответствующие отсчетам дискретного сигнала

При дискретизации с частотой F_s отсчетов в секунду, нельзя определить, какой именно синусоидой представлены дискретные отсчеты, если частоты этих синусоид равны F_0 Гц или $F_0+k \cdot F_s$ Гц, при k – любое целое число.

Дискретная природа любой последовательности значений приводит к тому, что эта последовательность представляет бесконечное количество разных синусоид. В этом лежит причина того, что спектр любой дискретной последовательности значений содержит копии исходного спектра периодически повторяющиеся, с периодом частоты дискретизации. Периодический спектр простирается от постоянной составляющей до бесконечности в обоих направлениях частотной оси [2].

На рисунке 1.3, представлен спектр непрерывного сигнала, ограниченный диапазоном частот $\pm B$ Гц, спектр сигнала дискретизированного с частотой дискретизации $F_s > 2B$, спектр сигнала дискретизированного с частотой $F_s = 1,5B$.

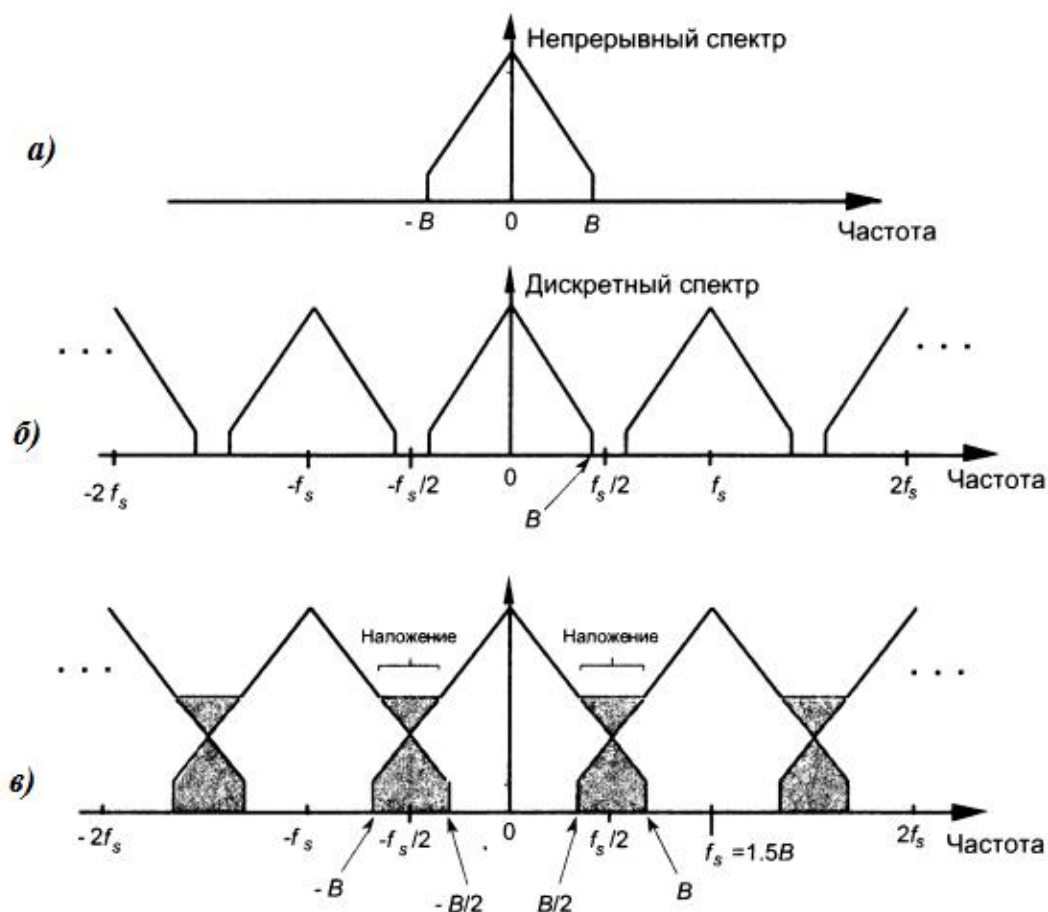


Рисунок 1.3 – Размножение спектра: а) спектр исходного непрерывного сигнала; б) спектр дискретизированного сигнала $F_s > 2B$; в) спектр дискретизированного сигнала $F_s = 1,5B$

Для дискретизации аналоговых полосовых сигналов, с центральными частотами отличными от нуля, можно использовать метод полосовой дискретизация (гармоническая дискретизация, субнайквистовская дискретизация). В качестве примера представлена дискретизация полосового сигнала с ограниченным спектром (рисунок 1.4 (а)), с шириной спектра $B = 8$ МГц и центральной частотой $F_c = 40$ МГц. Наивысшая частная составляющая в спектре данного сигнала составляет 44 МГц. Частота дискретизации в

соответствии с критерием Найквиста должна составлять 88 МГц. Однако, чтобы избежать элайзинга, нет необходимости использовать частоту 88 МГц — вместо этого используется эффект размножения спектра для достижения своей цели. Если взять частоту дискретизации равную $F_s=36$ МГц, как представлено на рисунке 1.4 (б), спектральные компоненты исходного сигнала останутся на частотах $\pm F_c$, а копии спектра расположатся в области низких частот, смыкаясь на нулевой частоте.

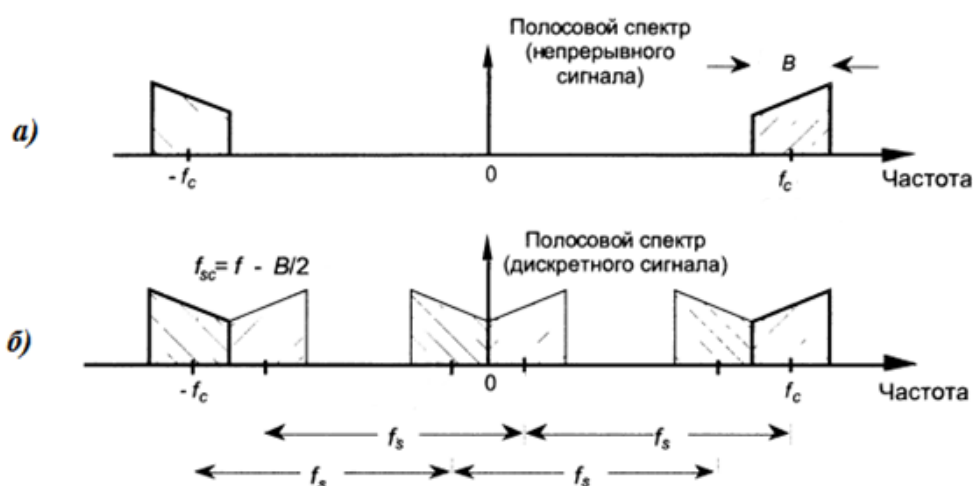


Рисунок 1.4 – Субдискретизация полосового сигнала: а) спектр исходного аналогового сигнала; б) размножение спектра дискретизированного сигнала при $F_s=36,0$ МГц

Так же возможна дискретизация с еще более низкой частотой. Для предотвращения наложения сдвинутых копий спектра исходного сигнала необходимо выбрать значение частоты дискретизации F_s согласно условию:

$$\frac{(2F_c - B)}{m} \geq F_s \geq \frac{(2F_c + B)}{m+1}, \quad (1.1)$$

где F_c – средняя частота спектра полосового сигнала, Гц;

B – ширина спектра полосового сигнала, Гц;

m – положительное целое число, подбирается такое значение, при котором выполняется соотношение $F_s \geq 2B$ [2].

Согласно формуле (1.1) можно построить таблицу 1.1, показывающую диапазоны частот дискретизации, для которых будет отсутствовать эффект наложения спектра. В последнем столбце таблицы 1.1 содержатся благоприятные значения частоты дискретизации для каждого значения m , удовлетворяющему условию $F_s \geq 2B$. Благоприятная частота дискретизации определяется как частота, при которой копии спектра исходного сигнала не прилегают друг к другу, за исключением нулевой частоты.

Таблица 1.1 – Результат применения формулы (1.1) к примеру полосового сигнала

m	$(2F_c - B)/m$	$(2F_c + B)/(m+1)$	Благоприятная частота дискретизации
1	72,0 МГц	44,0 МГц	72,0 МГц
2	36,0 МГц	29,3 МГц	36,0 МГц
3	25,3 МГц	22,0 МГц	25,3 МГц
4	19,0 МГц	17,6 МГц	19,0 МГц
5	15,2 МГц	14,66 МГц	–

На рисунке 1.5 показаны спектры дискретизированного полосового сигнала с различными частотами дискретизации из таблицы 1.1. Когда $F_s = 7,5$ МГц ($m=5$), наблюдается наложение копий спектра полосового сигнала, т.к. условие $F_s \geq 2B$ не выполняется. Так же это условие не выполняется при $F_s = 8,75$ МГц ($m=4$).

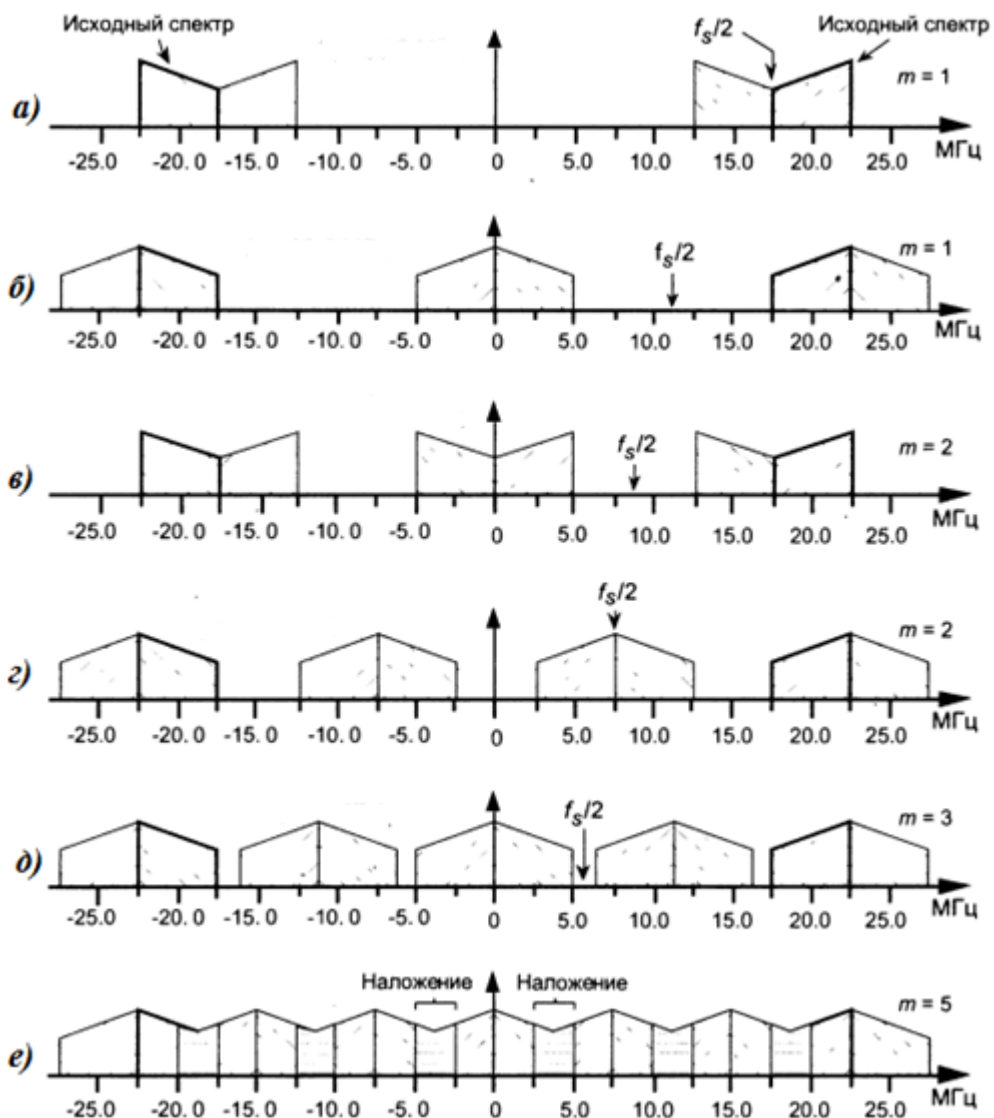


Рисунок 1.5 – Различные варианты размножения спектра полосового сигнала:
 а) $F_s=72$ МГц; б) $F_s=36$ МГц; в) $F_s=25,3$ МГц; г) $F_s=22$ МГц; д) $F_s=19$ МГц; е) $F_s=14,66$ МГц

Дискретизации выполняет единовременную оцифровку и перенос по частоте, что называют дискретизирующим переносом. Каждая операция дискретизации аналогового сигнала приводит к размножению спектра сигнала. Данный эффект применяется для переноса спектра сигнала без традиционных аналоговых преобразователей частоты. Выделение полосовым фильтром необходимой копии спектра в размноженном спектре дискретизированного сигнала, фактически является цифровым преобразованием частоты.

1.2 Неидеальности цифровых преобразователей частоты

Основным этапом цифрового преобразования частоты является процесс дискретизации аналогового сигнала. Для дискретизации в приемопередающем оборудовании используют устройство выборки-хранения (УВХ). Широкополосные УВХ позволяют использовать АЦП приемника в режиме субдискретизации, выполняя тем самым цифровое преобразование с понижением частоты. Параметры УВХ определяют динамические характеристики и разрешающую способность АЦП, а, следовательно, и качество работы цифрового ПЧ.

Типовая схема ЦПЧ состоит из транзисторного ключа, управляемого тактовым генератором и конденсатора, накапливающего заряд в момент открытия ключа (Рисунок 1.6).

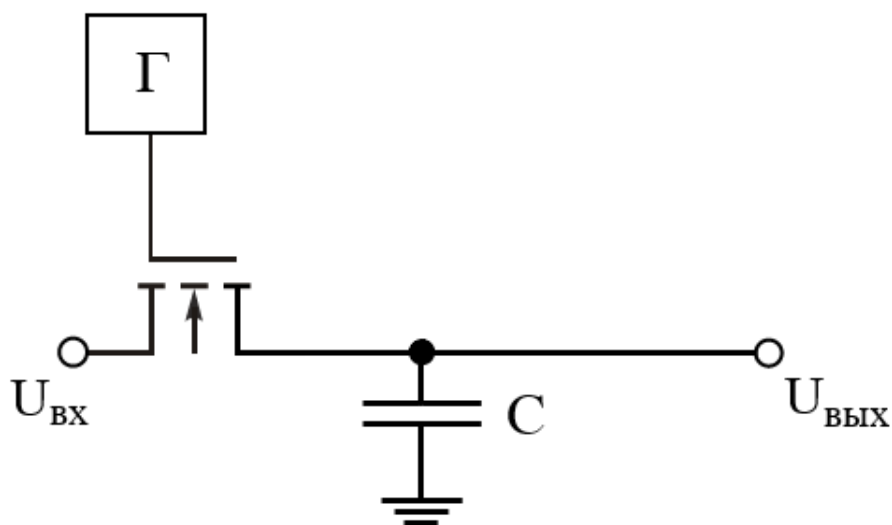


Рисунок 1.6 – Базовый вариант схемы цифрового преобразователя частоты

В настоящее время электронные управляемые ключи реализуются на полевых металл-окисел-полупроводник (МОП) – транзисторах.

Полевой транзистор – полупроводниковый прибор, осуществляющий

регулирование тока, изменяя проводимость проводящего канала при помощи поперечного электрического поля. Ток полевого транзистора, в отличие от биполярного, производится потоком основных носителей. Электроды в полевых транзисторах называют истоком, стоком и затвором. Напряжение управления прикладывается между истоком и затвором. От данного напряжения зависит проводимость канала, напрямую влияя на величину тока [7].

На рисунках 1.7, 1.8 показаны структура транзистора с индуцированным каналом n-типа и его схематичное изображение соответственно.

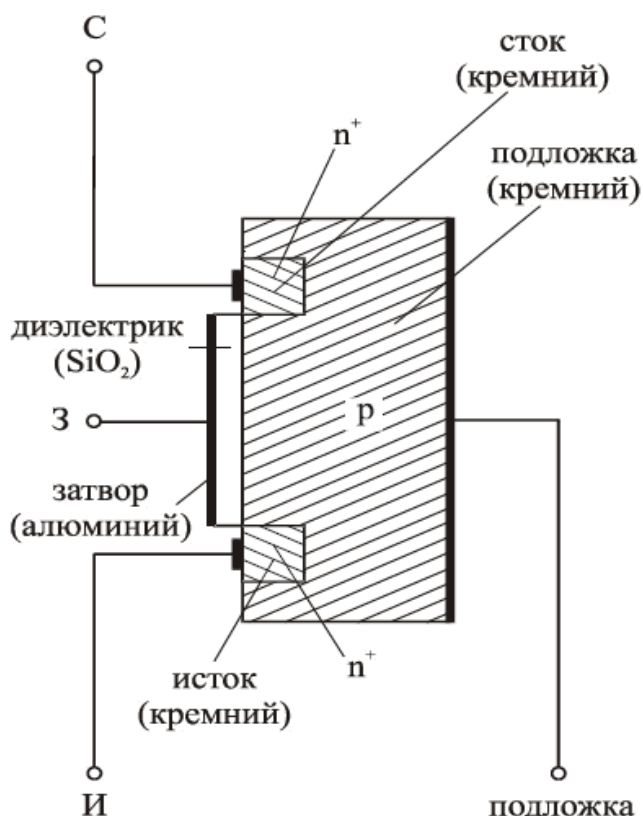


Рисунок 1.7 – Структура полевого транзистора

Кремния p-типа служит подложкой. МОП-транзистор имеет дополнительный вывод от подложки. Полупроводник отделен от металлического затвора слоем диэлектрика. Диэлектриком служит слой

двуокиси кремния толщиной 0,002-0,05 мкм, выращенный на поверхности кремния n-типа. Сток и исток легированы сильнее канала, и обозначены + n [7].

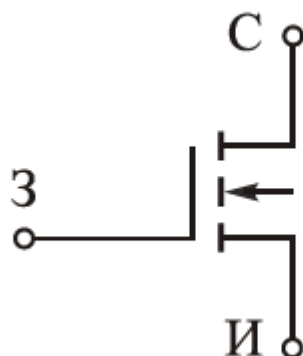


Рисунок 1.8 – Схематическое изображение полевого транзистора где: С – сток; З – затвор; И – исток

Простейшая схема устройства выборки-хранения (УВХ), представлена на рисунке 1.12. Она является базовой, но в данном виде не применяется в АЦП ввиду недостаточной точности.

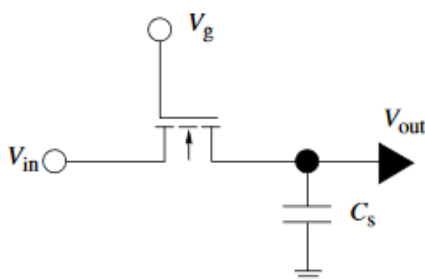


Рисунок 1.9 – Простейшая схема УВХ

Наиболее существенными недостатками реальных устройств выборки-хранения являются следующие неидеальности, рассмотренные в соответствии с источником 4:

• Проводимость МОП транзисторного ключа в замкнутом состоянии зависит от входного напряжения, тем самым, во входящий сигнал вносятся нелинейные искажения:

$$g_{ds} = \mu C_{ox} \frac{W}{L} (V_g - V_{in} - V_{th}), \quad (1.2)$$

$$V_{th} = V_{th0} + \gamma(\sqrt{(V_{in} - V_b) + 2|\phi_F|} - \sqrt{|\phi_F|}), \quad (1.3)$$

где μ - подвижность электронов в канале,

C_{ox} - удельная емкость подзатворного диэлектрика,

W, L - ширина и длина канала транзистора соответственно,

V_g - напряжение на затворе открытого ключевого транзистора,

V_{in} - входное напряжение,

V_{th0} - пороговое напряжение при нулевом смещении на подложке относительно истока,

γ - коэффициент влияния подложки,

ϕ_F - поверхностный потенциал в режиме сильной инверсии,

V_b - потенциал подложки.

Таким образом, сопротивление открытого ключа зависит от уровня входного сигнала, изменяя пороговое напряжение.

• В ключевом транзисторе имеется нелинейная емкость на подложку:

$$C_j = \frac{C_{j0}}{\sqrt{1 + V_{bs}/\phi_F}}, \quad (1.4)$$

где C_{j0} - фиксированный коэффициент,

V_{bs} - смещение исток-подложка.

То есть, в зависимости от уровня входного сигнала изменяется

величина фазового запаздывания и ослабления, вносимого RC-фильтром нижних частот.

- Линейный эффект прямого прохождения через емкости перекрытия затвор-исток и затвор-сток управляющего ключом сигнала в цепь выборки, можно оценить, как:

$$\Delta V = \frac{C_{gd0}}{C_S + C_{gd0}} V_g, \quad (1.5)$$

где C_{gd0} - сумма емкостей перекрытия затвор-сток и затвор-исток,

C_S – емкость конденсатора.

- При резком выключении транзистора, появляется эффект инжекции заряда. В области стока и истока из канала выводится заряд подвижных носителей, являясь причиной погрешности выборки. Когда весь заряд в канале перейдет на емкость C_S , эту погрешность можно будет оценить, как:

$$\Delta V_S = WL \frac{C_{ox}}{C_S} (V_g - V_{in} - V_{th}). \quad (1.6)$$

- Тепловой шум конденсаторов, характеризуемый средней мощностью [4, с 391]:

$$v^2 = kT/C, \quad (1.7)$$

где k - постоянная Больцмана,

T - абсолютная температура,

C - емкость конденсатора.

- Апертурное дрожание (джиттер) управляющего сигнала – ошибка во времени, перехода УВХ из режима выборки в режим хранения.

- Динамический сдвиг порогового напряжения в металл-окисел-полупроводниковых транзисторах и эффект абсорбции-релаксации заряда в диэлектриках конденсаторов.

Достижения в схемотехнике позволили минимизировать влияние погрешностей, вносимых МОП-транзисторным ключом и конденсатором, путем усложнения архитектуры схемы УВХ. Например, погрешность, вводимую инжекцией заряда при резком выключении транзистора можно уменьшить введением дополнительного ключа в схеме УВХ. Данная схема представлена на рисунке 1.10.

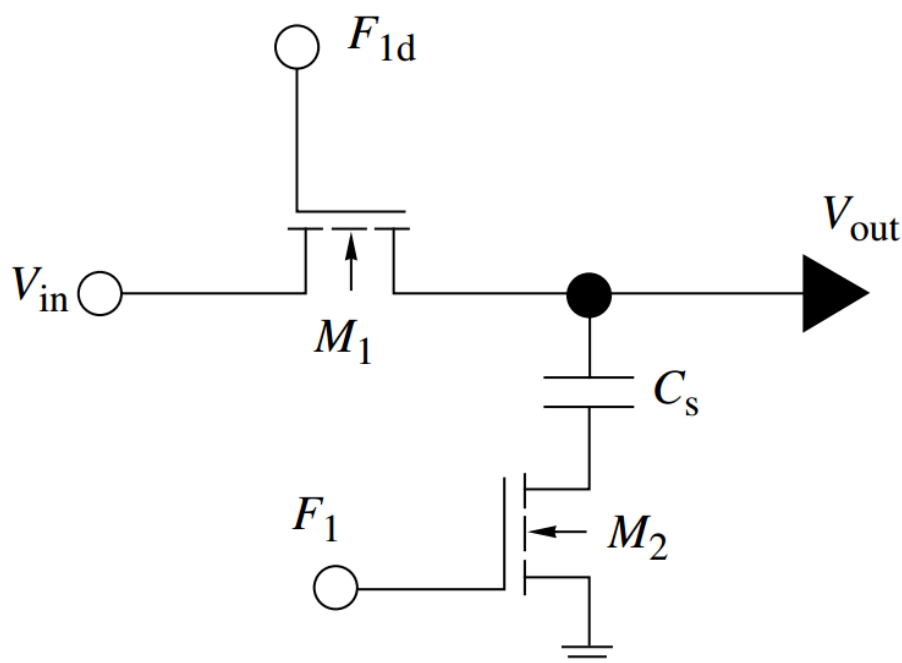


Рисунок 1.10 – Схема УВХ с использованием дополнительного ключа где: F_1 , F_{1d} – управляющие сигналы тактового генератора; M_1 , M_2 – соответственно МОП-транзисторные ключи; C_s – коммутатор выборки

Конденсатор выборки с обеих сторон коммутируется с управляющими ключами. Пока сигналы управления F_1 и F_{1d} имеют высокие уровни, выходное напряжение на конденсаторе выборки повторяет напряжение на входе УВХ. Когда F_1 переключится в низкий уровень, ключ на транзисторе

M2 закроется, и заряд на конденсаторе зафиксируется на уровне $q = C_S V_{in}$. Плавающее состояние конденсатора препятствует изменению заряда. Когда сигнал F_{1d} также переключится в низкий уровень и закроет ключ на транзисторе M1, инжекция не сможет изменить заряд, сохраненный на конденсаторе выборки [4].

Зависимость проводимости МОП-транзисторного ключа в замкнутом состоянии от уровня входного сигнала можно уменьшить, используя усложненные ключи с вольтодобавкой.

Ошибку, вносимую прямым прохождением сигнала управления ключом в цепь выборки через емкости перекрытия затвор-исток и затвор-сток, так же вносимую другими паразитными емкостями, минимизируют применяя архитектуру УВХ дифференциального типа. В ней используют полностью дифференциальные операционные усилители. Благодаря наличию встроенной цепи отрицательной обратной связи по синфазному сигналу, уровень синфазной составляющей выходного сигнала оказывается близким к уровню поданного на специальный вход усилителя опорного напряжения [8].

Один из вариантов реализации снижения влияния инжекции зарядов, является схема УВХ с переворачивающимися конденсаторам, представленная на рисунке 1.11. Данная архитектура предусматривает наличие по одному конденсатору в каждой половине дифференциальной схемы. На этапе выборки сигнальная обкладка каждого из конденсаторов подключена к входу, а на этапе хранения - к выходу. При смене режима меняется направление подключения конденсаторов, а заряды на емкостях не меняются, поэтому УВХ этого типа могут иметь лишь единичный коэффициент передачи.

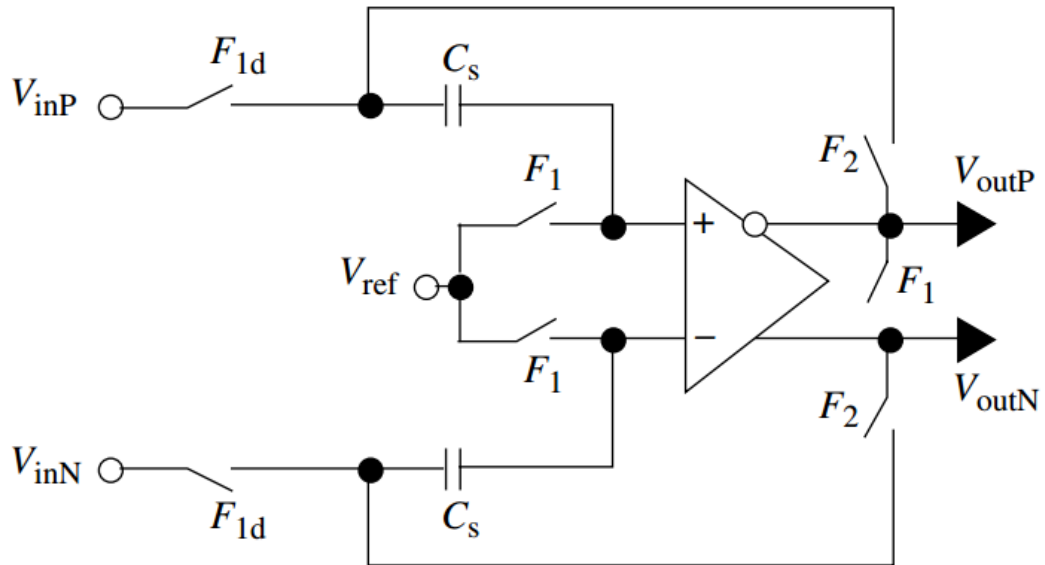


Рисунок 1.11 – схема УВХ с переворачивающимся конденсатором

Устройства выборки-хранения с коэффициентом передачи не равным единице реализуют по схеме с перераспределением заряда или по схеме с общим конденсатором, представленными на рисунках 1.12 и 1.13 соответственно.

В УВХ с перераспределением заряда в фазе выборки (ключи F_1 , F_{1d} замкнуты, ключи F_2 разомкнуты) конденсаторы C_S заряжаются до уровня входного сигнала, а заряд на конденсаторах C_F обнуляется. В фазе хранения (ключи F_1 , F_{1d} разомкнуты, ключи F_2 замкнуты) конденсаторы C_S соединяются последовательно, и заряд перераспределяется между конденсаторами C_S и C_F .

В УВХ с общим конденсатором (рис. 10) также используется принцип перераспределения заряда. Отличие состоит в том, что в фазе выборки входной сигнал заряжает сразу и емкости C_S , и емкости C_F . В результате достигается более быстрое установление сигналов при переходе в фазу хранения и более высокий коэффициент усиления схемы при тех же номиналах конденсаторов [4, с. 395-398].

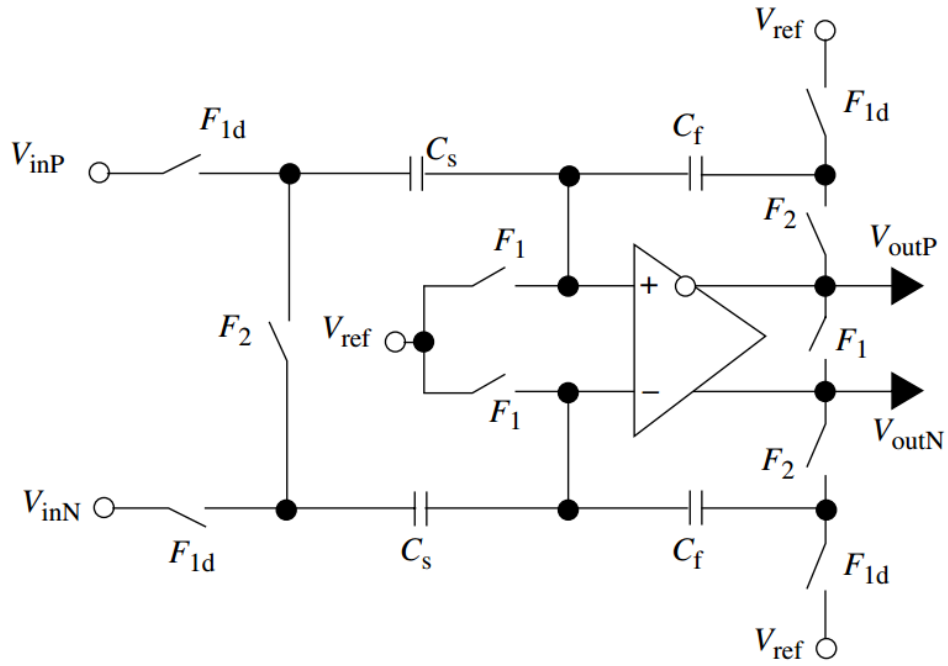


Рисунок 1.12 – схема УВХ с перераспределением заряда

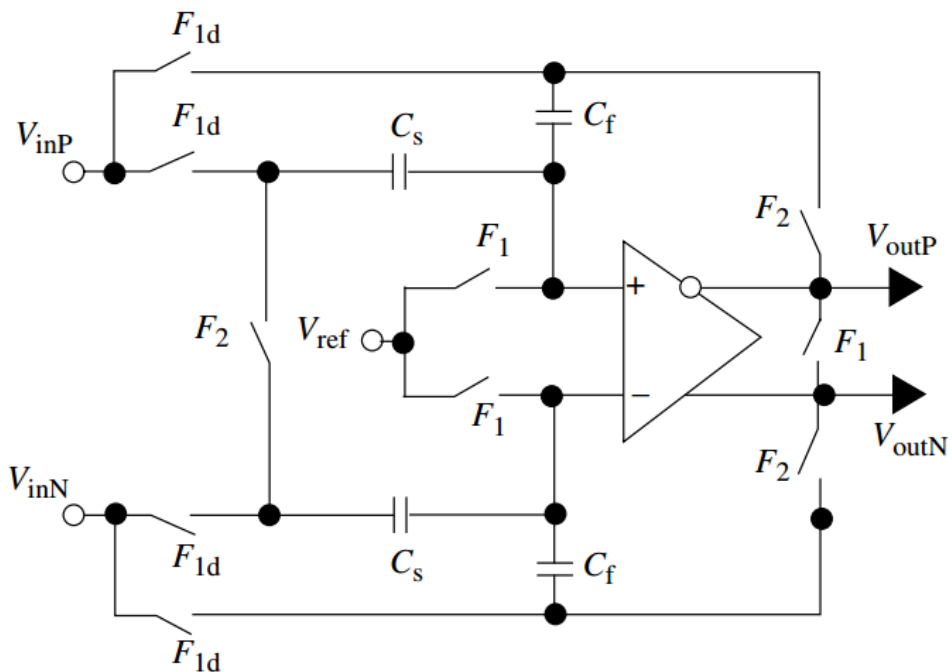


Рисунок 1.13 – схема УВХ с общим конденсатором

Такие типы схем устройств выборки-хранения, как УВХ с переворачивающимся конденсатором и с перераспределением заряда

наиболее часто используют на входе АЦП. Однако, УВХ с переворачиваемым конденсатором имеют меньшее энергопотребление и уровень шума, но дифференциальные усилители, входящие в их состав, должны иметь лучшие характеристики для синфазных сигналов, чем усилители в составе УВХ с перераспределением заряда.

УВХ с общим конденсатором служат основой для построения многофункциональных цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП), входящих в состав каскадов конвейерных АЦП. Такие ЦАП помимо своей основной функции выполняют также функции выборки-хранения, вычитания и усиления разностных сигналов [4, с. 396].

Таким образом погрешности, вносимые электронными компонентами, тем или иным образом сведены к минимуму путем использования усовершенствованных архитектур схем УВХ и более дорогих компонентов. Однако, погрешности, вносимые дрожанием частоты тактового генератора управляющего МОП-транзисторным ключом, невозможно устранить усложнением архитектуры. Даже самые современные и высокоточные синтезаторы частот, обладают величиной фазового шума, порядка 35 пс.

Кроме того, в схемах синтезаторов частот, помимо собственных фазовых шумов, обусловленных физическими процессами в электронных компонентах, могут присутствовать паразитные гармоники дрожания, называемые детерминированным (регулярным) джиттером. Детерминированный джиттер может иметь различные частотные составляющие, на всех диапазонах частот, предусмотреть появление которых, является очень сложной задачей ввиду обширного разнообразия факторов, влияющих на его появление.

1.3 Нестабильность частоты тактового генератора

Джиттером является паразитная фазовая модуляция сигнала. Он определяется, как отклонение от требуемого положения во времени показательных участков сигнала. Джиттер бывает, как внутреннего, так и внешнего происхождения и вызывается амплитудным и фазовым шумом. В зависимости от причин и источников, джиттер сигнала имеет различные характеристики.

Важнейший критерий оценки частотной стабильности любого источника сигнала – это фазовый шум. Качественным показателем любого генератора является то, на сколько точно генератор способен воспроизводить одну и ту же частоту в течении времени, то есть его частотная стабильность. Каждый источник сигнала имеет ограниченный уровень стабильности генерации воспроизводимой частоты. Бывает два вида стабильности генерации: кратковременная (джиттер) и долговременная (вандер). Джиттер – это номинальные изменения генерируемой частоты сигнала за промежуток времени, измеряемый в секундах. Вандер – отображает нестабильность частоты, проявляющуюся в течении длительного времени: недели, месяца, года. [12-14].

Математическая модель идеального синусоидального сигнала описывается как:

$$V(t) = V_0 \sin(2\pi f_0 t), \quad (1.8)$$

где V_0 - исходная амплитуда сигнала,

$2\pi f_0 t$ – линейное приращение фазы,

f_0 - исходная частота сигнала.

Моделирование реального сигнала, достовернее проводить согласно со следующей формулой:

$$V(t) = [V_0 + \varepsilon(t)] \sin[2\pi f_0 t + \Delta\phi(t)], \quad (1.9)$$

где $\varepsilon(t)$ - флуктуации амплитуды,

$\Delta\phi(t)$ – фазовые флуктуации.

На рисунке 1.14, представлен идеальный сигнал во временной и частотной области. На рисунке 1.15, реальный сигнал во временной и частотной области.



Рисунок 1.14 – Идеальный сигнал во временной и частотной области



Рисунок 1.15 – Реальный сигнал во временной и частотной области

Разделяют два типа фазовых флуктуаций — детерминированные и стохастические. Детерминированными флуктуациями являются дискретные сигналы, смещенные в частотной области на некоторую величину от несущей частоты. Данные сигналы можно достаточно точно соотнести с некоторыми определенными факторами влияющих на данный источник сигнала, например:

- комбинационные продукты смещения;
- частота линии питания;
- влияние дисперсии при распространении сигнала;
- перекрестные помехи от излучаемых или передаваемых сигналов;
- рассогласование сопротивлений;
- помехи от местных радиостанций или от переключений в силовых сетях.
- частота вибрации;

Детерминированный джиттер достигает своих максимальных значений в определенные временные интервалы и характеризуется амплитудным значением [12].

Стохастические флуктуации имеют случайную природу. Они обусловлены шумовыми процессами, происходящими во всех полупроводниках и электронных компонентах и именно их обычно называют фазовым шумом (случайным шумом). Случайный шум подчиняется гауссовскому закону распределения в определенном диапазоне. Причинами таких флуктуаций можно назвать:

- тепловой шум — зависит от потока электронов в проводниках, увеличивается с ростом температуры, полосы пропускания и теплового сопротивления;
- дробовый шум — шум, зависящий от полосы измеряемых частот и тока смещения, связан с движением электронов и дырок в полупроводниках.

- шум мерцания (фликкер шум) – обратно пропорциональный исходной частоте спектр.

Количественной оценка фазового шума источника производится путем оценки девиации частоты или фазы в частотной либо временной области. Так как между частотой и фазой имеется четкая взаимосвязь, все термины, характеризующие флуктуации частоты и фазы (например, фазовый шум и джиттер), также взаимосвязаны.

Фундаментальным определением фазового (случайного) шума является спектральная плотность мощности (СПМ) фазовых флуктуаций S_ϕ в заданной полосе частот, данная величина имеет размерность рад²/Гц [18, с. 139]:

$$S_\phi(f_m) = [\Delta\phi^2_{СКЗ}(f_m)]/BW, \quad (1.10)$$

где f_m - частота отстройки от несущей,

$\Delta\phi^2_{СКЗ}$ - среднеквадратическое значение флуктуации фазы,

BW - полоса, используемая при измерении $\Delta\phi^2_{СКЗ}$

Так же, для характеристики фазового шума часто применяется спектральная плотность мощности в одиночной боковой полосе. Согласно определению Международного института радиоинженеров (IEEE), спектральная плотность мощности фазовых шумов в одиночной боковой полосе равна:

$$L(f_m) = P_{SSB}/P_{TOTAL}, \quad (1.11)$$

где P_{SSB} - спектральная плотность шума на заданной отстройке от несущей в одиночной полосе, пересчитанная в полосу 1 Гц,

P_{TOTAL} - полная мощность сигнала,

Величина $L(f_m)$ обыкновенно представляется в логарифмическом масштабе в децибелах относительно несущей (или относительно сигнала) на Гц (дБн/Гц или дБс/Гц). При использовании $L(f_m)$ следует помнить, что данная величина служит корректным критерием оценки фазового шума, если выполняется правило «малого угла», то есть если пиковая девиация фазы <1 рад (на практике, если пиковая девиация фазы не превышает 0,2 рад) [18, с. 140].

На рисунке 1.16 представлен график показывающий наглядное применение правила «малого угла», здесь показан график пиковой девиации фазы 0,2 рад, на частотах f_m от 1 Гц до 10 МГц. В области значений ниже данного графика, для характеристики фазового шума следует использовать спектральную плотность мощности $S_\phi(f_m)$.

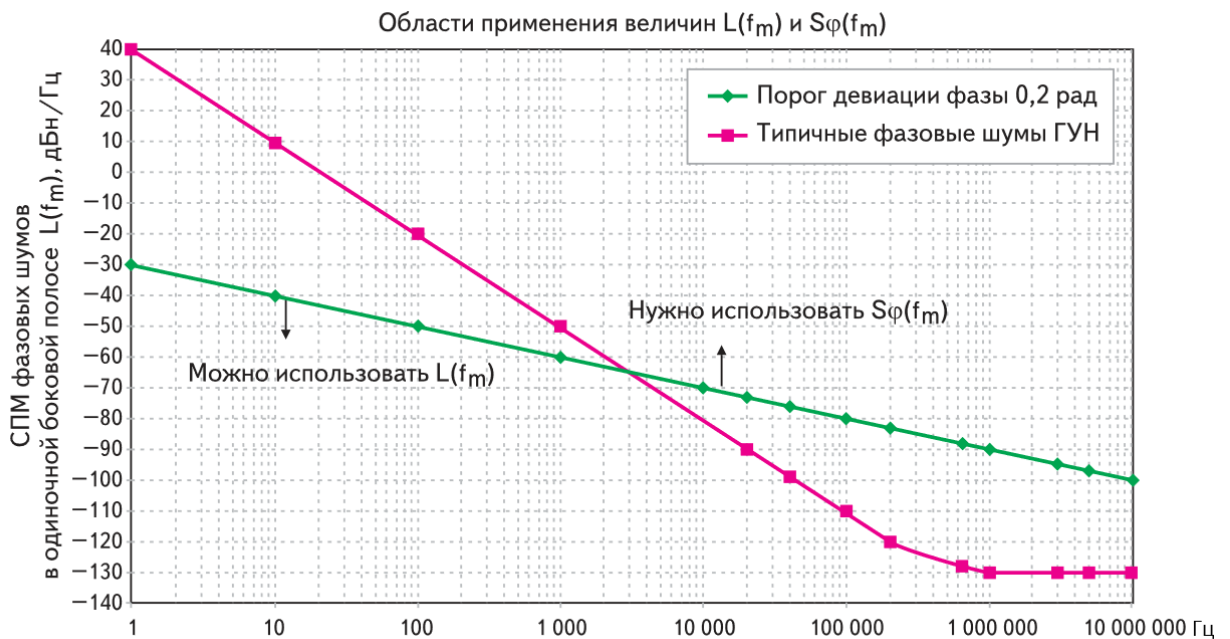


Рисунок 1.16 – Применение правила «малого угла»

Существует достаточно много различных способов наблюдения и измерения джиттера, каждый из которых способен объяснить его происхождение. Средства и способы определения джиттера во временной и частотной области варьируются от глазковых диаграмм и гистограмм до

анализа его частотных характеристик, а также разделению случайной и детерминированной составляющих полного джиттера [13].

Одним из самых легких и интуитивно понятных способов оценки джиттера – глазковая диаграмма. Это суммарный вид во временной области, наложенных друг на друга, всех периодов измеряемого сигнала. На рисунке 1.17 показан типовой пример глазковой диаграммы прямоугольного сигнала с джиттером.

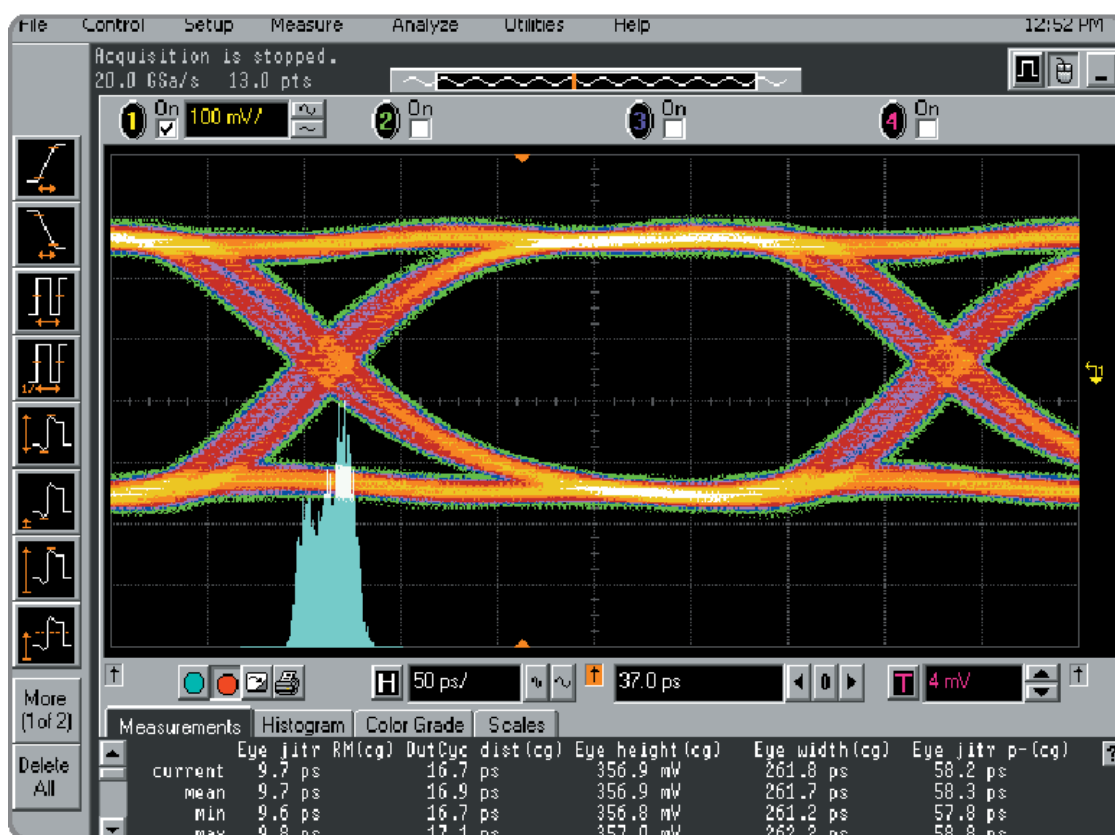


Рисунок 1.17 – Глазковая диаграмма

Расстояние между точками пересечения слева и справа называют единичным интервалом (UI). Глазковая диаграмма может дать много информации как о джиттере сигнала, так и о многих других параметрах самого сигнала. Так, множество отдельных фронтов и спадов говорит о вероятном присутствии джиттера, зависящего от данных. Глазковая диаграмма удобна простотой применения, так же может применяться для измерений в любой цепи с реальными данными. Для

глазковой диаграммы не требуется наличие особого тестового сигнала. Она может эффективно применяться при исследовании случайных и псевдослучайных данных, и относится к диапазонным измерениям [13].

Другим способом оценки джиттера является гистограмма. Она отображает распределение частоты ошибок временного интервала для всех битовых периодов сигнала. Ошибка временного интервала (ТПЕ) – это отклонение во времени действительной точки пересечения на глазковой диаграмме от идеального положения (рисунок 1.18).

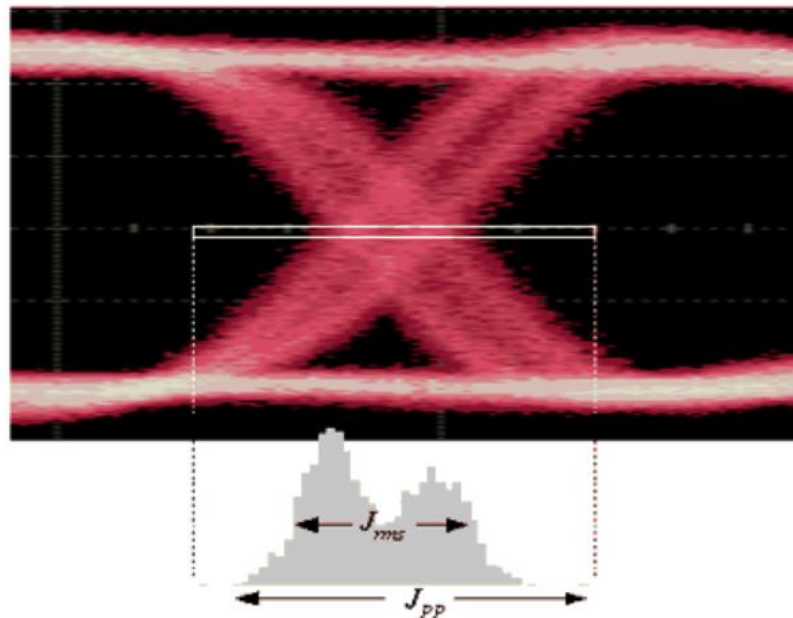


Рисунок 1.18 – Гистограмма ошибок временного интервала

Исходя из примера на рисунке 1.18, можно увидеть, что на глазковой диаграмме прослеживаются две выделяющиеся линии фронтов и спадов. Это говорит о том, что в сигнале присутствует детерминированный джиттер, однако, линии размыты, что показывает наличие случайной составляющей джиттера.

Еще одним способом измерения джиттера во временной области является U-образная кривая, показывающая зависимость частоты битовых ошибок (BER) от положения точки на UI (Рисунок 1.19). Для удобства отображения обычно график представляется в логарифмическом масштабе.

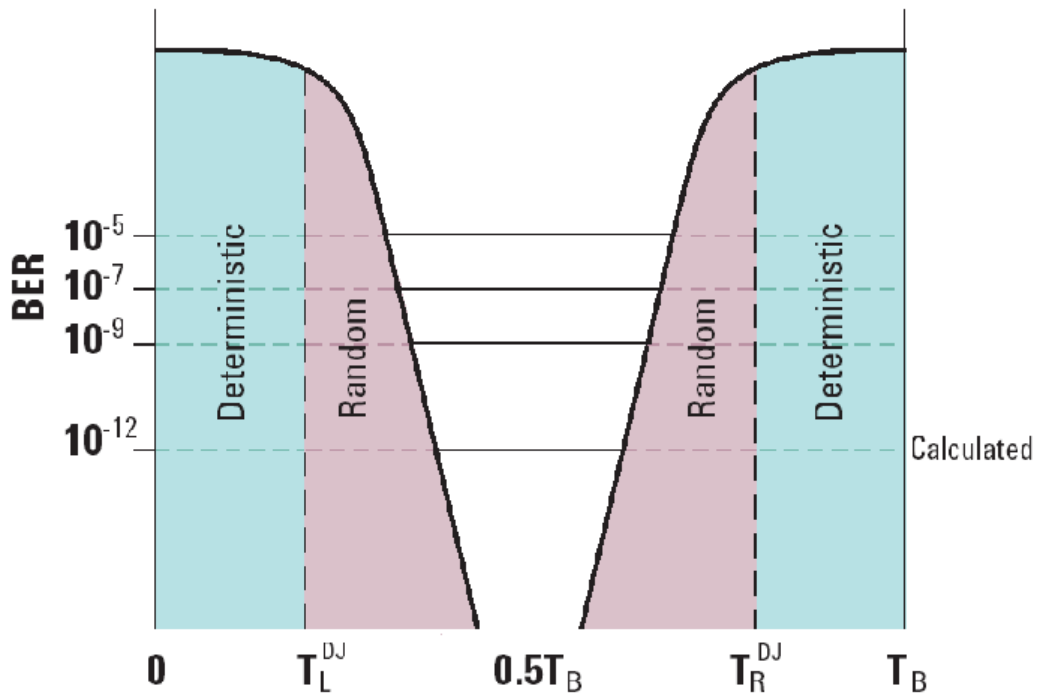


Рисунок 1.19 – U-образная кривая

Когда пробная точка расположена вблизи области перехода, вероятность ошибки BER равна 0,5, т.е. вероятность правильного и не правильного определения бита одинакова. В данной области кривая имеет плоский вид, здесь преобладает детерминированный джиттер. По мере приближения к центру единичного интервала BER стремительно уменьшается, здесь преобладает случайная составляющая джиттера, вероятность ошибки определяется гауссовскими процессами. Данная кривая наглядно показывает границы безошибочной передачи при заданном уровне допустимого BER.

Для анализа джиттера в частотной области применяется описанные выше – спектральная плотность мощности $S_{\phi}(f_m)$ и спектральная плотность мощности в одиночной боковой полосе $L(f_m)$. Так же к значениям ошибки временного интервала TIE используется быстрое преобразование Фурье. Метод БПФ недостаточно точен для измерения случайного фазового шума, однако позволяет быстро просмотреть явные детерминированные процессы. На рисунке 1.20 представлен пример частотного анализа джиттера.

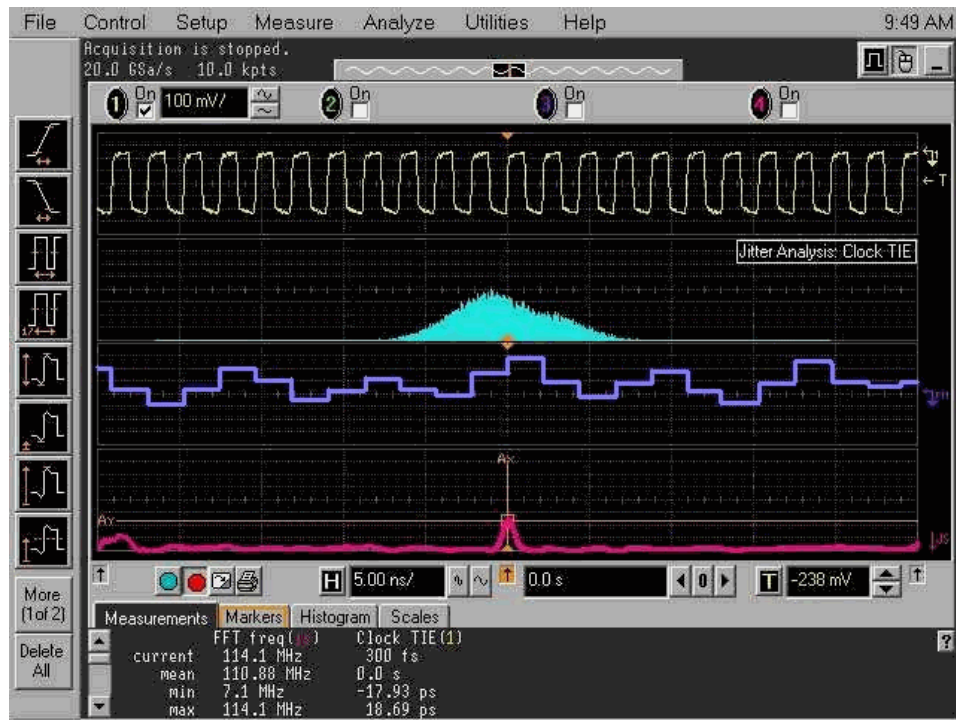


Рисунок 1.20 – Осциллограмма сигнала синхроимпульсов с частотой 456 МГц со встроенным анализатором джиттера

На верхней линии осциллограммы показан сам сигнал, на второй представлена гистограмма. Вид данной гистограммы говорит о присутствии помимо случайной составляющей джиттера, детерминированной составляющей, так как она сильно отличается от функции Гаусса. Третья линия отображает поведение ошибки временного интервала TIE во времени. В идеальном сигнале без джиттера, линия имела бы прямую форму. На нижней линии представлен спектр джиттера полученного путем быстрого преобразования Фурье последовательности значений ошибки TIE. Пик в центре показывает наличие субгармоники детерминированного джиттера на частоте 114 МГц [13].

Существует достаточно большое количество аппаратуры, позволяющей исследовать поведение джиттера на рынке измерительных приборов. Существуют генераторы сигналов с регулируемым уровнем джиттера, анализаторы низкоуровневого джиттера, анализаторы фазовой и детерминированной составляющих, спектроанализаторы и осциллографы с дискретизацией в истинном масштабе времени. Все эти системы

характеризуются чрезвычайно низким уровнем собственного шума и невосприимчивостью к амплитудному шуму [13,14].

Дрожание частоты тактового генератора особенно важно в системах преобразования данных из аналоговой в дискретную форму, т.е. в процессе дискретизации сигнала. Фактически, тактовый генератор определяет время выборки, полученное из входного сигнала. Любая нестабильность частоты генератора приведет к изменению частоты дискретизации, к ее дрожанию. Так же это приводит к появлению дополнительного искажения уровня амплитуды, и эта ошибка не может быть исправлена позже в АЦП, поскольку уже прикреплена к последовательности выборки, обрабатываемой для оцифровки.

Нестабильность частоты тактового генератора УВХ так же важна в процессе цифрового преобразования частоты, основанного на дискретизации сигнала. Дрожание частоты дискретизации приводит к дрожанию самого спектра сигнала и его копий на гармониках и субгармониках частоты дискретизации. Что может привести к существенному искажению спектра сигнала, появлению внеполосного излучения на передающем оборудовании, элайзингу в самом дискретном сигнале. Данные искажения могут помешать выделить нужную копию исходного спектра соответствующими фильтрами и демодулировать сигнал при понижающем преобразовании частоты.

ГЛАВА 2 КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

2.1 Обзор существующих сред компьютерного моделирования

Моделирование является общепризнанным средством познания действительности. Этот процесс состоит из двух больших этапов: разработки модели и анализа разработанной модели. Моделирование позволяет исследовать суть сложных процессов и явлений с помощью экспериментов не с реальной системой, а с ее моделью. Известно, что для принятия разумного решения по организации работы системы не обязательно знание всех характеристик системы, всегда достаточен анализ ее упрощенного, приближенного представления.

Моделирование сложных систем осуществляется в виде программ, разрабатываемых на компьютере. Сложились две перекрывающиеся области компьютерного моделирования, которые можно охарактеризовать как математическое моделирование и имитационное моделирование.

Математическое моделирование связано, в основном, с разработкой математических моделей физических явлений, с созданием и обоснованием численных методов. Существует академическая трактовка моделирования как области вычислительной математики, которая является традиционной для активности прикладных математиков.

Имитационное моделирование — это разработка и выполнение на компьютере программной системы, отражающей поведение и структуру моделируемого объекта. Компьютерный эксперимент с моделью состоит в выполнении на компьютере данной программы с разными значениями параметров (исходных данных) и анализе результатов этих выполнений.

Имитационное моделирование — очень обширная область. Можно по-разному подходить к классификации решаемых в ней задач. В соответствии с

одной из классификаций эта область насчитывает в настоящее время четыре основных направления: моделирование динамических систем, дискретнособытийное моделирование, системная динамика и агентное моделирование. В каждом из этих направлений развиваются свои инструментальные средства, упрощающие разработку моделей и их анализ. Данные направления (кроме агентного моделирования) базируются на концепциях и парадигмах, которые появились и были зафиксированы в инструментальных пакетах моделирования несколько десятилетий назад и с тех пор не менялись.

Например, моделирование динамических систем направлено на исследование сложных объектов, поведение которых описывается системами алгебро-дифференциальных уравнений. Инженерным подходом к моделированию таких объектов 40 лет назад была сборка блок-схем из решающих блоков аналоговых компьютеров: интеграторов, усилителей и сумматоров, токи и напряжения в которых представляли переменные и параметры моделируемой системы. Этот подход и сейчас является основным в моделировании динамических систем, только решающие блоки являются не аппаратными, а программными. Он реализован, например, в инструментальной среде Simulink [16].

В настоящий момент существует несколько ведущих сред компьютерного моделирования наиболее подходящих специалистам в области инфокоммуникационных технологий и систем связи, самые известные из них — LabVIEW и Simulink.

Язык LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench) разработан фирмой «National Instruments». Сфера деятельности этой фирмы лежит не только в области программного обеспечения. Фирма «National Instruments» широко известна также как разработчик и производитель множества аппаратных продуктов. Фирмой выпускаются разнообразные интерфейсные устройства, встраиваемые в компьютер или подключаемые к его портам, устройства генерации и обработки реальных электрических

сигналов, датчики, регистрирующие различные физические процессы, и т.п.

Язык LabVIEW не похож на другие языки программирования. С его помощью создается не программа, как её принято представлять, а некий виртуальный инструмент, предназначенный не только для моделирования тех или иных процессов, но и для управления аппаратными средствами и исследования реальных физических объектов.

Простота образных графических конструкций, легкость их установки на поле программы, наглядность и читаемость уже созданных программ - все это заставляет отдать предпочтение языку LabVIEW перед другими.

Программы, составленные на языке LabVIEW, называются виртуальными инструментами (VI). Также в LabVIEW присутствуют программы управления (драйверы) реальных приборов дающие возможность генерировать и измерять реальные физические сигналы, превращающие компьютер в генераторно-измерительную систему [17].

В этом пакете реализована концепция графического программирования алгоритмов преобразования и обработки цифровых сигналов. Программа алгоритма при этом выглядит как функциональная схема устройства обработки данных. В LabVIEW уже заложен обширный набор способов обработки данных в виде готовых узлов (устройств), которые можно включить в виртуальный прибор, что существенно упрощает и ускоряет разработку приложений анализа данных [18].

Программа Simulink является приложением к пакету MATLAB. При моделировании с использованием Simulink реализуется принцип визуального программирования, в соответствии с которым, пользователь на экране из библиотеки стандартных блоков создает модель устройства и осуществляет расчеты. При этом, в отличие от классических способов моделирования, пользователю не нужно досконально изучать язык программирования и численные методы математики, а достаточно общих знаний, требующихся при работе на компьютере и знаний той предметной области, в которой он работает.

Simulink является достаточно самостоятельным инструментом MATLAB, при работе с ним не требуются знания самого MATLAB и остальных его приложений. Однако, доступ к функциям MATLAB и другим его инструментам остается открытым и их можно использовать в Simulink. Часть входящих в состав пакетов имеет инструменты, встраиваемые в Simulink (например, LTI-Viewer приложения Control System Toolbox – пакета для разработки систем управления). Имеются также дополнительные библиотеки блоков для разных областей применения (например, Power System Blockset – моделирование электротехнических устройств, Digital Signal Processing Blockset – набор блоков для разработки цифровых устройств и т.д).

При работе с Simulink пользователь имеет возможность модернизировать библиотечные блоки, создавать свои собственные, а также составлять новые библиотеки блоков.

При моделировании пользователь может выбирать метод решения дифференциальных уравнений, а также способ изменения модельного времени (с фиксированным или переменным шагом). В ходе моделирования имеется возможность следить за процессами, происходящими в системе. Для этого используются специальные устройства наблюдения, входящие в состав библиотеки Simulink. Результаты моделирования могут быть представлены в виде графиков или таблиц.

Преимущество Simulink заключается также в том, что он позволяет пополнять библиотеки блоков с помощью подпрограмм написанных как на языке MATLAB, так и на языках C++, Fortran и Ada [15].

Для разработки компьютерной модели цифрового преобразователя частоты, наиболее подходящей является среда моделирования LabVIEW, так как данная среда имеет обширные возможности для создания интерфейса программы, способна одновременно проводить измерения, обработку данных и визуализацию процессов. Так же LabVIEW проста в освоении, ресурсная база распределена в интуитивно понятной библиотеке, сами

виртуальные инструменты (VI) очень гибкие и легко масштабируемые. Имеются все необходимые блоки для моделирования сигнала с джиттером, имея возможность задавать характеристики и параметры дрожания, строить глазковые диаграммы, гистограммы, спектрограммы джиттера. Среда способна наглядно отобразить процесс размножения спектра дискретного сигнала. Генерировать сигналы различных сложностей, включая сигналы с квадратурной модуляцией, такие как M-QAM, M-PSK, QPSK.

2.2. Разработка имитационной модели

Разработана имитационная модель в среде компьютерного моделирования LabVIEW. Модель позволяет генерировать сигнал с квадратурной M-QAM модуляцией. Осуществлять повышающее преобразование частоты как цифровым методом, так и с использованием гетеродина. Выполнять цифровое понижающее преобразование путем субдискретизации сигнала описанной в первой главе диссертации.

Создание модели осуществлялось в следующие этапы:

- 1) Разработка блока генерации сигнала, модулированного квадратурной модуляцией QAM-4, QAM-16, QAM-64;
- 2) Создание алгоритма, осуществляющего идеальную передискретизацию квадратурного сигнала;
- 3) Генерация сигнала с джиттером с возможностью регулирования параметров дрожания;
- 4) Разработка алгоритма, осуществляющего выборку в соответствии с частотой управляющего сигнала тактового генератора с регулируемым уровнем джиттера;

Для удобства проведения исследования было разработано несколько

вариантов модели:

1) Наглядное цифровое повышающее преобразование QAM сигнала без джиттера, с последующим цифровым понижающим преобразованием и демодуляцией сигнала с построением сигнального созвездия.

2) Повышающее цифровое преобразование QAM модулированного сигнала, параллельно используя идеальную передискретизацию и передискретизацию с дрожанием частоты дискретизации. Отображая спектрограммы и осциллограммы всех основных этапов преобразования.

3) Преобразование QAM сигнала с повышением частоты классическим методом пи помощи гетеродина, с последующим понижающим преобразованием используя субдискретизацию. Параллельно осуществляются идеальная субдискретизация и субдискретизация с дрожанием частоты дискретизации.

На рисунке 2.1 представлена функциональная схема первого варианта модели.

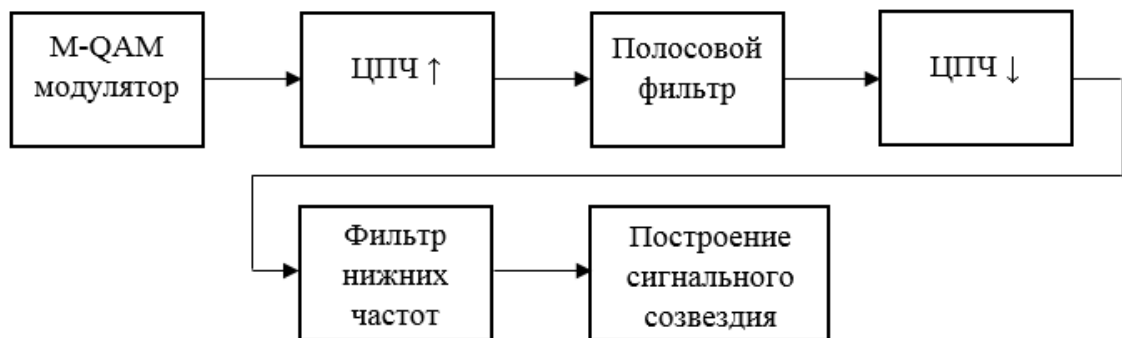


Рисунок 2.1 – Функциональная схема первого варианта модели

На рисунке 2.2 показана структурная схема первого варианта модели с повышающим и понижающим ЦПЧ.

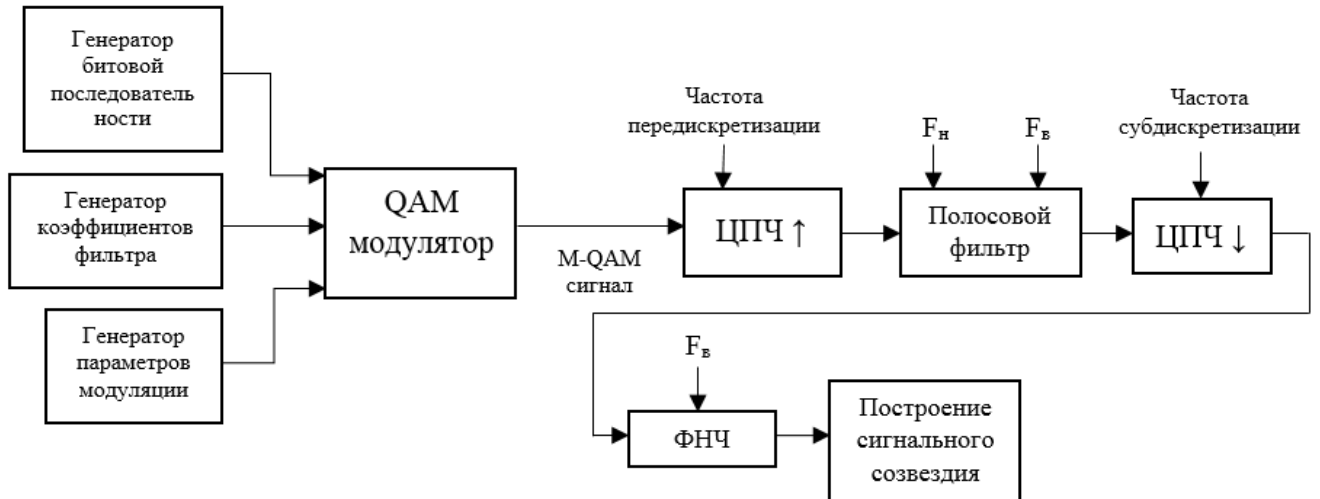


Рисунок 2.2 – Структурная схема первого варианта модели

На вход QAM модулятора поступает битовая последовательность, коэффициенты канального фильтра (на выбор Pulse-Shaping Raised Cosine фильтр, или Pulse-Shaping Root Raised Cosine), параметры модуляции (размерность созвездия, количество отсчетов на символ), частота дискретизации одного символа.

На выходе QAM модулятора получается M-QAM сигнал в baseband диапазоне (Рисунок 2.3), далее происходит его передискретизация алгоритмом, обнуляющим значения между отсчетами, следующими с периодом частоты передискретизации. Тем самым происходит размножение спектра исходного сигнала. Копии спектра переносятся на гармоники частоты передискретизации (Рисунок 2.4).

Полосовой фильтр можно настроить на любую из копий исходного спектра, и выделить ее без значительных искажений. Тем самым осуществив цифровое преобразование с повышением частоты сигнала (Рисунок 2.5).

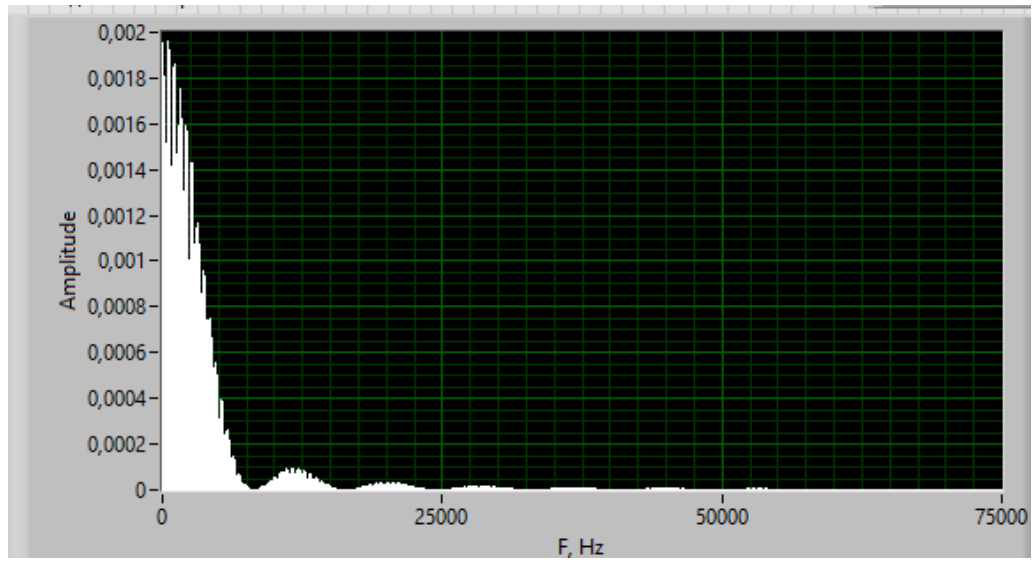


Рисунок 2.3 – Исходный спектр сигнала QAM-4

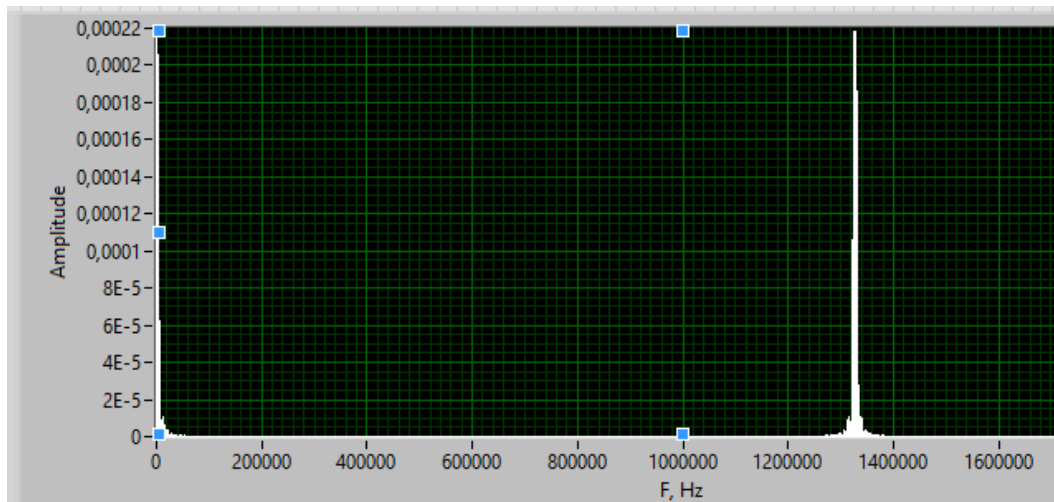


Рисунок 2.4 – Размноженный спектр передискретизированного сигнала

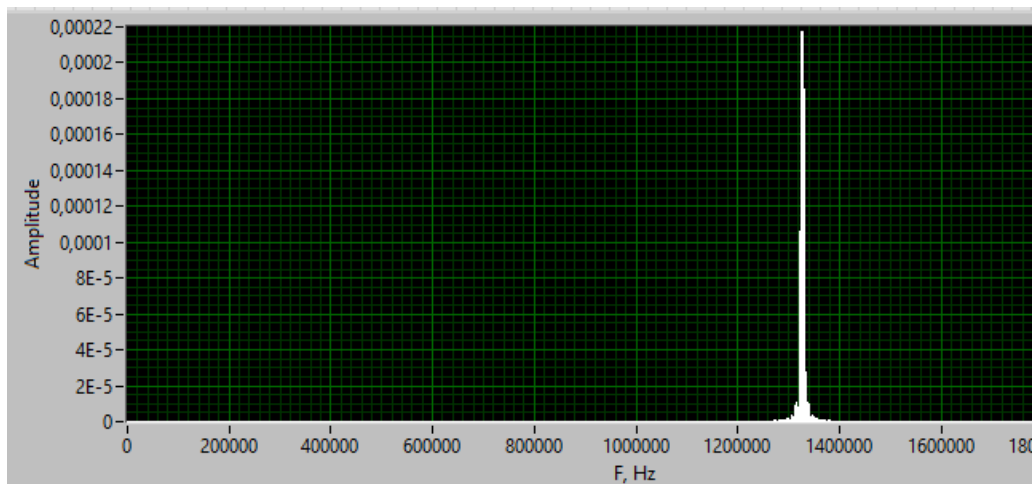


Рисунок 2.5 – Копия исходного спектра, выделенная полосовым фильтром

Далее, согласно формулы (1.1), настраивается частота субдискретизации и аналогичный алгоритм производит передискретизацию сигнала, перенося копии спектра на гармоники и субгармоники частоты субдискретизации (Рисунок 2.6).

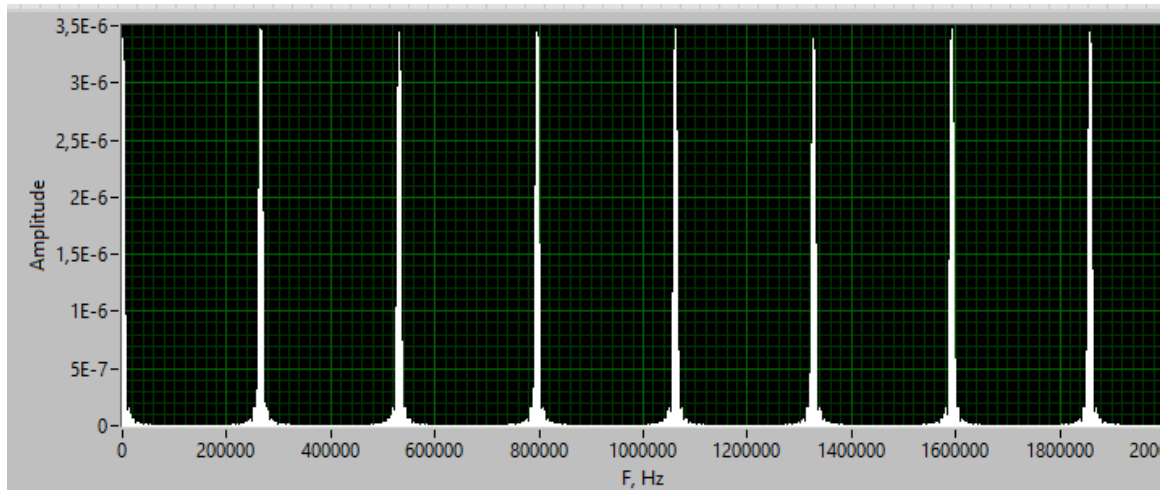


Рисунок 2.6 – Копии спектра на гармониках субгармониках частоты субдискретизации

Фильтр нижних частот настраивается для выделения копии спектра сигнала на нулевой частоте, т.е. в baseband диапазоне (Рисунок 2.7). По выделенному спектру можно построить сигнальное созвездие M-QAM сигнала (Рисунок 2.8).

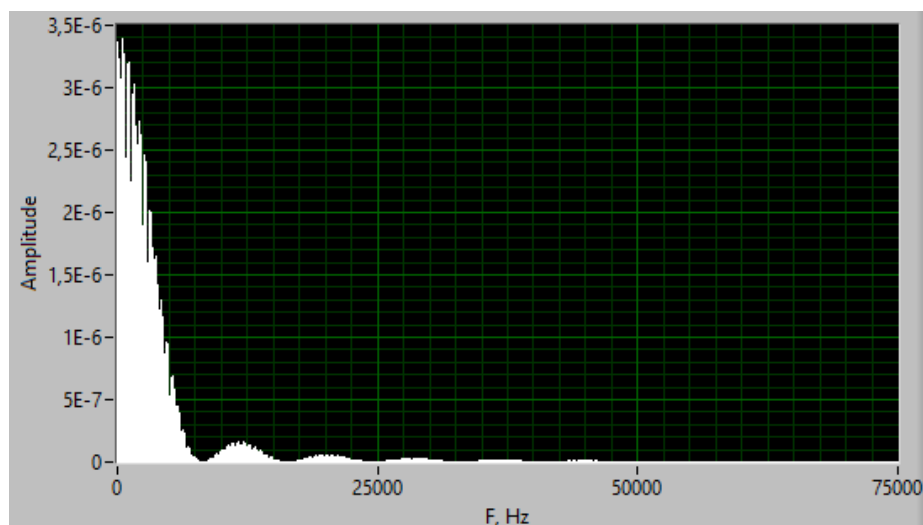
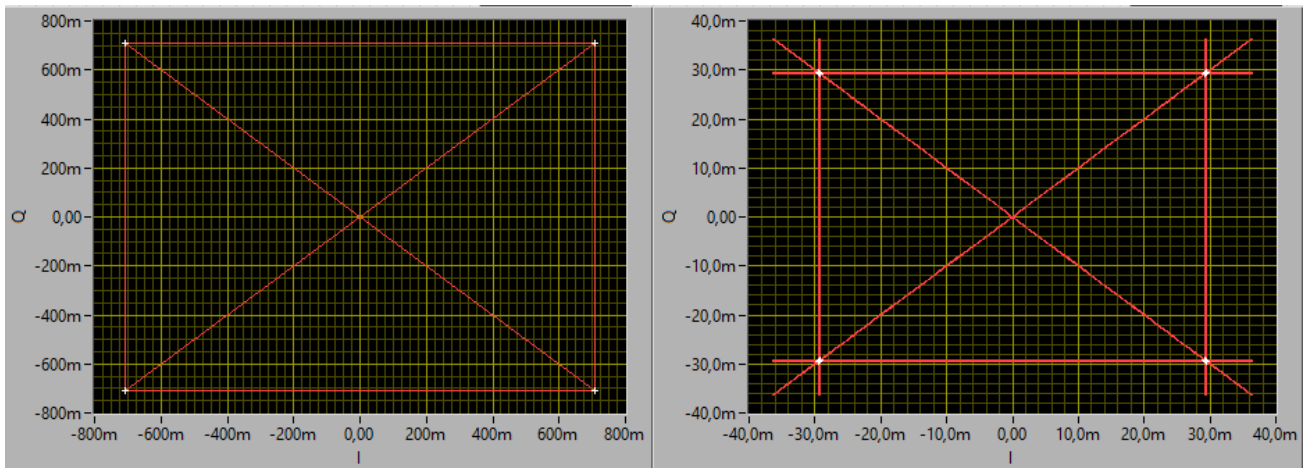


Рисунок 2.7 – Спектр на выходе ФНЧ



а)

б)

Рисунок 2.8 – Сигнальные созвездия сигнала QAM-4: а) на выходе QAM модулятора; б) на выходе ФНЧ

Как видно на рисунке, после процесса передискретизации, уменьшается энергетика сигнала пропорционально величине сокращения амплитудных отсчетов сигнала.

Рисунок 2.9 отображает функциональную схему второго варианта модели.



Рисунок 2.9 – Функциональная схема второго варианта модели

На рисунке 2.10 показана структурная схема второго варианта модели с идеальным цифровым повышающим преобразованием частоты, и с дрожанием частоты передискретизации.

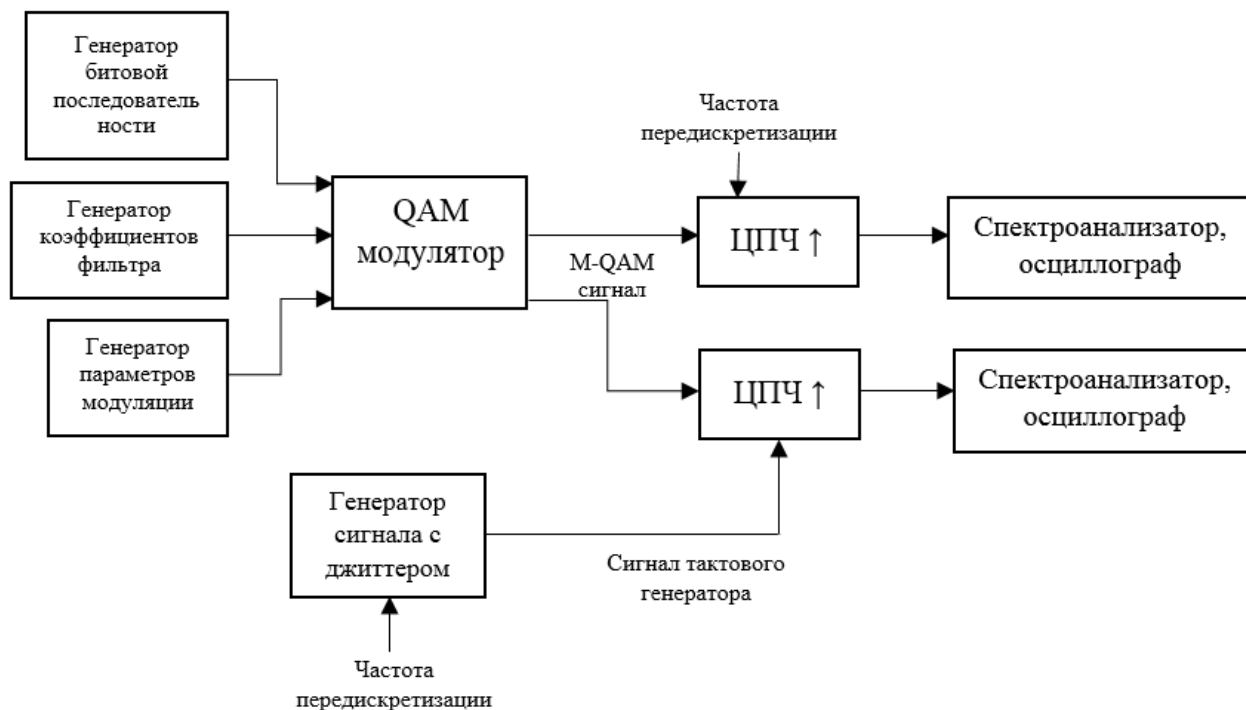


Рисунок 2.10 – Структурная схема второго варианта модели

Здесь, на QAM модулятор поступают те же параметры, что и в первом варианте. Идеальная передискретизация M-QAM модулированного сигнала, со стабильной частотой передискретизации так же осуществляется аналогично первому варианту. Однако, частотой передискретизации второго преобразователя частоты управляет сигнал тактового генератора с джиттером.

На вход генератора сигнала с джиттером подаются параметры самого тактового сигнала и джиттера. Частота дискретизации и время генерации сигнала должно соответствовать сигналу на выходе QAM модулятора. В модели реализована автоматическая подстройка данных параметров в зависимости от M-QAM сигнала. Общий джиттер сигнала состоит из случайной и детерминированной составляющих, параметры которых задаются через пользовательский интерфейс. Более подробная информация будет представлена в подробном описании ключевых блоков ниже.

С выходов обоих ЦПЧ снимаются спектрограммы и осциллограммы

сигналов для проведения оценки влияния джиттера на амплитуды отсчетов и спектр сигнала.

На рисунке 2.11 представлена функциональная схема третьего варианта модели.

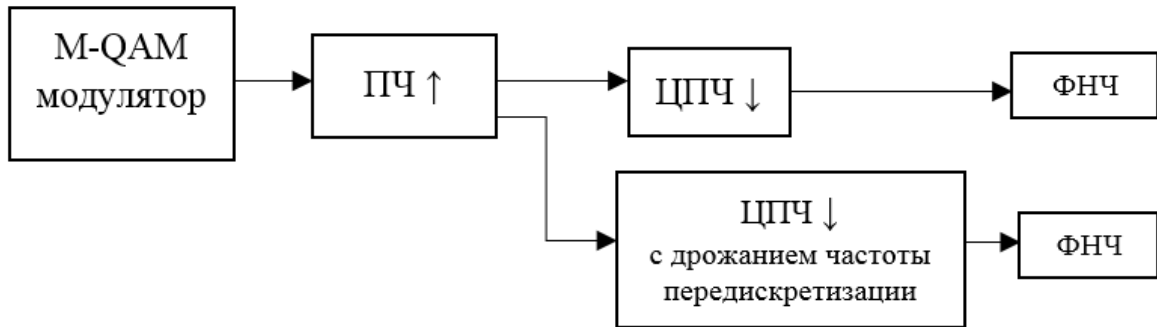


Рисунок 2.11 – Функциональная схема третьего варианта модели

На рисунке 2.12 показана структурная схема третьего варианта модели с классическим преобразованием вверх с использованием гетеродина и понижающим ЦПЧ с идеальной частотой субдискретизации и дрожащей частотой субдискретизации.

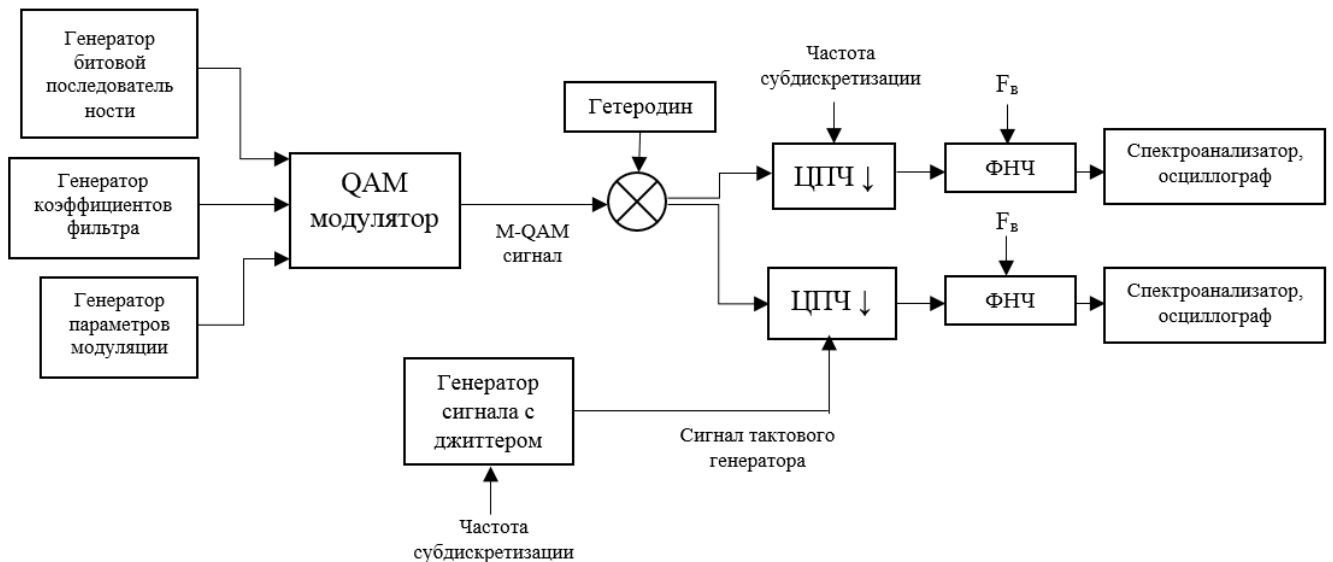


Рисунок 2.12 – Структурная схема третьего варианта модели

Генерация M-QAM сигнала, цифровое преобразование идеальным преобразователем частоты и преобразователем с дрожащей частотой

дискретизации, осуществляется идентично первой и второй версии модели. Частота передискретизации подобрана в соответствии с формулой (1.1) и соответствует режиму субдискретизации. Однако, преобразование вверх осуществляется путем перемножения M-QAM сигнала с сигналом гетеродина, для сохранения избыточности отсчетов сигнала, подвергающегося передискретизации, для сохранения достоверности отображения процессов.

На выходе ФНЧ строятся спектрограммы и осциллограммы для проведения анализа влияния джиттера на спектр преобразованного сигнала и амплитуды отсчетов.

На рисунках 2.13, 2.14 представлен пользовательский интерфейс первой версии модели цифрового преобразователя частоты.

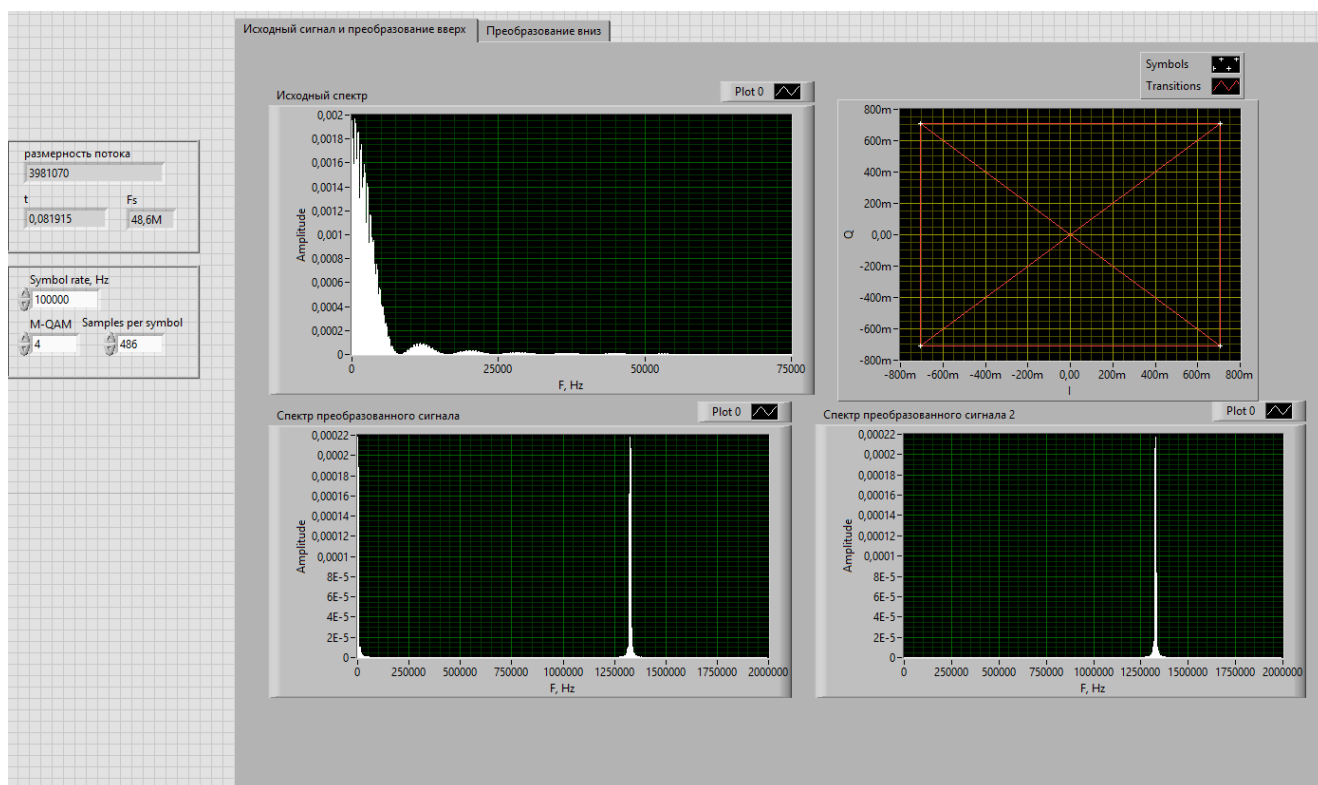


Рисунок 2.13 – Пользовательский интерфейс первого варианта модели

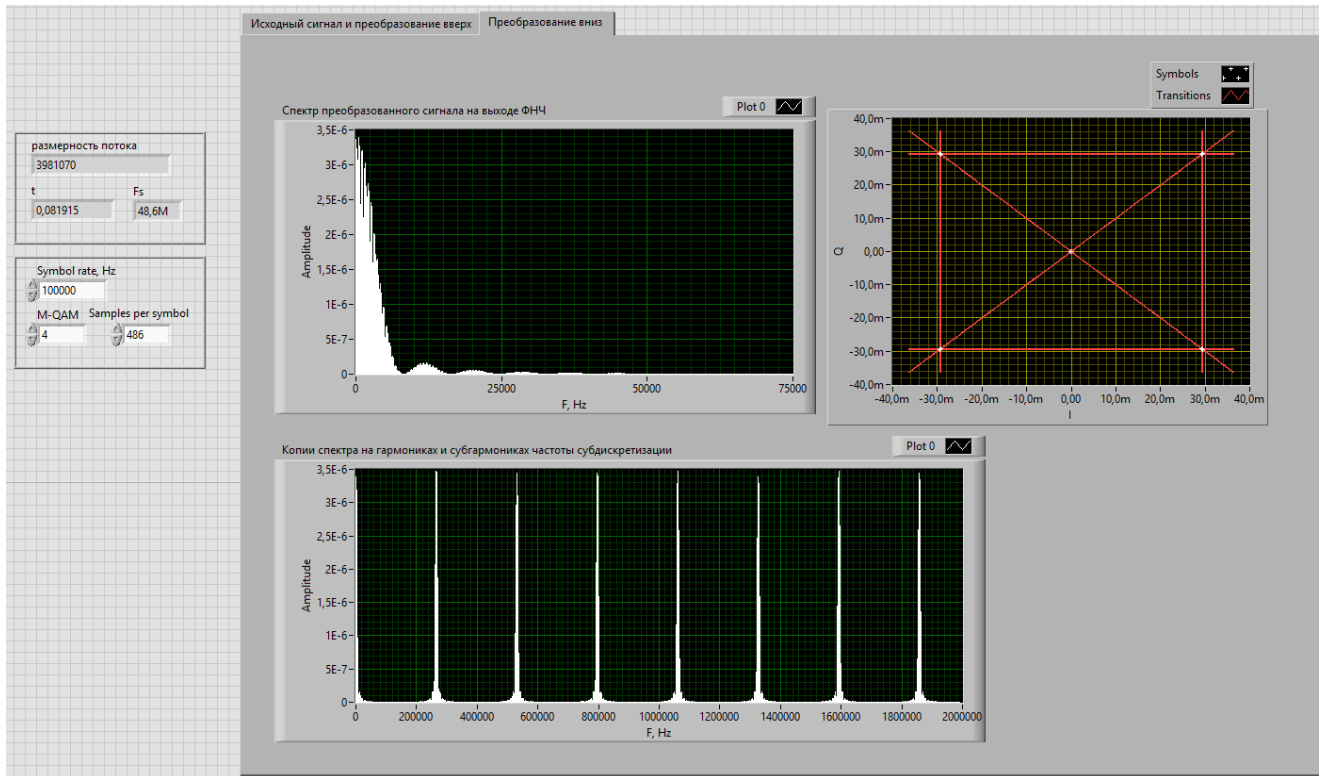


Рисунок 2.14 – Пользовательский интерфейс первого варианта модели

На рисунке 2.15 отображена реализация блока M-QAM модулятора в LabVIEW.

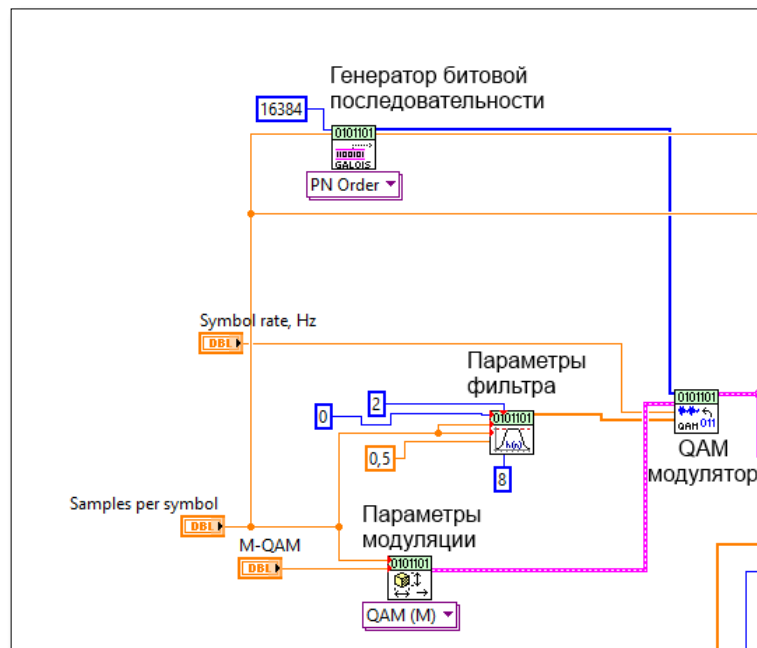


Рисунок 2.15 – Блок M-QAM модулятора в LabVIEW

Основными виртуальными инструментами (VI) являются: MT Generate Bits; MT Generate Filter Coefficients; MT Modulate QAM; MT Generate System Parameters. Подробное описание VI представлено ниже.

MT Generate Bits VI – Генерирует последовательность битовых данных, подлежащих модуляции. Этот полиморфный VI может генерировать псевдослучайные последовательности бит Фибоначчи или Галуа (В данной модели использовалась последовательность Галуа). Также он может генерировать битовые последовательности на основе пользовательского шаблона. Выбранный шаблон повторяется до тех пор, пока не будет создано заданное пользователем количество общих бит (Рисунок 2.16).

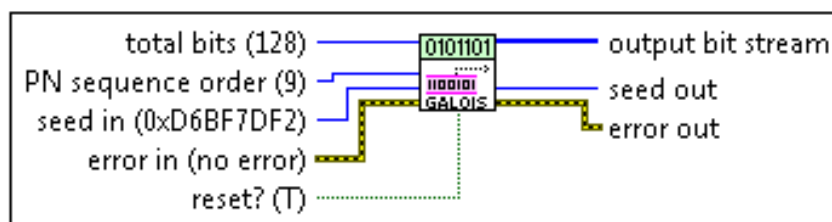


Рисунок 2.16 – MT Generate Bits VI

Ниже описаны все входы и выходы блока:

- Total bits – определяет количество генерируемых псевдослучайных битов. Значение по умолчанию 128.
- PN sequence order – определяет порядок формирования псевдослучайной PN-последовательности бит. Допустимые значения: 5-31 включительно.
- Seed in – определяет начальное состояние регистра сдвига генератора псевдослучайной последовательности. Если оно не указано, используется состояние по умолчанию. Значение по умолчанию - 0xD6BF7DF2.
- Reset? – указывает, следует ли продолжать генерировать биты, используя предыдущие итерационные состояния.
- Error in (no error) – может принимать информацию об ошибке, связанную с подключенными к этому VI других VI. Щелкните правой кнопкой мыши ошибку на передней панели управления и выберите

«Объяснить ошибку» или «Объяснить предупреждение» из контекстного меню для получения дополнительной информации об ошибке.

- **Output bit stream** – выводит сгенерированные псевдослучайные биты данных. Если порядок PN-последовательности равен N , выходные данные являются периодическими с периодом $T = 2^N - 1$. Например, если $N = 7$, последовательность воспроизведения повторяется после каждого $T = 127$ бит.

- **Seed out** – возвращает состояние регистра для использования в качестве состояния во время следующего запуска этого VI, когда в «Reset?» установлено значение «FALSE».

- **Error out** – передает информацию об ошибках или предупреждения из VI, которые будут использоваться другими VI в дальнейшем.

MT Generate Filter Coefficients VI – Вычисляет коэффициенты фильтра для импульсно-формирующих и согласованных фильтров, применяемых в VI цифровой модуляции и демодуляции (Рисунок 2.17).

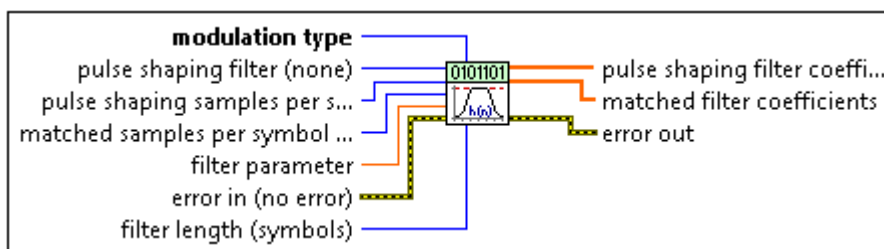


Рисунок 2.17 – MT Generate Filter Coefficients VI

Далее представлены основные входы и выходы данного блока:

- **pulse shaping filter (none)** – определяет класс фильтра для генерации. Выбор здесь должен соответствовать настройке параметра типа модуляции. Значение по умолчанию - none. На рисунках 2.18, 2.19 показаны импульсные характеристики доступных фильтров для QAM модуляции.

- **modulation type** – задает тип модуляции или демодуляции, для которых генерируются коэффициенты фильтра. Значение по умолчанию - FSK. (FSK – 0; PSK – 1; QAM – 2; MSK – 3; PAM – 4; ASK – 5; CPM – 6.)

- **filter parameter** – задает либо параметр alpha (для raised cosine (рис.

2.18) и square root raised cosine (рис. 2.19) фильтров), либо ВТ (произведение ширины -3 дБ и период символа для фильтра Гаусса). Этот параметр игнорируется, если параметр фильтра формирования импульса установлен равным нулю. Значение по умолчанию – 0,5.

- pulse shaping samples per symbol – задает желаемое количество отсчетов на один символ для фильтра формирования импульса. Если для демодуляции используется фильтр формирования импульсов, это значение параметра должно соответствовать данному параметру на входе VI демодуляции. Указывается четное число, большее 2. Значение по умолчанию равняется 1.

- matched samples per symbol – задает количество отсчетов на один символ для согласованного фильтра используемого в демодуляции. Это значение параметра должно соответствовать идентичным значениям на VI цифровой модуляции и демодуляции. Указывается четное число, большее 2. Значение по умолчанию – 16.

- filter length – задает желаемую длину фильтра формирования импульса в символах. Длина согласованного фильтра может варьироваться в зависимости от типа фильтра и типа модуляции. Допускаются значения больше 1. Значение по умолчанию – 8.

- pulse shaping filter coefficients – выводит упорядоченный массив коэффициентов фильтра, соответствующий требуемому отклику фильтра для фильтра формирования импульсов, используемого в модуляции. Количество коэффициентов зависит от характеристик фильтра, формирующего импульс, указанного в параметре фильтра формирования импульса.

- matched filter coefficients – выводит упорядоченный массив коэффициентов фильтра, соответствующий требуемому отклику фильтра для согласованного фильтра, используемого в демодуляции.

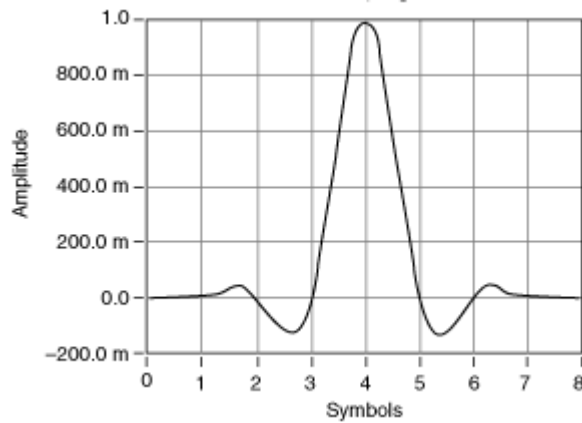


Рисунок 2.18 – Raised Cosine filter

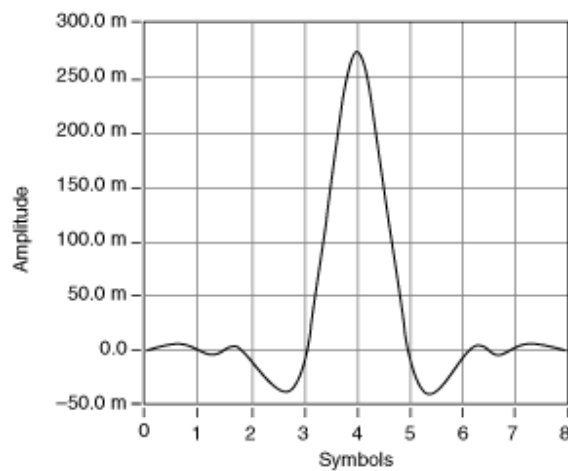


Рисунок 2.19 – Root Raised Cosine filter

MT Generate QAM System Parameters (M) – Этот вариант VI MT Generate System Parameters вычисляет параметры для использования с MT Modulate QAM VI или MT Demodulate QAM VI. Он предопределяет карту символов в сигнальном созвездии (рисунок 2.20).

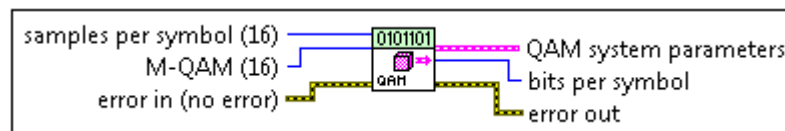


Рисунок 2.20 – MT Generate QAM System Parameters

Входные и выходные данные этого блока представлены далее:

- `samples per symbol` – определяет четное, положительное число отсчетов, выделенных для каждого символа. Значение по умолчанию - 16.

- M-QAM – определяет M число, которое представляет собой число различных состояний, которые представляют символы в комплексном baseband модулированном сигнале. Это значение должно быть больше и кратно 2 и быть меньше 256. Значение по умолчанию - 16.

- error in (no error) – может принимать информацию об ошибке, связанную с подключенными к этому VI других VI.

- QAM system parameters – выводит значения параметров, определяющих систему QAM. Этот кластер подключается к соответствующему кластеру параметров систем MT Modulate QAM VI или MT Demodulate QAM VI. Он включает в себя: «samples per symbol» – количество отсчетов на один символ; и «symbol map» – упорядоченный массив, который отображает значение каждого символа в соответствующих координатах в комплексной плоскости.

- bits per symbol – выводит количество бит, представленных каждым символом. Это значение равно $\text{Log}_2(M)$, где M – порядок модуляции (например, для 16-QAM, $M = 16$).

MT Modulate QAM VI – Получает последовательность битов данных, выполняет QAM-модуляцию и выводит сложный модулированный сигнал в baseband полосе в форме комплексных данных включающих помимо самого сигнала, ряд параметров (Рисунок 2.21).

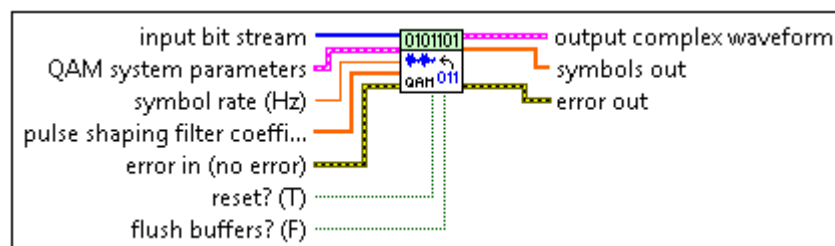


Рисунок 2.21 – MT Modulate QAM VI

Далее описаны входные и выходные данные блока:

- input bit stream – определяет последовательность битов информации, подлежащих модуляции.

- QAM system parameters – задает значения параметров, определяющие систему QAM. Соединяется с соответствующим выводом блока MT Generate System Parameters VI.

- symbol rate – задает желаемую скорость передачи символов в герцах (Гц). Значение по умолчанию – 1,0.

- pulse shaping filter coefficients – задает упорядоченный массив, содержащий требуемые коэффициенты формирования импульса. Соединяется с соответствующим выводом блока MT Generate Filter Coefficients VI.

- reset? – определяет, будет ли VI продолжать модулировать, используя предыдущие итерационные состояния.

- flush buffers? – определяет, вытесняются ли образцы из модулированной формы сигнала, на которые влияет задержка формирования КИХ-фильтра.

- output complex waveform – выводит модулированный QAM сигнал baseband диапазона в форме комплексных данных. Они включают: t_0 – время первого значения в массиве; dt – время между значениями в массиве; Y – модулированный сигнал включающий реальную и мнимую части сигнала.

- symbols out – выводит массив отображаемых символов до применения импульсного форматирования. Массив представляет собой комплексное значение каждого отображаемого символа.

На рисунке 2.22 представлена реализация в LabVIEW блока ЦПЧ – алгоритма, осуществляющего идеальную передискретизацию сигнала. На выход цикла поступают период передискретизации в отсчетах и сам квадратурный сигнал. Алгоритм оставляет отсчеты сигнала, следующие с периодом передискретизации, остальные отсчеты приравниваются нулю. Тем самым происходит изменение частоты дискретизации сигнала при неизменно исходной частоте дискретизации. После чего можно наблюдать эффект размножения спектра сигнала.

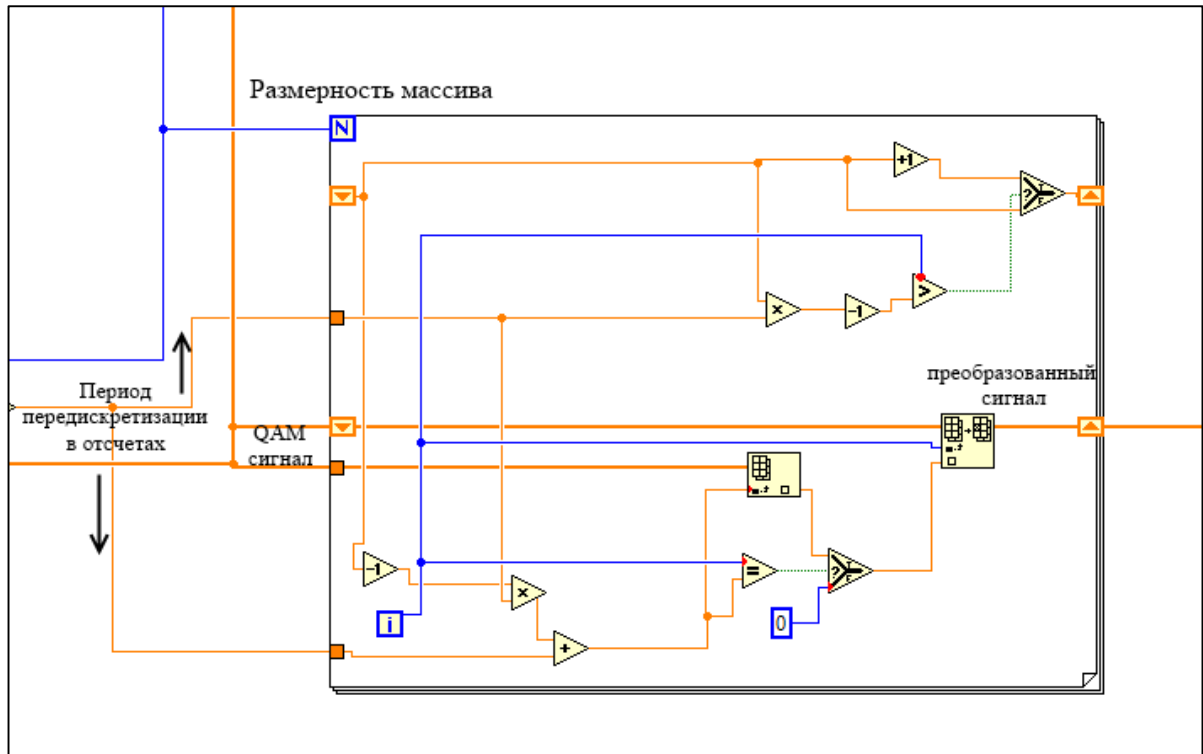


Рисунок 2.22 – Алгоритм ЦПЧ в LabVIEW

На рисунке 2.23 представлен блок ЦПЧ с дрожащей частотой передискретизации, частотой которой управляет тактовый генератор с джиттером.

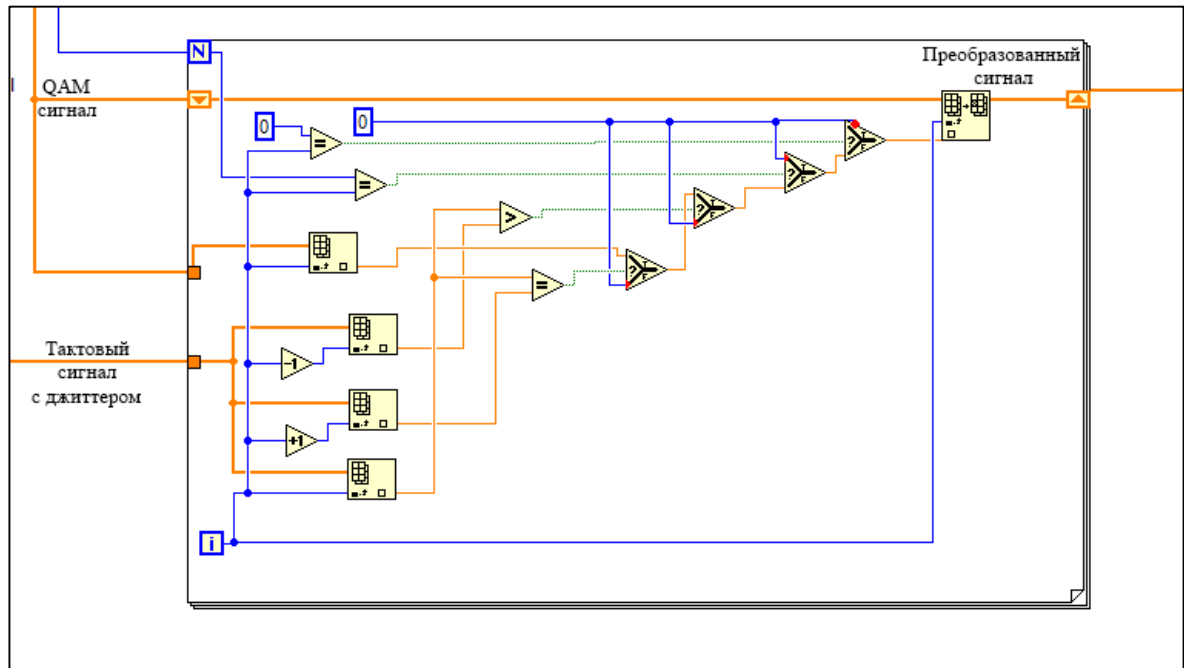


Рисунок 2.23 – ЦПЧ с дрожанием частоты передискретизации в LabVIEW

Данный алгоритм преобразовывает QAM сигнал в соответствии с управляющим тактовым сигналом прямоугольной формы с джиттером. Оставляя отсчеты QAM сигнала в соответствии с дрожащей частотой тактового генератора. Остальные отсчеты приравниваются 0. На рисунке 2.24 представлена визуализация работы алгоритма.

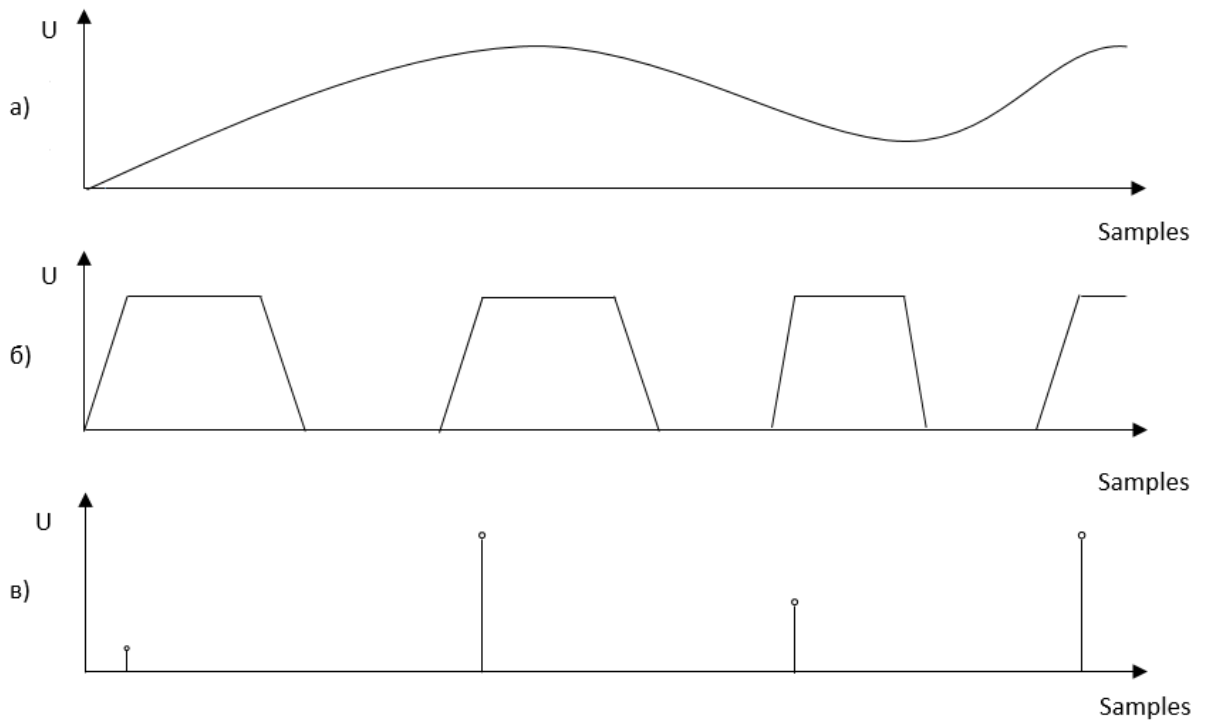


Рисунок 2.24 – Передискретизация сигнала: а) исходный сигнал; б) тактовый сигнал с джиттером; в) преобразованный сигнал

Основными элементами, используемыми в данных алгоритмах, являются: Index Array Function, Replace Array Subset Function, Select Function и элементарные арифметические и логические функции, такие как сравнение, умножение и т.д.

Index Array Function – выводит элемент или подматрицу n-мерного массива по индексу (Рисунок 2.25). При подключении массива к этой функции, функция автоматически изменяет размер, чтобы отображать входы индекса для каждого измерения в массиве.

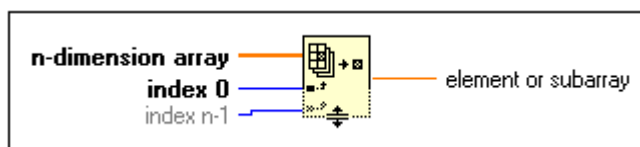


Рисунок 2.25 – Index Array Function

Входные и выходные представлены ниже:

- **n-dimension array** – может быть n-мерным массивом любого типа. Если n-мерный массив является пустым массивом, элементом или подмассивом, выводит значение по умолчанию для определенного типа данных для массива.

- **index 0..n-1** – должно быть числовым значением. Количество входов индекса совпадает с количеством измерений в n-мерном массиве. Если индекс находится за пределами допустимого диапазона (<0 или N , где N - размер n-мерного массива), элемент или подматрица возвращает значение по умолчанию для определенного типа данных для массива. Функции массива в массиве данных LabVIEW доступна в строчном порядке. В двумерном массиве строка является первым основным индексом, столбец - это последний, младший индекс. В больших многомерных массивах столбец остается последним индексом, а более крупные индексы добавляются к фронту.

- **element or subarray** – элемент или подмассив, имеет тот же тип, что и элементы n-мерного массива.

Replace Array Subset Function – Заменяет элемент или подмассив в массиве в соответствии с указанным индексом (Рисунок 2.26). При подключении массива к этой функции, функция автоматически изменяет размер, чтобы отображать индексные входы для каждого измерения в подключенном массиве.

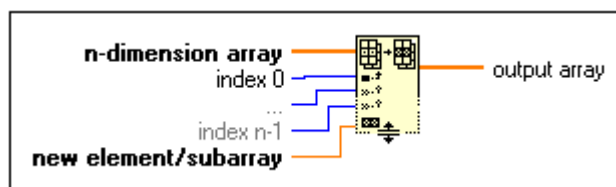


Рисунок 2.26 – Replace Array Subset Function

Входные и выходные данные блока:

- **n-dimension array** (n-мерный массив) – массив который подлежит замене элементов, строк, столбцов или страниц. Вводится может n-мерный массив любого типа.
- **index 0..n-1** – указывает элемент, строку, столбец или страницу, которую вы хотите заменить в массиве.
- **new element/subarray** – это массив или элемент, который заменяет элемент, строку, столбец или страницу в массиве, указанном в n-мерном массиве.
- **output array** – это массив, который выводит эта функция с замененным одним или несколькими элементами, строками, столбцами или страницами.

Select Function – выводит данные подключенные к одному из численных входов в зависимости от логического входа.

Генерация тактового сигнала с джиттером реализуется при помощи VI **Signal with Jitter** (Рисунок 2.28). Позволяющий генерировать различные виды сигналов с регулируемыми параметрами джиттера. На рисунке 2.27 представлен управляющий интерфейс блока генерации сигнала с джиттером. Интерфейс включает в себя управление всеми основными характеристиками сигнала и компонент полного джиттера – случайной и детерминированной составляющими. Отображает сам сигнал, спектр джиттера и глазковую диаграмму

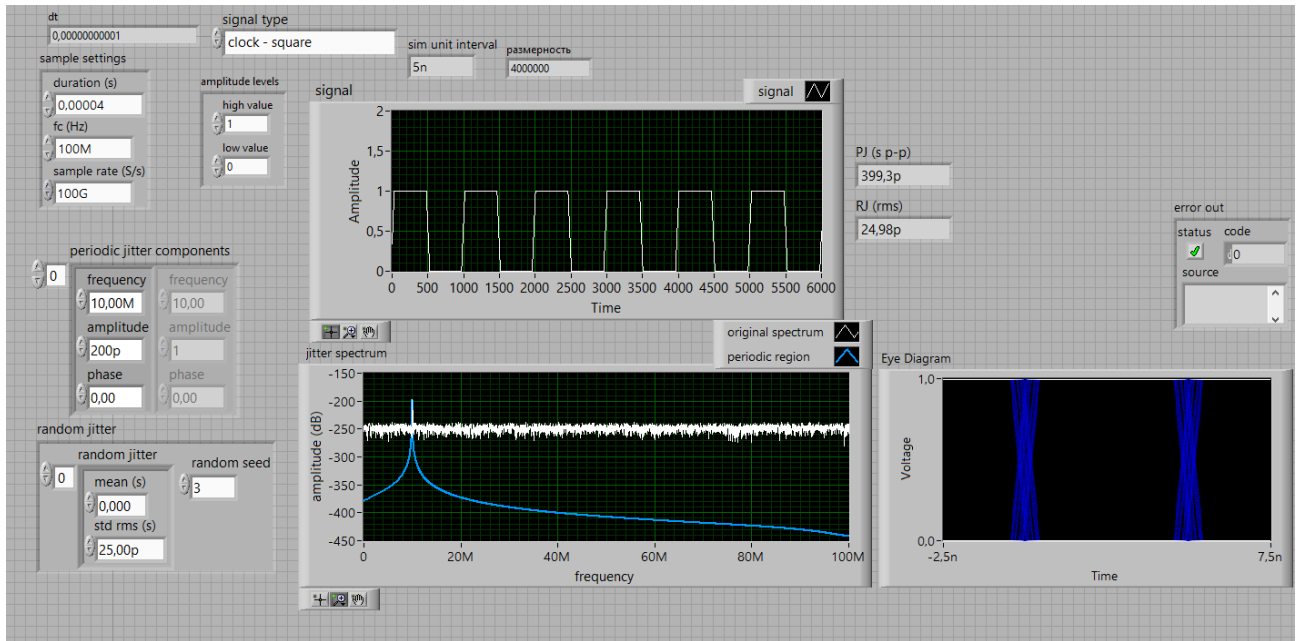


Рисунок 2.27 – Интерфейс блока генерации сигнала с джиттером

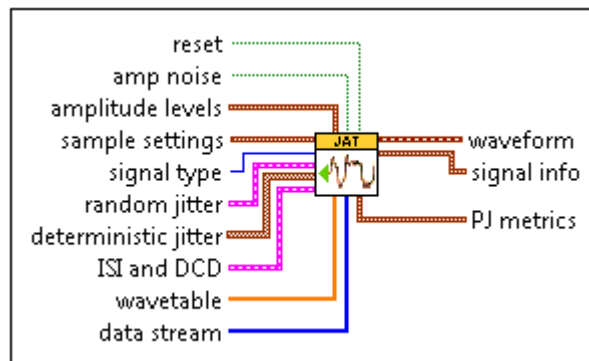


Рисунок 2.28 – Signal with Jitter VI

Ниже представлены все входные и выходные данные генератора сигнала с джиттером:

- **reset** – определяет инициализацию внутренних состояний.
- **amp noise** – если TRUE, указывает на добавление амплитудного шума к сигналу в виде распределенного по Гауссу псевдослучайного шума. Этот VI использует Gaussian White Noise VI для добавления амплитудного шума.
- **amplitude levels** – устанавливает уровни нижних и высших значений амплитуды.
- **sample settings** – управляет продолжительностью, частотой и частотой дискретизации генерируемого сигнала.

- **signal type** – определяет тип генерируемого сигнала.
- **random jitter** – управляет гауссовскими случайными компонентами дрожания периода сигнала. Задается среднее значение гауссовской составляющей шума и дисперсию.
- **random seed** – контролирует распределение случайных компонентов. Когда значение больше 0, LabVIEW активирует генератор шума. По умолчанию -1.
- **deterministic jitter** – представляет собой массив кластеров, элементами которого являются параметры для каждого синусоидального тона, детерминированного джиттера: **frequency** – определяет частоту синусоидального тона в герцах; **amplitude** – амплитуда синусоидального тона; **phase** – начальная фаза синусоидального тона в градусах (По умолчанию используется значение 0).
- **ISI and DCD** – управляет имитируемым каналом и искажением рабочего цикла.
- **waveform** – результирующий выходной сигнал с джиттером.
- **signal info** – выводит продолжительность и размерность результирующего сигнала.
- **PJ metrics** – выводит характеристики периодического джиттера в сигнале, который генерирует VI.

Блоки полосового фильтра и ФНЧ реализуются фильтрами Баттерворта в различных режимах работы и представлены Butterworth Filter VI (рисунок 2.29).

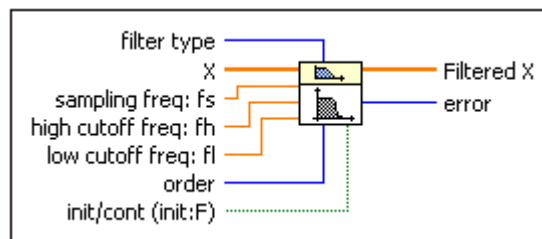


Рисунок 2.29 – Butterworth Filter VI

Далее описаны входные и выходные данные VI Butterworth Filter:

- filter type – указывает тип вильтра: 0 – фильтр нижних частот; 1 – фильтр верхних частот; 2 – полосно-пропускающий фильтр; 3 – полосно-задерживающий фильтр.

- X – входной сигнал, подлежащий фильтрации.
- sampling freq – частота дискретизации сигнала.
- high cutoff freq – верхняя частота среза.
- low cutoff freq – нижняя частота среза (должна быть меньше верхней).

- order – задает порядок фильтра и должен быть больше 0. По умолчанию используется значение 2.

- Filtered X – фильтрованный сигнал.
- error – выводит любую ошибку или предупреждение, которое дает данный VI.

В соответствии с источником 28 следует отметить ограничения, вводимые программным секторальным анализом в LabVIEW. Диапазон обрабатываемых частот зависит от числа отсчетов при заданном уровне исходной частоты дискретизации. В соответствии с формулой (2.1) обрабатываемые частоты F_R принадлежат области значений:

$$F_R \rightarrow [DC; (F_s/2) - (F_s/N)], \quad (2.1)$$

где DC – нулевая частота,

F_s – частота дискретизации,

N – общее число отсчетов.

Следовательно, диапазон частот по умолчанию ограничен половиной исходной частоты дискретизации.

Помимо этого, частоты, отображаемые быстрым преобразованием Фурье (FFT) следуют с интервалом Δf :

$$\Delta f = F_s/N. \quad (2.2)$$

То есть, для отображения частот с интервалом в 1 Гц, необходимо обеспечить число отсчетов равно частоте дискретизации (длительность сигнала 1 с).

Таким образом, разработанная имитационная модель цифрового преобразователя частоты позволяет решить поставленную в работе задачу – исследования влияния джиттера на процесс цифрового преобразования частоты. Так как модель позволяет производить как идеальное цифровое преобразование частоты M-QAM модулированного сигнала, так и с дрожанием частоты передискретизации. Компоненты джиттера тактового генератора, управляющего процессом передискретизации, могут настраиваться пользователем. Все основные этапы процесса визуализируются, имеется возможность получить полные данные об отсчетах сигнала на любом этапе. Имеется возможность оценить влияние различного уровня джиттера как на спектр, так и на амплитуду отсчетов сигналов.

ГЛАВА 3 ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ДЖИТТЕРА НА ПРОЦЕСС ЦИФРОВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЧАСТОТЫ

Для исследования влияния джиттера на процесс цифрового преобразования частоты сформирован сигнал QAM-16. Спектр и сигнальное созвездие исходного сигнала представлены на рисунках 3.1 и 3.2 соответственно.

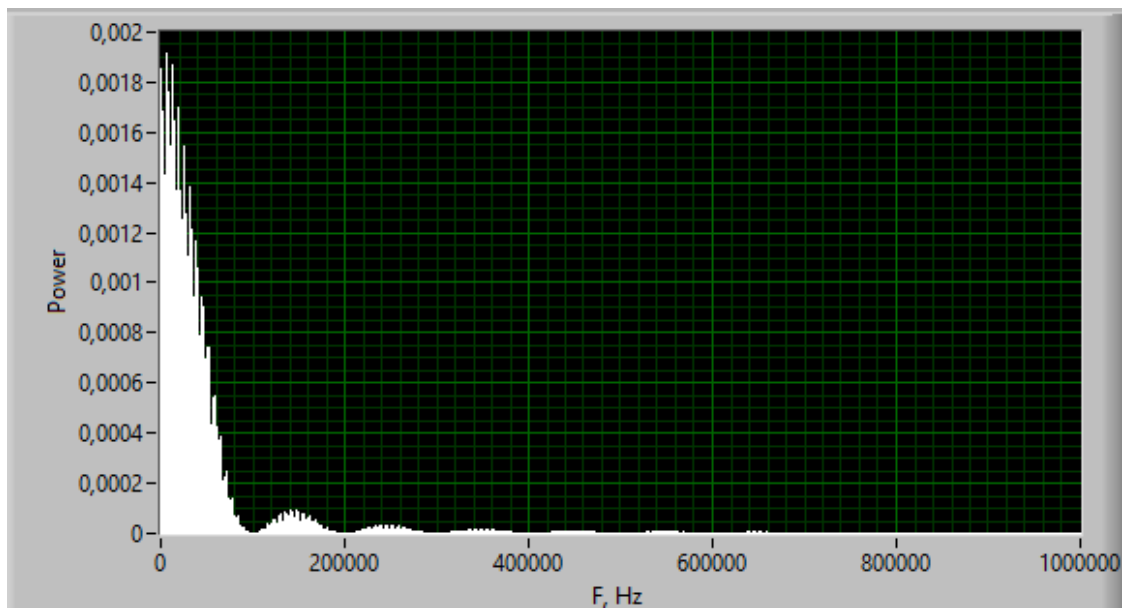


Рисунок 3.1 – Спектр исходного сигнала QAM-16

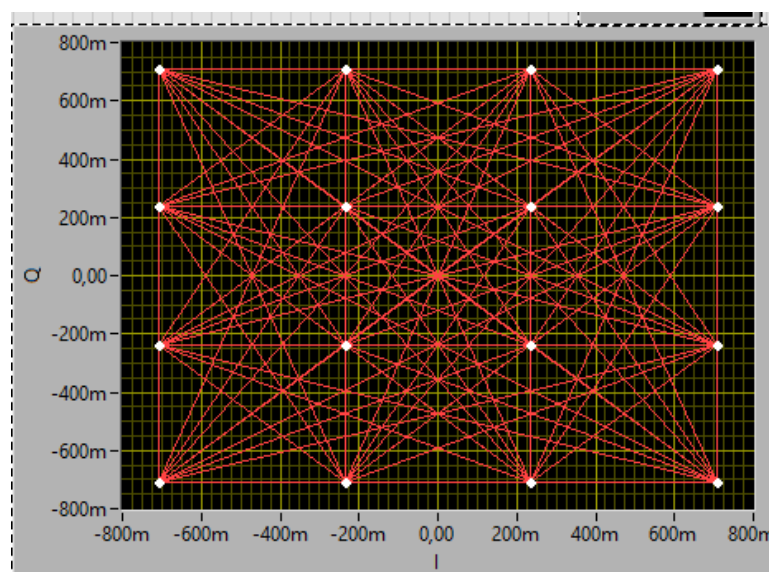


Рисунок 3.2 – Сигнальное созвездие QAM-16

Частота дискретизации исходного сигнала 48 МГц, продолжительность 0,08188 с.

Далее сигнала был преобразован ЦПЧ с частотой передискретизации 2 МГц, что привело к появлению копий спектра сигнала на гармониках частоты передискретизации (Рисунок 3.3).

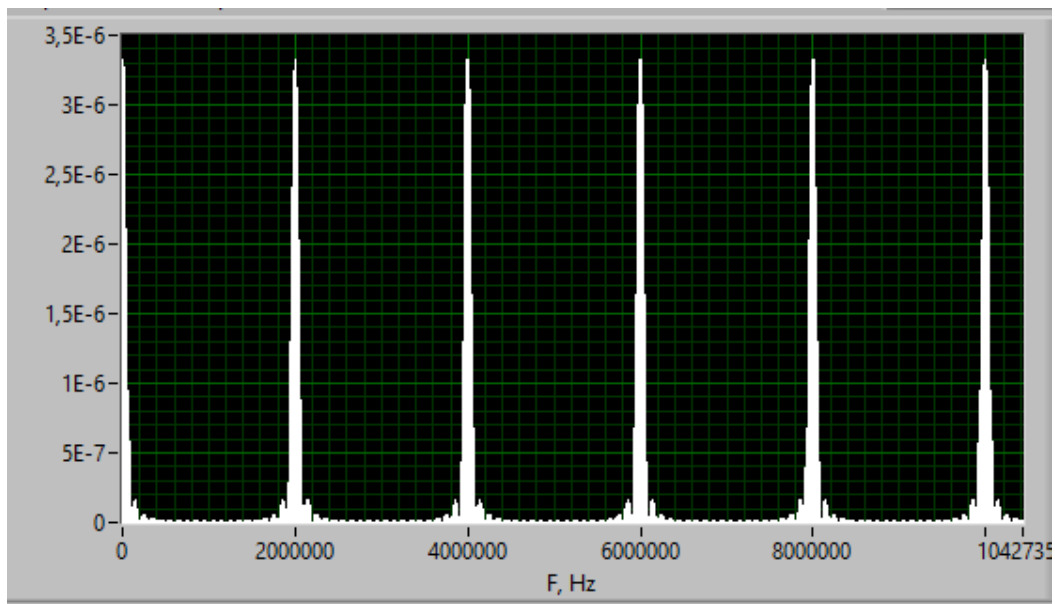


Рисунок 3.3 – Спектр преобразованного сигнала

Так же сигнал был преобразован ЦПЧ с дрожащей частотой передискретизации, управляемой генератором тактового сигнала с джиттером. Случайная составляющая джиттера распределена по гауссовскому закону распределения в области 300 пс. Детерминированная составляющая 100 Гц с амплитудой гармоники джиттера относительно сигнала равной $U_d = -100$ Дб (Рисунок 3.4)

Ввиду ограничений LabVIEW на количество генерируемых отсчетов, не удается достигнуть достаточной избыточности по исходной частоте дискретизации, тем самым нет возможности исследовать низкие величины дрожания случайной составляющей. Необходима частота дискретизации порядка 100 ГГц и продолжительность не менее сотых долей секунды, что невозможно реализовать ввиду ограничений на максимальное количество отсчетов в генераторах сигналов, как QAM, так и тактового сигнала с

джиттером. Что требуется для точного исследования сигналов в диапазонах десятков МГц и влияния на них низких величин дрожания. Такой диапазон необходим для преобразований QAM модулированного сигнала.

Таким образом программная среда LabVIEW позволяет адекватно исследовать влияние только детерминированной составляющей джиттера в ограниченном диапазоне частот. Так же, достаточно низкая исходная частота дискретизации 48 МГц вводит ограничения на частоты передискретизации, при которых исследование будет адекватным. При данной частоте дискретизации достигнуто максимальное число отсчетов, поддающихся генерации и минимальная продолжительность, при которой программа способна отображать спектрограммы и имитировать процесс размножения спектра сигнала.

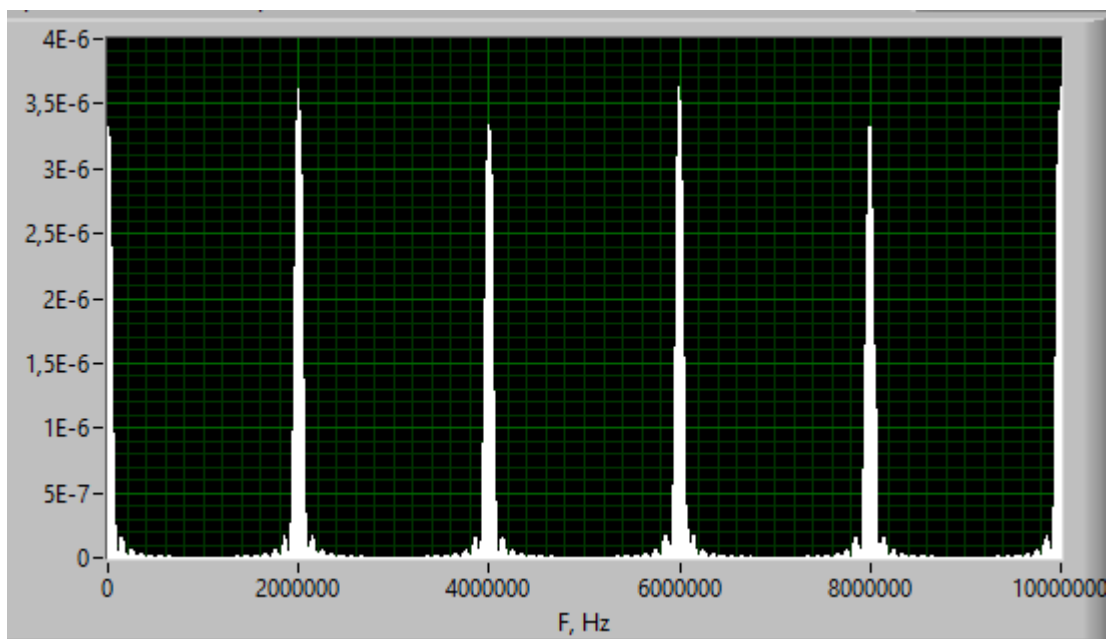


Рисунок 3.3 – Воздействие детерминированного джиттера 100 Гц

Как видно на спектрограмме, детерминированный джиттер 100 Гц не оказывает значительного влияние на преобразование частоты сигнала.

На рисунке 3.4 представлен сигнал с детерминированной составляющей джиттера 1 кГц, случайной составляющей 300 пс.

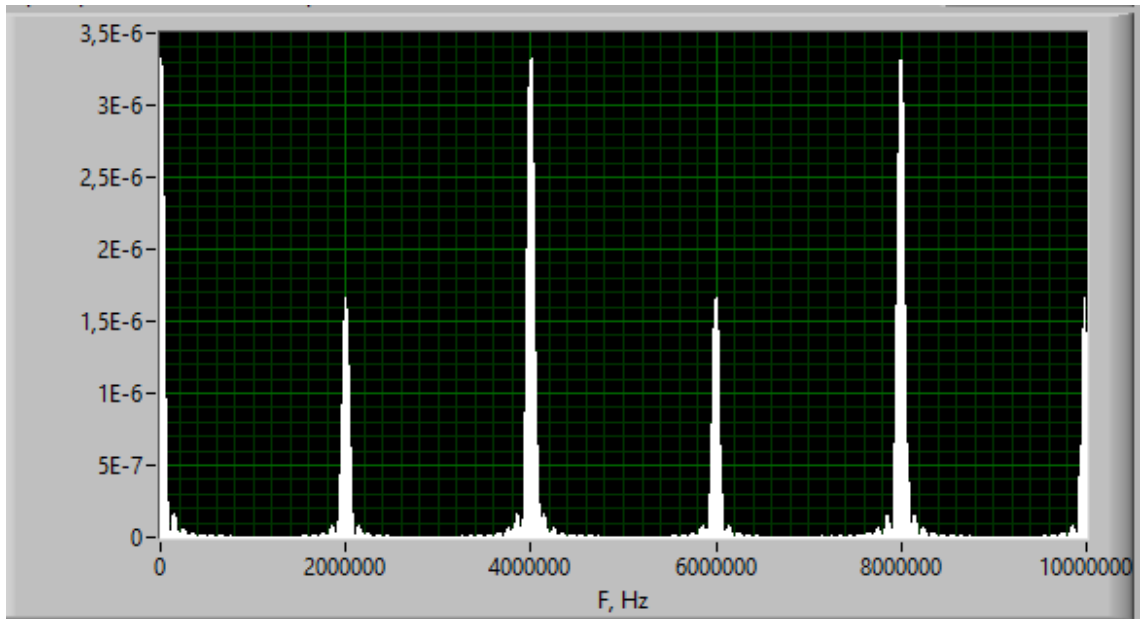


Рисунок 3.4 – Воздействие детерминированного джиттера 1 кГц

Исходя из полученной спектрограммы, можно сказать, что детерминированный джиттер 1 кГц так же не оказывает критического влияния на преобразованный сигнал, однако появляются искажения в энергетике сигнала.

На рисунке 3.5 отображена спектрограмма преобразованного сигнала с частной составляющей детерминированного джиттера 100 кГц, случайной составляющей 300 пс.

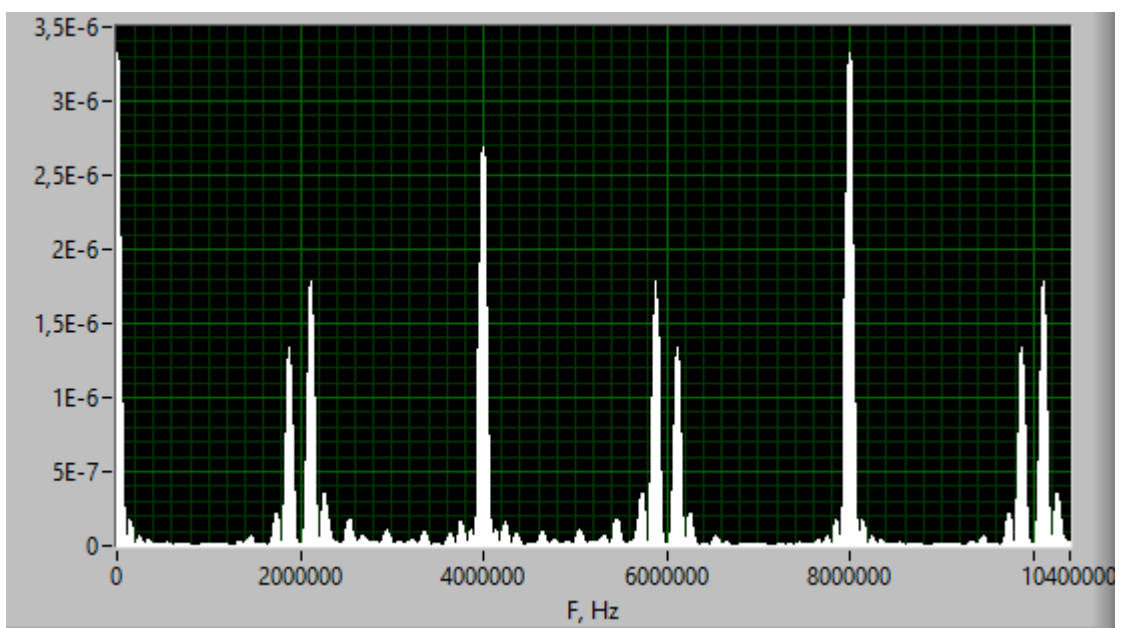


Рисунок 3.5 – Воздействие детерминированного джиттера 100 кГц

Воздействие детерминированного джиттера 100 кГц оказывает серьезное влияние на спектр сигнала, некоторые зеркальные копии сильно сместились и исказились, однако часть осталась практически неискаженными, при выделении их полосовым фильтром, искажения будут не значительными.

На рисунке 3.6 представлена спектрограмма преобразованного сигнала с частной составляющей детерминированного джиттера 200 кГц, случайной составляющей 300 пс.

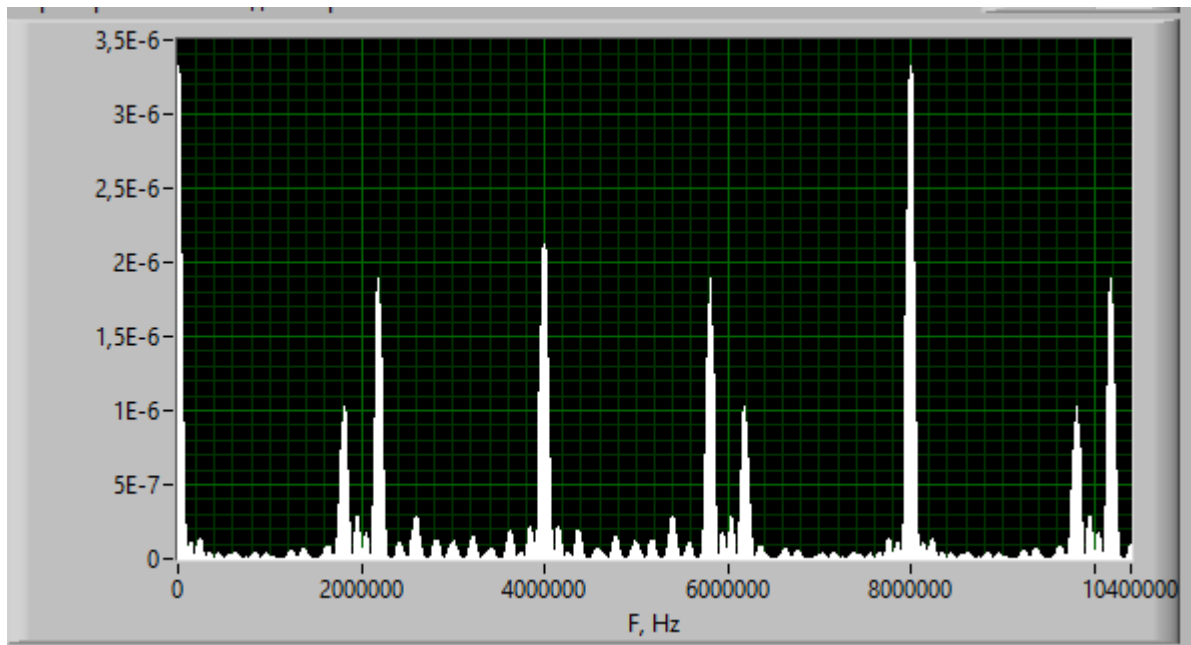


Рисунок 3.6 – Воздействие детерминированного джиттера 200 кГц

Детерминированный джиттер 200 кГц оказывает схожее влияние с джиттером 100 кГц, с большим искажением спектра сигнала, однако все еще остаются копии пригодные для выделения полосовым фильтром. Однако фильтры так же являются не идеальными устройствами, и подавить все внеполосное излучение, особенно вблизи полосы пропускания не представляется возможным. Следовательно, сигнал будет подвергнут искажению.

Рисунки 3.7, 3.8 отображают спектрограммы преобразованного сигнала с частной составляющей детерминированного джиттера 400 кГц и 500 кГц соответственно, случайной составляющей 300 пс.

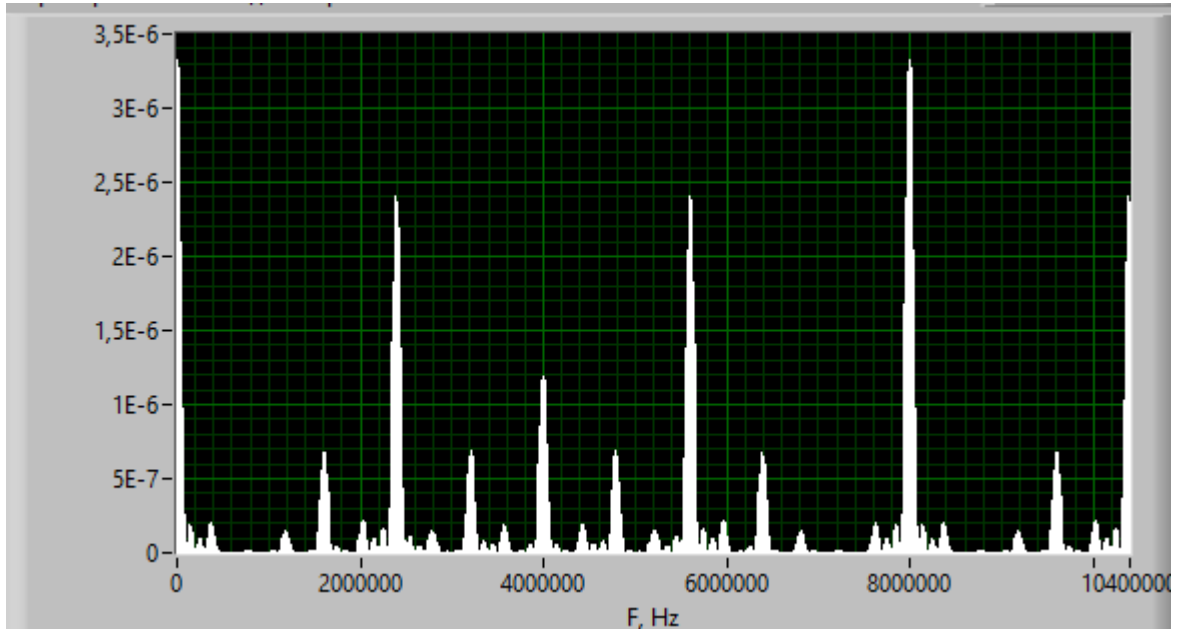


Рисунок 3.7 – Воздействие детерминированного джиттера 400 кГц

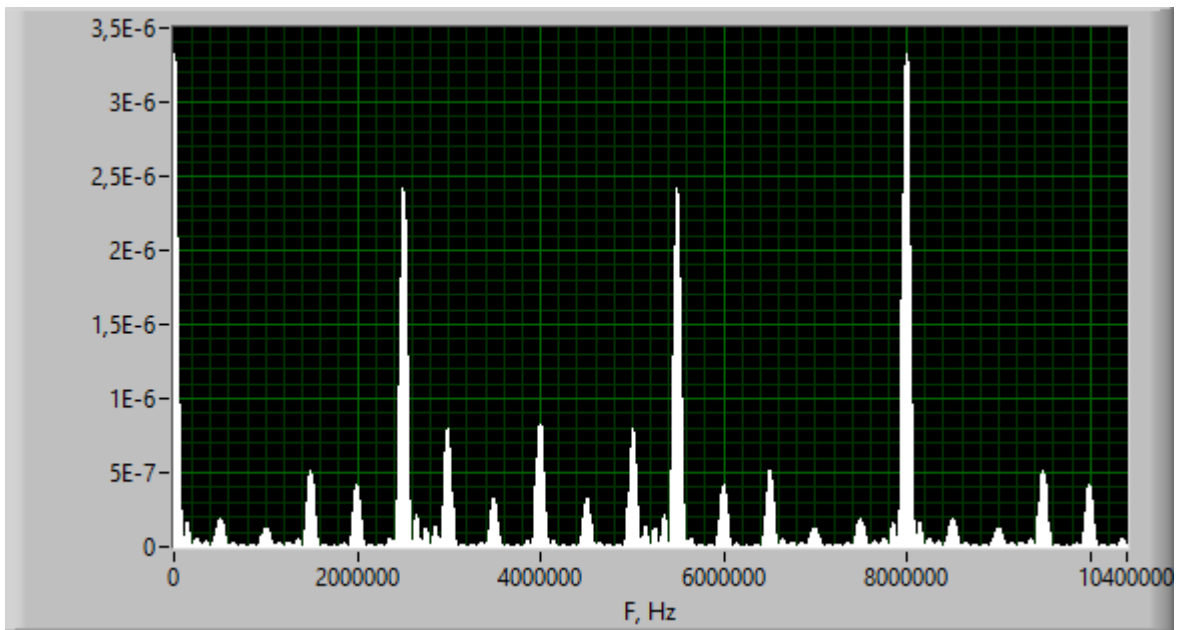


Рисунок 3.8 – Воздействие детерминированного джиттера 500 кГц

По полученным данным видно, что детерминированные составляющие джиттера 400 кГц и 500 кГц при частоте сигнала 2 МГц, вызывают значительные дрожания копий спектра сигнала, приводя к наложению

спектральных составляющих преобразованного сигнала. Что приводит к значительному искажению сигнала.

Для анализа влияния джиттера на амплитуды отсчетов сигнала QAM-16, к сигналу был применен импульсный фильтр на модуляторе для преобразования прямоугольной формы в сглаженную волнообразную, и ограничения спектра.

На рисунках 3.9, 3.10 представлены спектр исходного сигнала QAM-16 и его сигнальное созвездие соответственно.

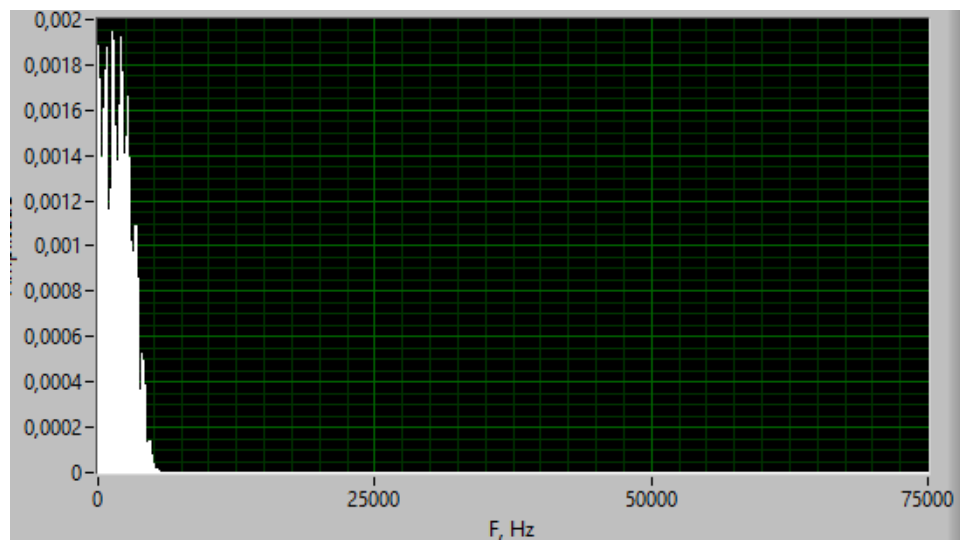


Рисунок 3.9 – Спектр сигнала QAM-16

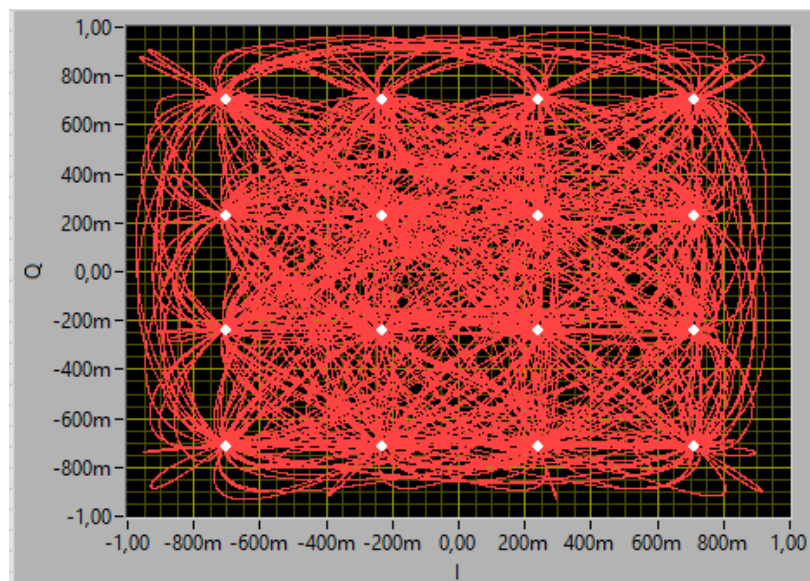


Рисунок 3.10 – Сигнальное созвездие QAM-16

Сигнал QAM-16 преобразован цифровым преобразователем частоты с дрожащей частотой передискретизации, управляемый генератором тактового сигнала с джиттером. Случайная составляющая джиттера распределена по гауссовскому закону распределения в области 300 пс. Детерминированная составляющая 100 кГц с амплитудой гармоники джиттера относительно сигнала равной $U_d = -100$ Дб. Частота передискретизации 2 МГц, исходная частота дискретизации 48 МГц.

На рисунке 3.11 показана осциллограмма сигнала, преобразованного с идеальной частотой передискретизации, на рисунке 3.12 с дрожащей частотой передискретизации. Детерминированная составляющая джиттера 100 кГц, случайная 300 пс.

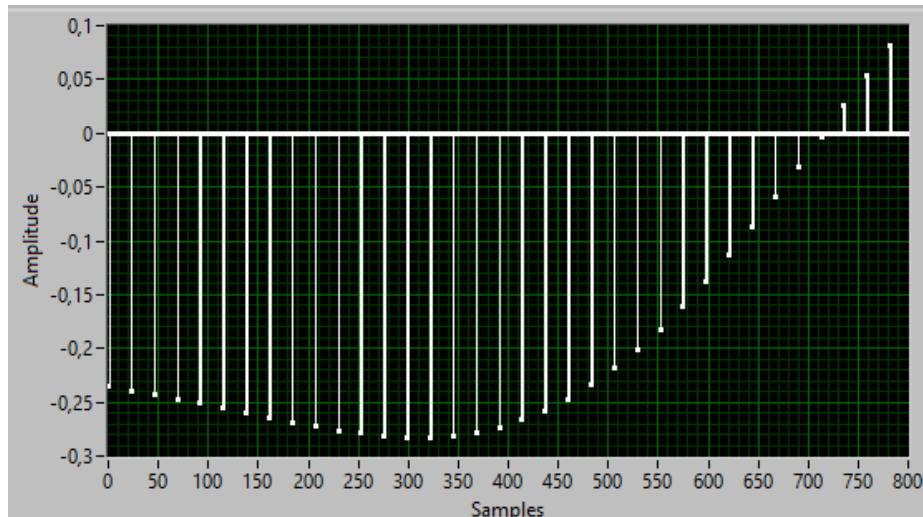


Рисунок 3.11 – Идеальная передискретизация 2 МГц

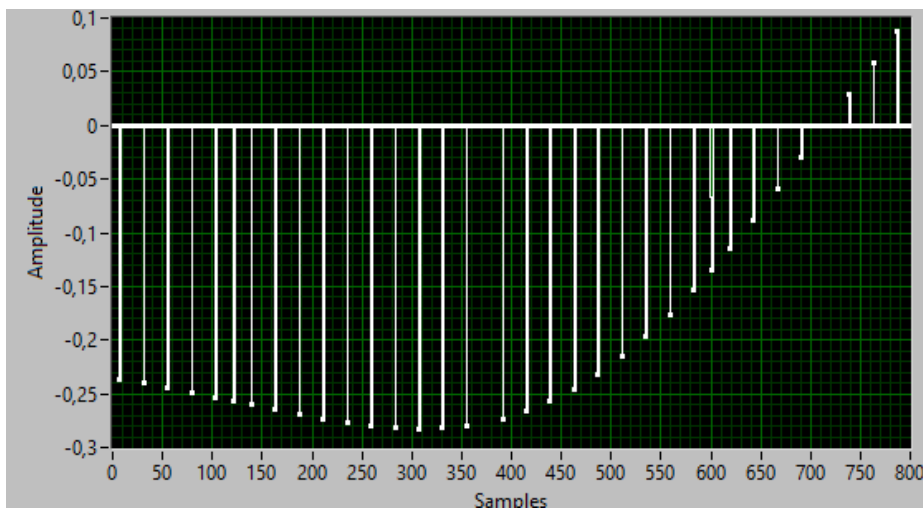


Рисунок 3.12 – Передискретизация 2 МГц с джиттером 100 кГц

На рисунке 3.13 отображена осциллограмма преобразованного сигнала с частотой передискретизации 2 МГц, джиттером 200 кГц.

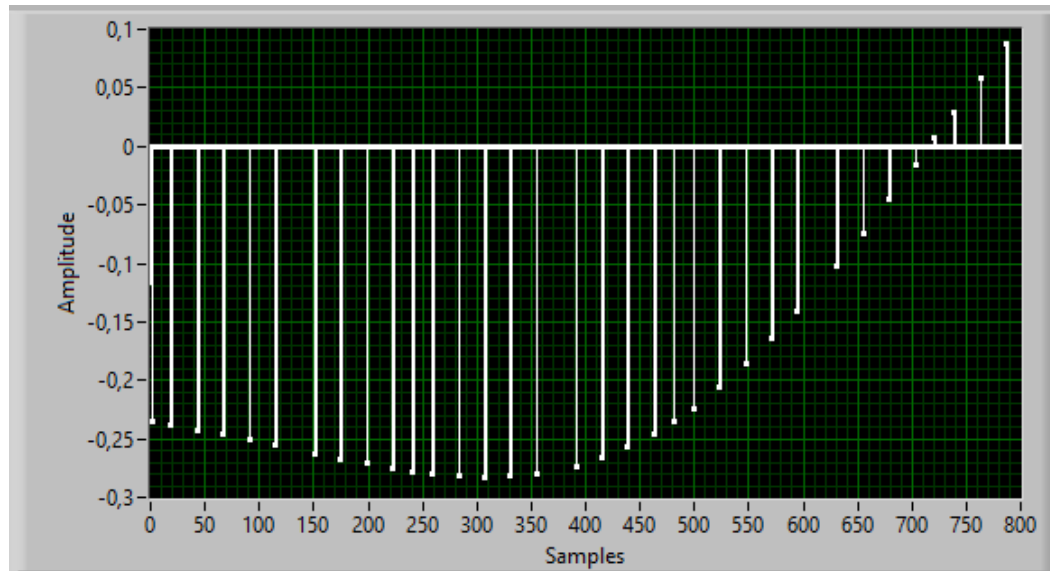


Рисунок 3.13 – Передискретизация 2 МГц с джиттером 200 кГц

Осциллограммы, представленные выше, отображают участки сигналов от 0 до 800 отсчетов, при данной частоте передискретизации остается 34 отсчета преобразованного сигнала. Были проведены исследования при различных значениях детерминированного джиттера: 100 Гц, 1 кГц, 100кГц, 200 кГц, 400 кГц. На частотах детерминированного джиттера свыше 500 кГц при частоте сигнала 2МГц генератор сигнала с джиттером перестает корректно генерировать сигнал. Тем самым обусловлен диапазон исследуемых частот детерминированного джиттера.

Для данных частот регулярного джиттера была рассчитана процентная разность между отсчетами преобразованного сигнала идеальной частотой передискретизации и дрожащей (Формула 3.1).

$$| (a - b) / [(a + b) / 2] | * 100 \%, \quad (3.1)$$

где, a – отсчет идеальной передискретизации;

b – отсчет передискретизации с джиттером.

Результаты расчетов представлены на рисунке 3.14.

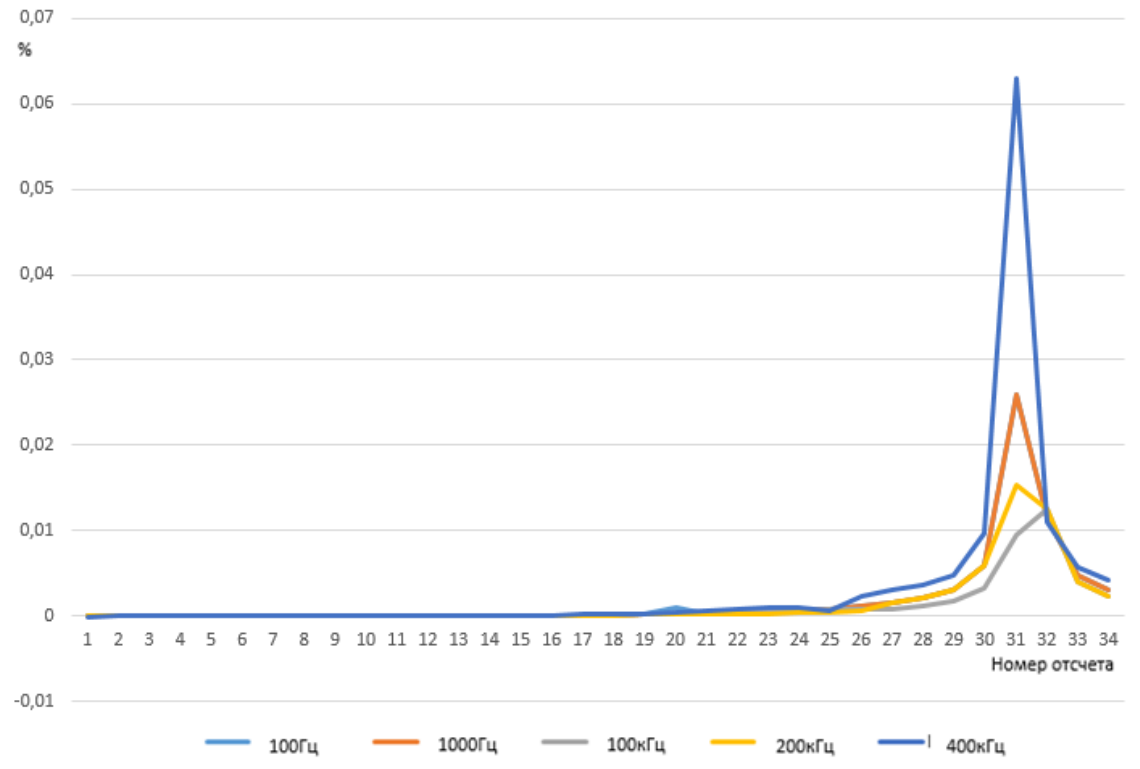


Рисунок 3.14 – Процентная разность амплитуд отсчетов

По полученным данным, видно, что частота детерминированного джиттера не оказывает сильного влияния на амплитуду сигнала, большее влияние оказывает крутизна участка сигнала и как следствие частота самого сигнала.

Так же сильному воздействию подвергнуты отсчеты вблизи границы перехода между отрицательной и положительными областями, что видно по отсчетам 30-32. В этой области наибольшее влияние оказал детерминированный джиттер с частотой 400 кГц.

Для оценки влияния детерминированного джиттера на цифровое преобразование с понижением частоты, был сформирован сигнал QAM 16, перенесен на частоту 8МГц при помощи гетеродин в соответствии с третьим вариантом модели. Спектр сигнала с центральной частотой 8 МГц представлен на рисунке 3.15.

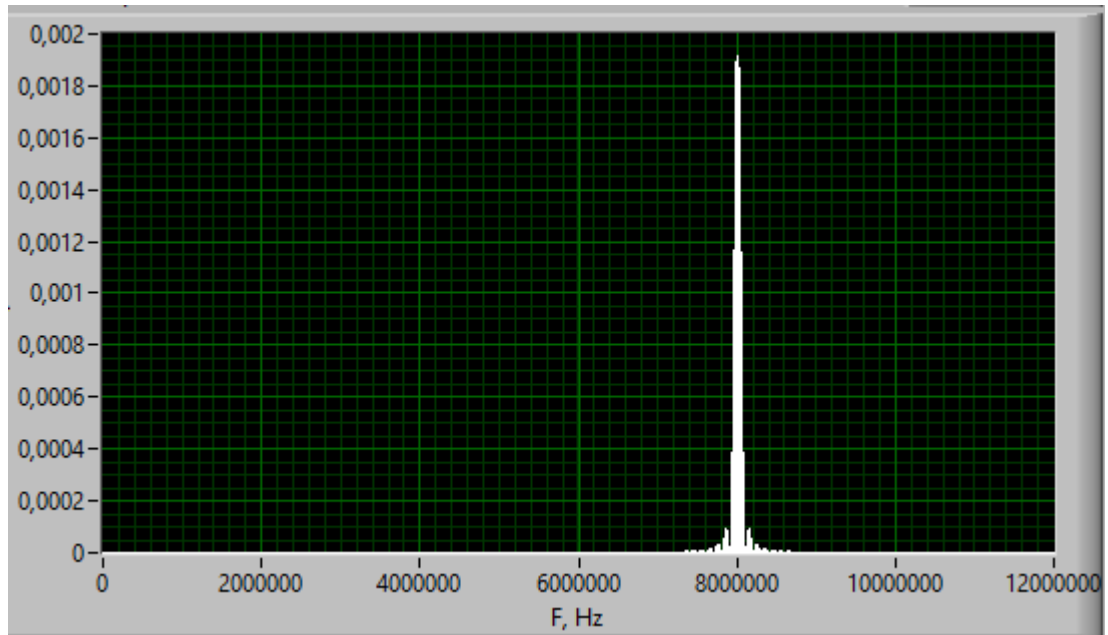


Рисунок 3.15 – Спектр сигнала QAM-16 на частоте 8 МГц

Для осуществления полосовой дискретизации с понижающим преобразованием в соответствии с формулой (1.1), частота передискретизации при $m=8$ выбрана равной 2 МГц.

На рисунке 3.16 показано идеальное цифровое понижающее преобразование частоты, без дрожания частоты передискретизации.

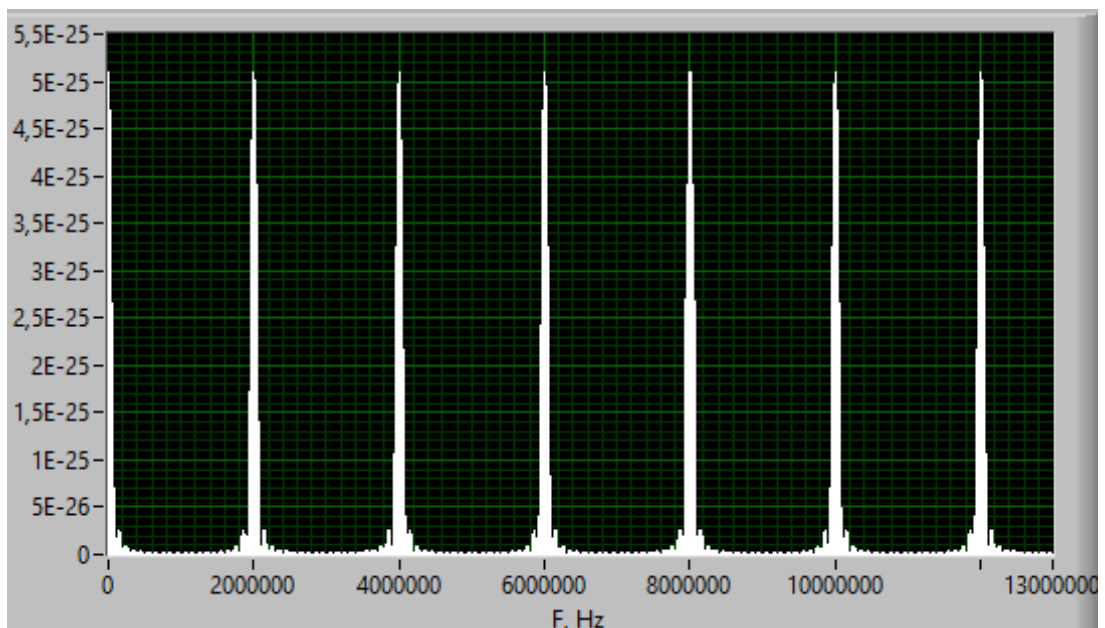


Рисунок 3.16 – Спектр преобразованного сигнала с идеальной частотой передискретизации

Далее QAM-16 преобразован цифровым преобразователем частоты с дрожащей частотой передискретизации, управляемый генератором тактового сигнала с джиттером, в режиме полосовой дискретизации (Рисунок 3.17). Случайная составляющая джиттера распределена по гауссовскому закону распределения в области 300 пс. Детерминированная составляющая 100 Гц с амплитудой гармоники джиттера относительно сигнала равной $U_d = -100$ Дб. Частота передискретизации 2 МГц, исходная частота дискретизации 48 МГц. Центральная частота сигнала 8 МГц.

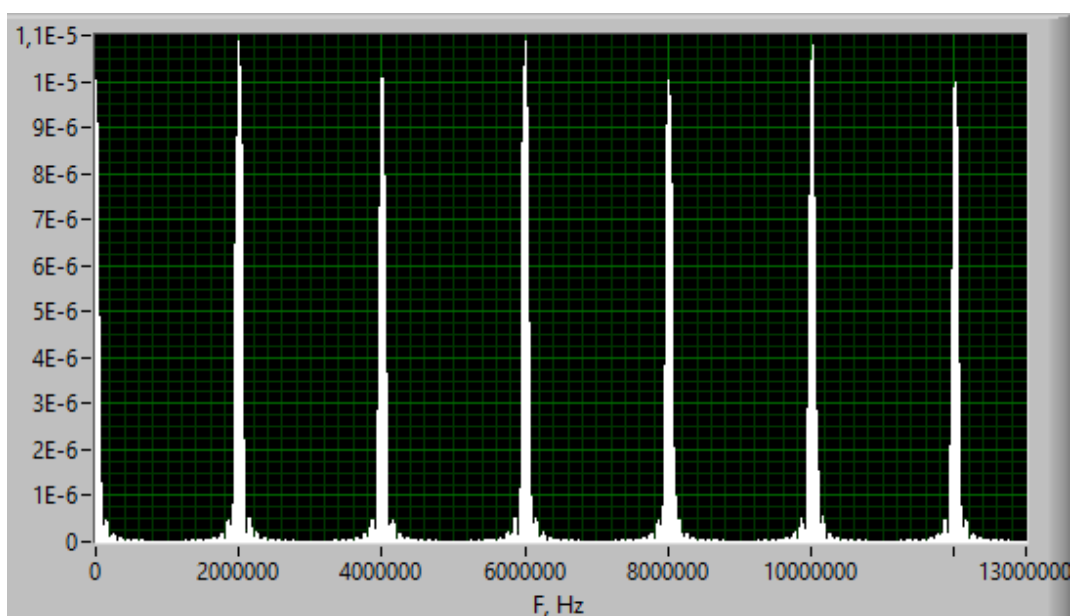


Рисунок 3.17 – Воздействие детерминированного джиттера 100 Гц при понижающем преобразовании

Как видно на спектрограмме, копии исходного спектра на гармониках частоты субдискретизации подверглись незначительному искажению.

На рисунке 3.18 представлен преобразованный сигнал с детерминированной составляющей джиттера 1 кГц, случайной составляющей 300 пс. По полученной спектрограмме можно увидеть, что детерминированный джиттер 1 кГц оказывает значительное влияние на копии спектра сигнала. Появляются периодические искажения.

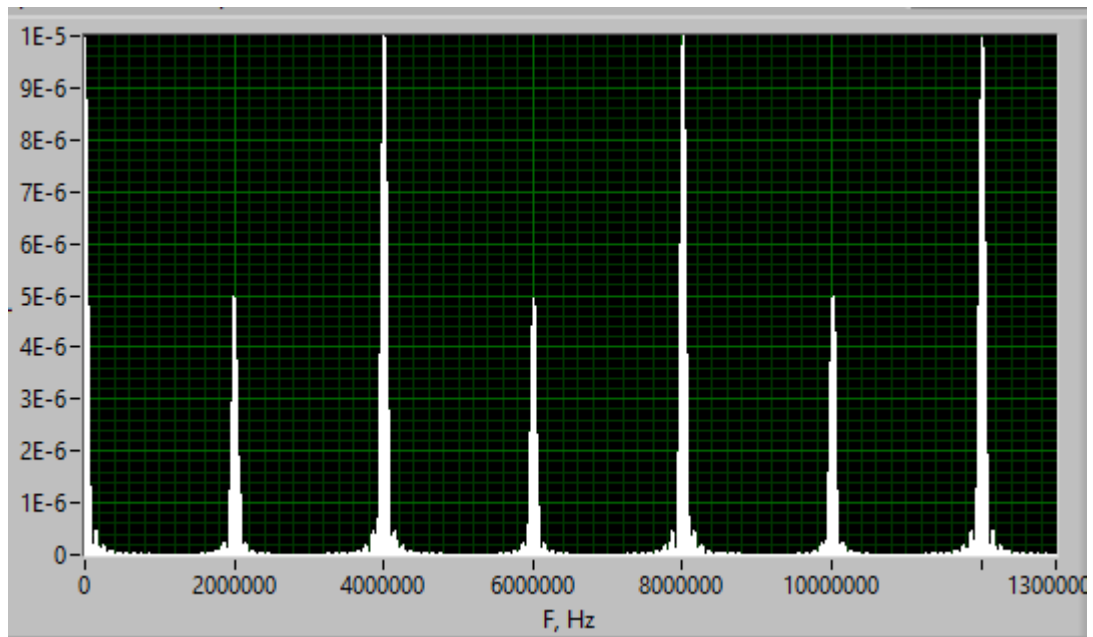


Рисунок 3.18 – Воздействие детерминированного джиттера 1 КГц при понижающем преобразовании

Рисунок 3.19 отображает воздействие детерминированной составляющей джиттера 100 кГц, случайной составляющей 300 пс.

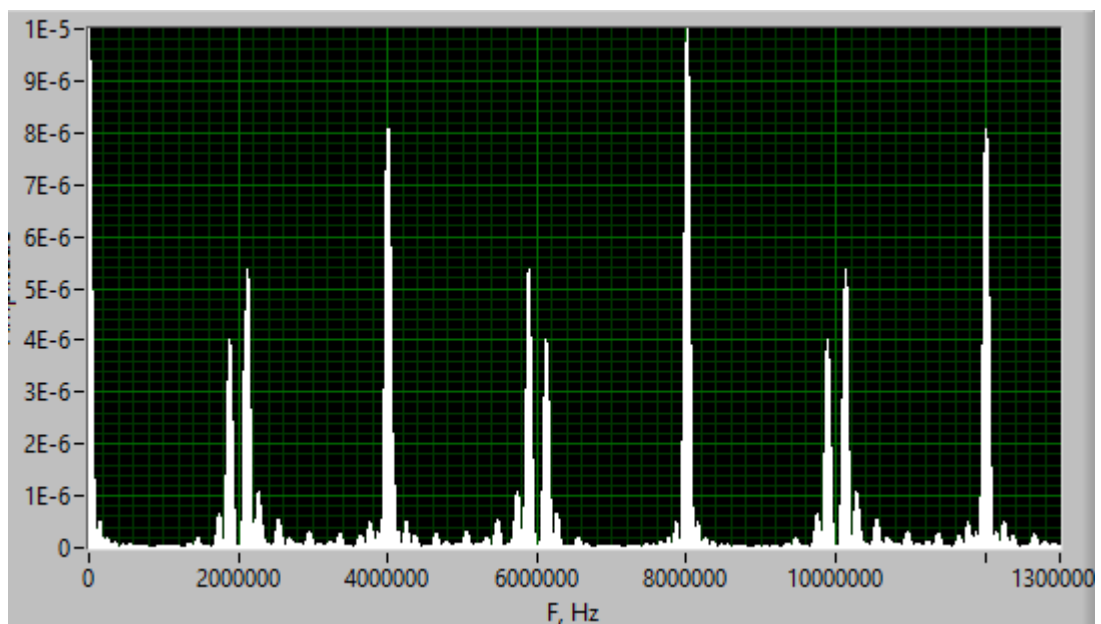


Рисунок 3.18 – Воздействие детерминированного джиттера 100 КГц при понижающем преобразовании

При воздействии детерминированного джиттера 100 кГц, появляются ложные гармоники и сильные искажения спектра. Как можно заметить, искажения несут периодический характер, ввиду кратности частот дискретизации, передискретизации и частотных составляющих детерминированного джиттера.

По полученным данным, видно, что детерминированный джиттер оказывает идентичное влияние на цифровое преобразование с повышением и понижением частоты. С увеличением частоты детерминированных составляющих повышается степень искажения спектра. При частоте передискретизации 2 МГц, как в повышающем, так и в понижающем преобразовании, частоты джиттера свыше десятков кГц оказывают сильное искажающее воздействие на спектр сигнала.

Для исследования влияния джиттера на более высокие частоты передискретизации, свыше 10 МГц, необходимо обеспечить достаточную избыточность по отсчетам на 1 период колебания, что невозможно ввиду ограничения на количество генерируемых отсчетов в источниках сигналов. Помимо этого, программный спектральный анализ в LabVIEW ограничен необходимостью обеспечивать надлежащее соотношение количества отсчетов в единицу времени при заданной исходной частоте дискретизации сигнала в соответствии с формулами (2.1) и (2.2). Таким образом, необходимо обеспечивать достаточную длительность сигнала, не менее сотых долей секунды. При частотах дискретизации в десятках и сотнях ГГц не хватает фиксированного буфера памяти ключевых VI, для обеспечения данной длительности.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе выполнения магистерской диссертации была разработана имитационная модель цифрового преобразователя частоты в среде LabVIEW, позволяющая оценить влияние джиттера на процесс ЦПЧ.

По полученным данным видно, что низкочастотные составляющие детерминированного джиттера оказывают минимальное воздействие на преобразование частоты. Однако, с увеличением частоты детерминированного джиттера и приближением ее к частоте дискретизации, вносимые искажения увеличиваются. Образуются ложные гармоники, смещаются копии исходного спектра сигнала. Влияние, оказываемое на спектр сигнала при цифровом повышающем и понижающем преобразовании частоты, идентично, и не зависит от типа преобразования.

Уровень фазового шума, сопоставимый с уровнем в реальных синтезаторах частот, не оказывает существенного влияния как на амплитуду, так и на спектр сигнала.

Изменение частоты детерминированного джиттера практически не оказывает влияние на амплитуду сигнала на пологих участках и повышает отклонение от истинного значения с увеличением крутизны участка сигнала и приближении к оси координат. Тем самым с увеличением частоты преобразуемого сигнала, увеличивается погрешность амплитуды, вносимая джиттером.

При разработке цифровых преобразователей частоты, особое внимание следует уделить борьбе с высокочастотными составляющими детерминированного джиттера и близкими по значению с частотой дискретизации, так как именно они вносят наибольшие искажения.

Поставленная в работе цель достигнута, все задачи выполнены:

- 1) Проведен анализ факторов, влияющих на процесс цифрового преобразования частоты;

- 2) Сформулированы задачи компьютерного моделирования;
- 3) Разработана компьютерная модель в среде LabVIEW;
- 4) Исследовано влияние джиттера на искажение спектра сигнала;
- 5) Исследовано влияние джиттера на паразитную амплитудную модуляцию сигнала M-QAM;
- 6) Проведена оценка полученных результатов;
- 7) Разработаны практические рекомендации по реализации цифровых преобразователей частоты.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. [Текст] – СПб.: Питер, 2003. – 604 с.: ил.
2. Ричард Лайонс. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. [Текст] – М.: ООО «Бином-Пресс», 2006 г. – 656с.: ил.
3. Галкин В. А. Основы программно-конфигурируемого радио. [Текст] – М.: Горячая линия – Телеком, 2015. – 372 с., ил.
4. Гуменюк А.С., Бочаров Ю.И. Устройства выборки-хранения быстродействующих АЦП. [Текст] Микроэлектроника, 2007, том 36, №5, с. 390-400.
5. Давронбеков Д.. Конспект лекций по курсу: прием и обработка сигналов в мобильных системах связи. [Текст] Ташкентский университет информационных технологий. Ташкент 2011.
6. Кудрявцев И.А., Фалкин В.Д. Электронные ключи. Учебное пособие. [Текст] Самарский государственный аэрокосмический университет имени академика С.П. Королева, Самара, 2002. 24с.
7. Довгун В.П., Конспект лекций по курсу: электроника и схемотехника. [Текст] Сибирский федеральный университет, Институт Космических и Информационных технологий. Красноярск, 2007, с. 29-41.
8. Гуменюк А.С., Бочаров Ю.И. Проектирование дифференциальных КМОП усилителей для АЦП [Текст] // Схемотехника. 2006. № 12. с. 2-6.
9. Обзорная статья «DDC-радио – торжество технологий». [Электронный ресурс] // RADIOEXPERT / Интернет магазин радиотоваров - URL: <http://www.radioexpert.ru/articles/sdr-i-ddc-priemniki-i-transivery/167/> (дата обращения: 05.05.2017.).
10. Статья «Обзор приемников WiNRADiO». [Электронный ресурс] // RADIOEXPERT / Интернет магазин радиотоваров. URL: <http://www.radioexpert.ru/articles/sdr-i-ddc-priemniki-i-transivery/112/> (дата обращения: 06.05.2017.).
11. Мерфи Е., Слеттери К. Все о синтезаторах DDS. [Текст] Пер. с англ.

Власенко А. // Компоненты и технологии. 2005. № 1. 32с.

12. Бельчиков С. Фазовый шум. [Текст] // Компоненты и технологии. 2009. №5. с. 139-146.

13. Статья «Измерение джиттера в цифровых системах». [Электронный ресурс] // ЮНИТЕСТ / Сайт фирмы измерительной аппаратуры. URL: <http://www.unitest.com/theory/jitter.html> (дата обращения 18.03.2018)

14. Статья «Измерение джиттера». [Электронный ресурс] // LAN / Журнал сетевых решений. URL: <https://www.osp.ru/lan/2006/02/377747/> (дата обращения 15.03.2018)

15. Черных. И. В. «Simulink: Инструмент моделирования динамических систем» [Электронный ресурс]. //MATLAB.Exponenta/ Материалы по продуктам MATLAB & Toolboxes. – URL:<http://matlab.exponenta.ru/imulink/book1/index.php> (дата обращения: 04.05.2017.).

16. Карпов Ю. Имитационное моделирование систем. Введение в моделирование с AnyLogic 5. [Текст] – СПб.: БХВ-Петербург. 2005. – 400 с.: ил.

17. Пейч Л. И., Точилин Д. А., Поллак Б. П. LabVIEW для новичков и специалистов. [Текст] – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 384 с.: ил.

18. Федосов В. П., Нестеренко А. К. Цифровая обработка сигналов в LabVIEW: учеб. пособие/под ред. В. П. Федосова. [Текст] – М.: ДМК Пресс, 2007. – 456 с.

19. Сварушева М. Философия науки и техники. Учебное пособие для магистрантов. [Электронный ресурс]. //Библиотека Гумер/ – URL: http://www.gumer.info/bogoslov_Buks/Philos/savrush2/16.php (дата обращения: 04.05.2016.).

20. Овчинников А.М., Галкин В.А., Варукин Е.П. Измерение параметров средств цифровой радиосвязи. - Технология и средства связи. [Текст] 2006, №3.

21. Галкин В.А. Цифровая мобильная радиосвязь. [Текст] - М.: Горячая линия-Телеком, изд. 2-е, 2012.

22. Хоровиц П. Искусство схемотехники. [Текст] - М.: Мир, 1998.

23. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование. [Текст] - М.: Техносфера, 2007.
24. José R. García Oya, et. al. (2012) Subsampling Receivers with Applications to Software Defined Radio Systems. In-tech. 165-194.
25. Carlos Azeredo-Leme, Clock Jitter Effect on Sampling. IEEE Circuits and systems magazine. 2011, pp. 26-37.
26. Derek Redmayne, Eric Trelewicz, Alison Smith, Understanding the Effect of Clock Jitter on High Speed ADCs. LINEAR technology, Design note 1013. 2006.
27. Cory L.Clark, LabVIEW Digital Signal Processing and Digital Communication. McGraw-Hill Companies. 2005, 225 p. DOI: 10.1036/0071469664
28. The Fundamentals of FFT-Based Signal Analysis and Measurement in LabVIEW and LabWindows/CVI (National Instruments). Available at: <http://www.ni.com/white-paper/4278/en/> (accessed 20 February 2018)
29. Dai L., Harjani R. CMOS Switched-Op-Amp-Based Sample-and-Hold Circuit // IEEE J. Solid-State Circuits. 2000. V. 35. № 1. P. 109-113.
30. Wegmann G., Vittoz E., Rahali F. Charge Injection in Analog MOS Switches // IEEE J. Solid-State Circuits. 1987. V. SC-22. № 6. P. 1091-1097
31. J.Vankka. Digital Synthesizers and Transmitters for Software Radio. - Springer, 2005.
32. Walt Kester, Fundamentals of Sampling Data Systems. - Application Note AN-282, www.analog.com.