

Формирователь зондирующего сигнала для радиолокатора с синтезированной апертурой

Булыгин М.Л.*, Муллов К.Д.**

Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), МАИ, Волоколамское шоссе, 4, Москва, А-80, ГСП-3, 125993, Россия

**e-mail: Bulygin04@gmail.com*

***e-mail: Kmullov@gmail.com*

Аннотация

В статье представлен формирователь зондирующего сигнала для радиолокатора с синтезированной апертурой космического базирования построенный на основе программируемой логической интегральной схемы. Описан алгоритм выбора параметров зондирующего сигнала. Данный алгоритм учитывает надирные отражения, наличие слепых зон и помехи неоднозначности. Параметры зондирующего сигнала хранятся в памяти формирователя и используются для генерации зондирующего сигнала. Такой формирователь может быть успешно использован в радиолокаторе с синтезированной апертурой и позволять вести съемку земной поверхности с низким уровнем помех.

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированной апертурой, программируемая логическая интегральная схема, цифровая обработка сигналов

Введение

Радиолокационный мониторинг является одним из наиболее эффективных и перспективных видов дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ). В настоящее время широкое применение в мировой практике нашли радиолокационные средства ДЗЗ, использующие радиолокаторы с синтезированной апертурой (РСА) самолетного и космического базирования.

РСА космического базирования являются эффективными средствами получения оперативной и долговременной информации о состоянии и динамике объектов и районов земного шара в глобальных и региональных масштабах независимо от метеорологических условий и времени суток [1]. Примерами таких РСА могут быть аппараты TerraSAR-X (Германия), RISAT-1 (Индия). Все более широкое применение в таких типах локаторов находят активные фазированные антенные решетки (АФАР).

Развитие микроэлектроники и, в частности, использование программируемых логических интегральных схем (ПЛИС), высокоскоростных цифро-аналоговых (ЦАП) и аналого-цифровых преобразователей (АЦП) позволяет все шире применять цифровую обработку сигналов (ЦОС) непосредственно в модулях АФАР, а так же реализовать цифровое формирование лучей диаграммы направленности. Цифровая АФАР существенно расширяет функционал радиолокатора и позволяет реализовать множество различных режимов съемки местности. Так же появляется возможность формирования многоканальных режимов с применением многолучевых АФАР.

Применение цифровой обработки сигналов имеет ряд неоспоримых преимуществ перед аналоговыми системами. Например, существенно упрощаются операции цифровой фильтрации за счет обработки сигналов в частотной области, а так же появляется возможность коррекции разбаланса фаз квадратурного сигнала.

В статье рассмотрен пример разработки функционального блока формирования ЛЧМ-сигналов для РСА космического базирования. Рассмотрен процесс выбора параметров зондирующего сигнала а так же представлен пример

разработки соответствующего файла прошивки ПЛИС, реализующей все требуемые функции.

Выбор периода повторения зондирующего сигнала является чрезвычайно важной задачей в космических РСА, поскольку проблема неоднозначности в таких системах проявляется наиболее остро [1]. Задача выбора параметров зондирующего сигнала осложняется наличием зон слепых дальностей и альтиметровых отражений, а так же необходимостью обеспечения хорошей разрешающей способности радиолокационных снимков (РЛИ).

Главной особенностью работы модуля формирования зондирующего сигнала является необходимость генерации сигналов с высокой частотой дискретизации. Это вызвано применением в современных радиолокаторах широкополосных сигналов для обеспечения высокой разрешающей способности РЛИ по горизонтальной дальности.

Выбор параметров зондирующего сигнала

Современные космические радиолокационные средства наблюдения Земли в режимах формирования изображения реализованы как одноканальные импульсные когерентные радиолокаторы бокового обзора с синтезированием апертуры. Применение периодических зондирующих сигналов в РСА ведет к появлению эффекта неоднозначности на РЛИ, которое проявляется в виде ложных отметок от целей, в действительности лежащих за пределами снимаемого участка местности [1].

Период повторения зондирующего сигнала выбирается из условия устранения неоднозначности по азимуту, т.е. из условия передачи без искажения всего спектра доплеровских частот траекторного сигнала, имеющего ширину $\Delta F_{\text{доп}}$, которая определяется размерами (шириной диаграммы направленности) реальной антенны [2]:

$$T_{\text{п}} \leq \frac{1}{\Delta F_{\text{доп}}} = \frac{D_x}{2 \cdot V}, \quad (1)$$

где, D_x – горизонтальный размер антенны, V – скорость перемещения антенны по траектории.

Однако значение $T_{\text{п}}$ ограничено условием однозначного определения дальности:

$$T_{\text{п}} \geq \frac{2 \cdot R_{\text{одн}}}{c}, \quad (2)$$

где $R_{\text{одн}}$ – однозначно измеряемая дальность, c – скорость распространения радиоволн.

Применение в радиолокаторе периодических сигналов влечет за собой появление зон слепых дальностей. Такие зоны появляются в одноантенных системах при излучении зондирующего сигнала, когда приемник блокируется и не имеет возможность принимать эхо-сигнал.

Еще одним типом помех в РСА является надирные (высотные) отражения [3]. Данный вид помех возникает при зеркальном отражении зондирующего сигнала от точки расположенной под космическим аппаратом. Хотя такие помехи принимаются боковыми лепестками ДН, они являются достаточно мощными из-за

малого расстояния от антенны до источника помехи (по сравнению с наклонными дальностями до визируемого главным лучом участка местности).

Для упрощения выбора периода повторения рассмотренные помехи могут быть нанесены на плоскость угол места – период повторения. Пример такой диаграммы представлен на рисунке 1. В качестве примера для расчета данной диаграммы были взяты характеристики космического аппарата TerraSAR-X, представленные в таблице 1 [1].

Таблица 1 – Характеристики системы РСА

Параметр	Значение
Высота орбиты	514 км
Тип антенны	АФАР
Размеры антенны	4,8 × 0,7 м
Несущая частота сигнала	9650 МГц
Диапазон углов места визирования	20°...55°
Длительность зондирующего импульса	25-50 мкс
Полоса съемки	15км, 30км, 100км
Разрешающая способность в режиме съемки	1м, 3м, 16м

Диаграмма построена для углов места в соответствии с таблицей 1 и в диапазоне периодов повторения, ограниченных в соответствии с (1) и (2). Синим цветом отмечена надирная помеха, красным – «слепая» зона, зеленым отмечен рабочий период повторения для всего диапазона углов визирования.

Расчет диаграммы производился с учетом ширины ДН в угломестной плоскости и для скважности сигнала $Q = 15$. Наличие на диаграмме помехи в выбранных координатах угла места – периода повторения говорит о том, что при

наблюдении в данных условиях в пределах главного луча ДН наблюдение без помех НЕВОЗМОЖНО.

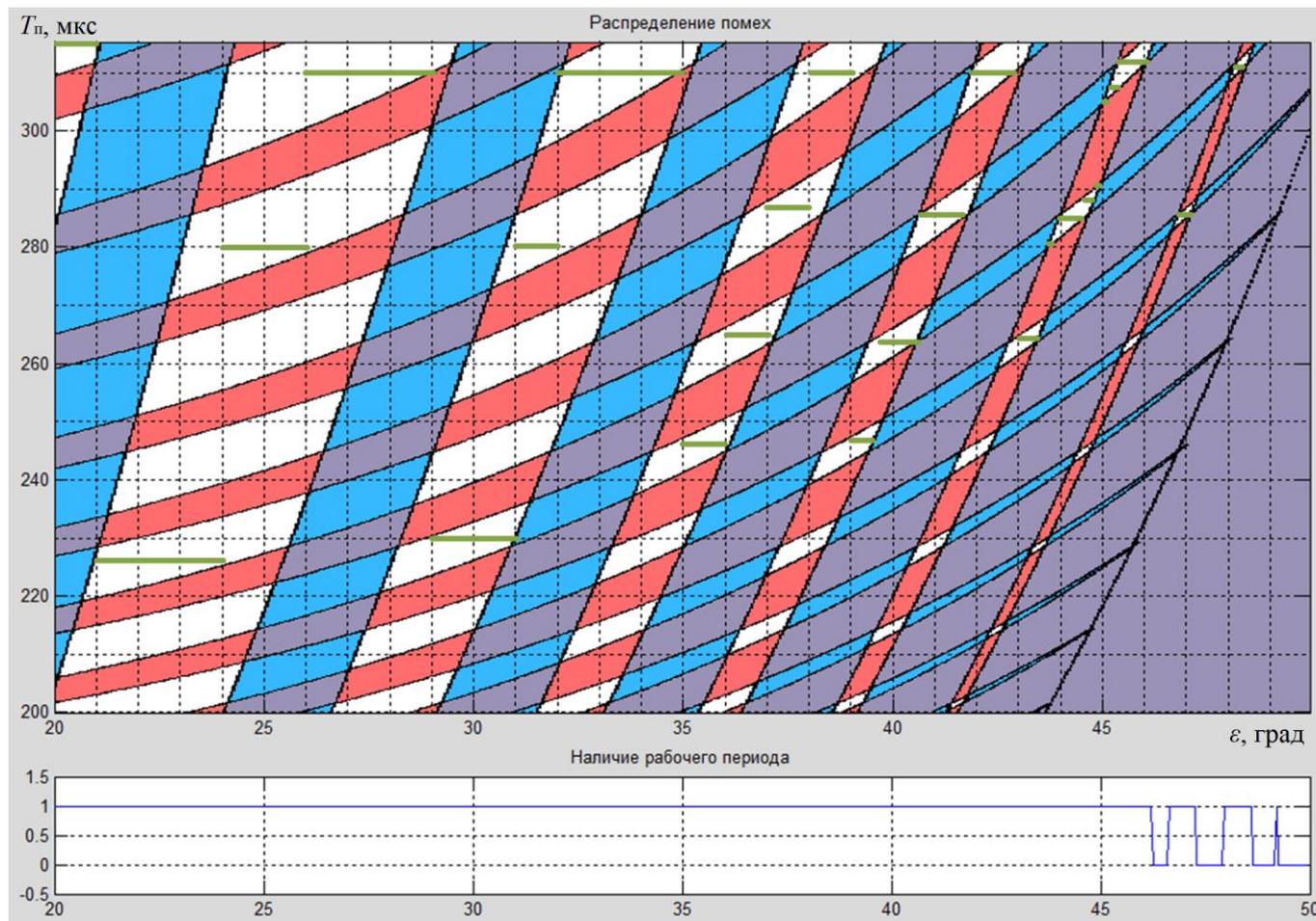


Рис. 1 – Диаграмма распределения помех в РСА

Видно, что с увеличением угла места помехи усложняют выбор подходящего периода повторения. Это связано с растущей длительностью строка приема (эхо-сигнала) вызванного увеличением поперечного размера следа луча ДН на поверхности земли при больших углах визирования.

График под диаграммой позволяет проследить наличие рабочего периода повторения для каждого углового положения. При углах места 46° - 50° этот график

показывает отсутствие возможности для приема эхо-сигнала. Значение зависимости принимает значение 0 в четырех диапазонах углов, ширина каждого из которых составляет примерно 1° . Однако наблюдение целей в таких угловых диапазонах возможно, поскольку они гораздо меньше ширины ДН (которая составляет примерно $1,7^\circ$)

В зонах свободных от помех выбираются рабочие значения периода повторения для всего диапазона углов, которые для данного примера (в диапазоне $20^\circ \dots 30^\circ$) занесены в таблицу 2.

Таблица 2 – Рабочие значения периода повторения в диапазоне углов 20° - 30°

Скважность сигнала $Q = 15$											
Угол $\epsilon, ^\circ$	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30
Период $T_p, \text{мкс}$	315	315	223	223	223	280	280	310	310	310	230

Таким образом в данном примере сформирован массив периодов повторений для реализации режима съемки земной поверхности в системе РСА. Данные о рабочих периодах повторений для различных режимов съемок и значений скважности могут быть заложены в память бортовой аппаратуры и использоваться формирователем зондирующего сигнала в процессе съемки.

Обеспечение высокой разрешающей способности в РСА по дальности реализуется согласованной обработкой эхо-сигналов, для этого применяются различные сигналы с внутриимпульсной модуляцией. Широкое распространение в радиолокации находят зондирующие сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) [4].

Для обеспечения желаемой разрешающей способности по дальности l_x необходимая ширина полосы спектра сигнала ΔF вычисляется как [1]:

$$\Delta F = \frac{c}{2 \cdot l_x \cdot K_S \cdot \sin(\varepsilon)}, \quad (3)$$

где c – скорость распространения радиоволн, K_S – коэффициент сферичности, вычисляемый как:

$$K = 1 + \frac{H}{R_S}, \quad (4)$$

H – высота орбиты, R_S – радиус Земли, ε – угол визирования цели.

В современных РСА для ослабления влияния спекл-шумов на изображение и повышения радиометрического разрешения производится некогерентное накопление, которое обеспечивается избыточным разрешением по горизонтальной дальности, причем коэффициенты накопления могут меняться в широких пределах. Это приводит к тому, что целесообразно перед началом съемки задавать конкретное значение ширины полосы съемки, а не вычислять его на борту. Поэтому в формирователе зондирующего сигнала мы не будем проводить эту процедуру и считаем, что ширина полосы спектра задается вместе с углом места съемки и желаемой скважностью.

При подстановке в формулу (3) и (4) данных из таблицы 1 для наилучшего разрешения, можем получить максимальную ширину полосы спектра сигнала (которая достигается при визировании цели под углом 20°) около 400 МГц. Такое значение максимальной ширины полосы спектра сигнала мы будем закладывать в дальнейшем при разработке блока формирования сигналов.

Реализация блока формирования сигналов

За последние несколько десятилетий были предложены различные методы формирования ЛЧМ сигналов. По сути, их можно разделить на 2 группы: аналоговые и цифровые методы. В аналоговых синтезаторах частот используются перестраиваемые генераторы, управляемые напряжением (ГУН). Восходящие и нисходящие ЛЧМ импульсы реализуются подачей на вход ГУН соответственно линейно возрастающего или линейно убывающего входного напряжения. Однако, из-за некоторых ограничений аналоговых синтезаторов частот, таких как большое время установления или время реакции, а также нелинейность ГУН, в системах РСА всё большую роль начинают играть именно цифровые синтезаторы, в том числе и при формировании ЛЧМ сигналов [5].

В отличие от аналоговой генерации сигналов, свойства цифрового сигнала (тип модуляции, начальная и конечная частота, длительность импульса и т.д.) могут быть легко настроены изменением прошивки и/или содержания памяти цифрового синтезатора.

С точки зрения схемной реализации цифровое формирование сигналов может быть реализовано на базе ПЛИС или же с использованием цифровой электроники. Цифровой синтезатор, построенный на базе цифровой электроники, может содержать множество интегральных схем (ИС), таких как ИС памяти, ИС счётчиков, различных контроллеров и цифровых сигнальных процессоров (ЦСП). При

альтернативном подходе вместо использования множества различных микросхем цифровой генератор сигналов может быть реализован на одной единственной микросхеме ПЛИС.

Практически с момента своего появления ПЛИС позиционировались как устройства, превосходящие сигнальные процессоры по отношению производительность/цена. Однако надо иметь в виду, что по сравнению с относительно дешевыми микроконтроллерами и сигнальными процессорами ПЛИС не оправдывают свое применение в случае повторения широко распространенных процессорных архитектур или однопоточных вычислений. Преимущества ПЛИС в системах ЦОС проявляются в случае реализации массово-параллельных вычислительных архитектур. В них максимально полно используется высокая суммарная пропускная способность накристалльной памяти ПЛИС, блоков цифровой обработки сигналов и, при организации обмена данными с внешними устройствами, скоростных последовательных приемопередатчиков. Соответственно, наиболее эффективны для реализации в ПЛИС методы и алгоритмы, использующие параллельную обработку нескольких потоков данных. Еще одно важное преимущество ПЛИС – способность обеспечивать обработку данных непрерывно и со стабильной скоростью. [6]

Исходя из всех этих преимуществ, нами было решено реализовать цифровой формирователь ЛЧМ сигналов на базе ПЛИС фирмы Xilinx семейства Virtex-6.

Существует две наиболее популярные архитектуры цифровых генераторов ЛЧМ: архитектура генератора на базе памяти и архитектура прямого цифрового синтезатора.

Генератор ЛЧМ на базе памяти является наиболее простым типом архитектуры цифрового синтеза сигналов. Принцип работы такого генератора заключается в использовании предварительно рассчитанных массивов данных, записываемых в ПЗУ. Требуемые сигналы формируются в какой-либо математической системе моделирования во временной области и затем преобразуются в набор цифровых отсчётов, используемых для заполнения блоков памяти при инициализации прошивки в ПЛИС. Формирование сигнала осуществляется последовательной выдачей данных отсчётов на вход ЦАП с определённой тактовой частотой. Адрес каждого последующего отсчёта определяется выходным значением обыкновенного двоичного счётчика, работающего на той же тактовой частоте.

В нашем случае данная архитектура является неподходящей, поскольку необходимо формировать зондирующий сигнал с ЛЧМ-модуляцией. Такой сигнал описывается несколькими параметрами (ширина полосы спектра, скважность, период повторения) что приводит к необходимости хранения множества наборов данных, для которых потребуются множество блоков памяти.

Так же стоит отметить, что аппаратура космического базирования подвержена воздействию различных факторов космического пространства, таких как космическое излучение и радиация. При этом микросхемы ПЛИС выбранного

семейства являются нерадиационностойкими. Как показывают исследования, блоки памяти наиболее подвержены воздействию тяжёлых заряженных частиц (ТЗЧ), которое приводит к возникновению пробоев бит памяти. Таким образом, система, построенная исключительно на блоках ОЗУ, будет обладать очень низкой надёжностью.

Поэтому нами было принято решение использовать архитектуру прямого цифрового синтезатора [5]. Основной особенностью работы блока является необходимость формирования отсчётов сигнала с тактовой частотой 120 МГц, которые затем выдаются на ЦАП (тактовая частота ЦАП выбирается с запасом от максимальной ширины полосы зондирующего сигнала и составляет 480 МГц) в режиме DDR по двум шинам, т.е. за один такт необходимо вычислять сразу по четыре отсчёта для обеих квадратур. На рисунке 2 представлена структурная схема блока формирования ЛЧМ.

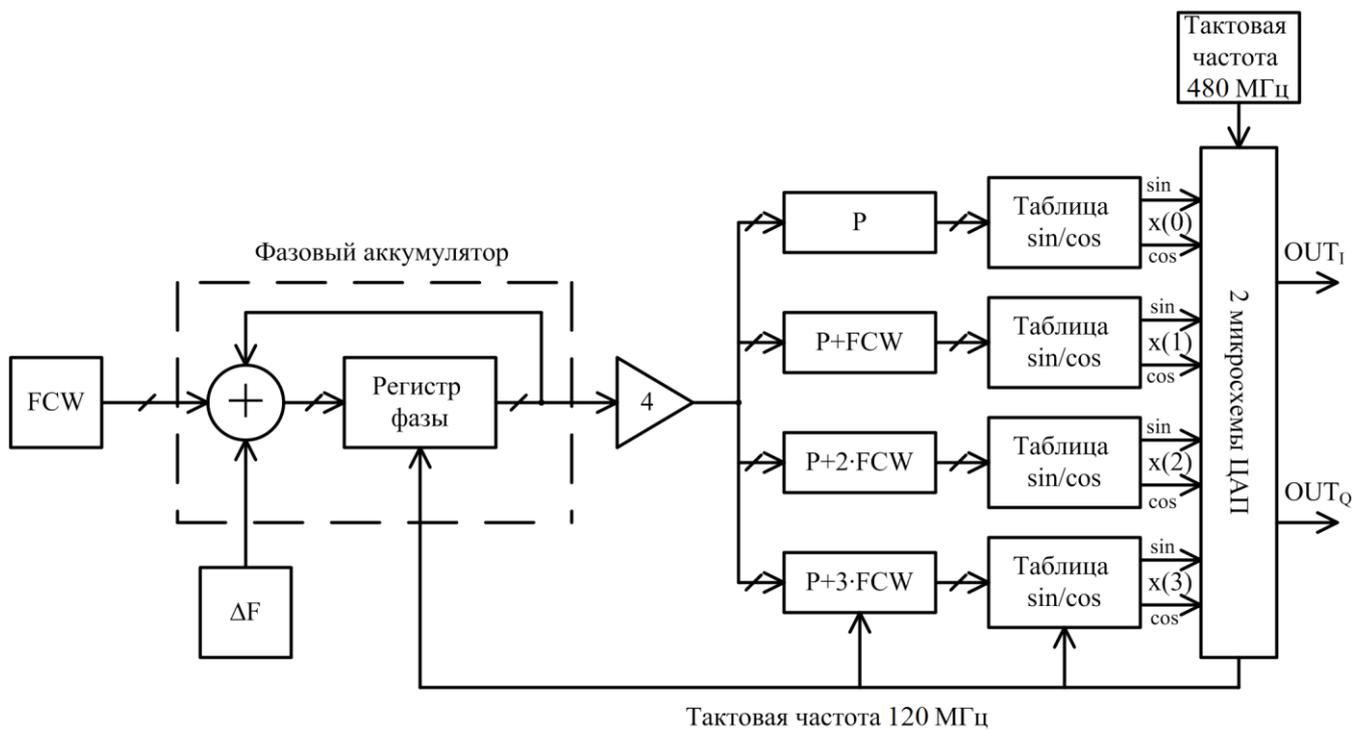


Рис. 2 – Структурная схема блока формирования ЛЧМ

Выходная частота f_{OUT} сигнала определяется тактовой частотой f_m , разрядностью таблиц \sin/\cos n , а также значением инкремента фазы FCW исходя из следующей формулы:

$$f_{OUT} = \frac{FCW \times f_m}{2^n}. \quad (5)$$

Как видно из данной формулы если значение инкремента фазы является константой, то на выходе синтезатора будет синусоида с постоянной частотой. Для формирования ЛЧМ сигнала необходимо чтобы инкремент фазы изменялся по линейному закону:

$$FCW_{k+1} = FCW_k + \Delta FCW, \quad (6)$$

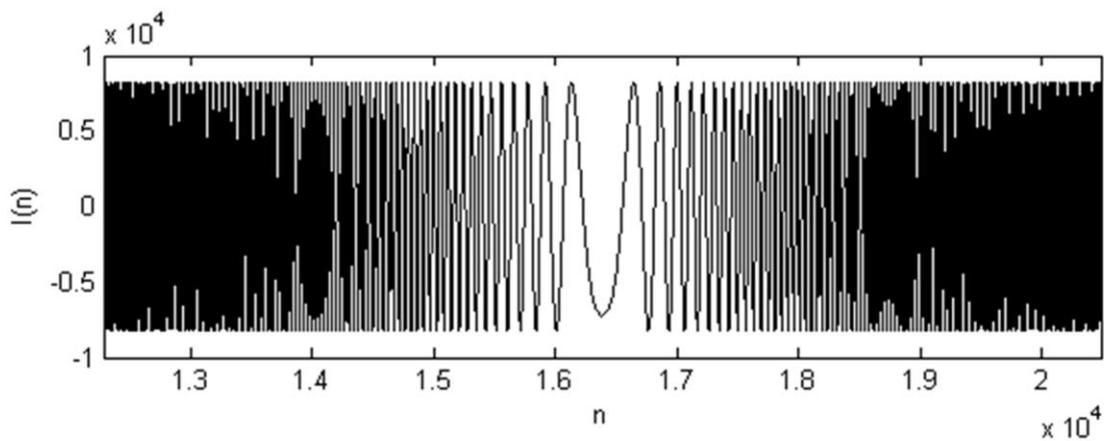
$$\Delta FCW = \frac{f_k - f_n}{f_m}, \quad (7)$$

где f_n – начальная частота ЛЧМ, а f_k – конечная частота.

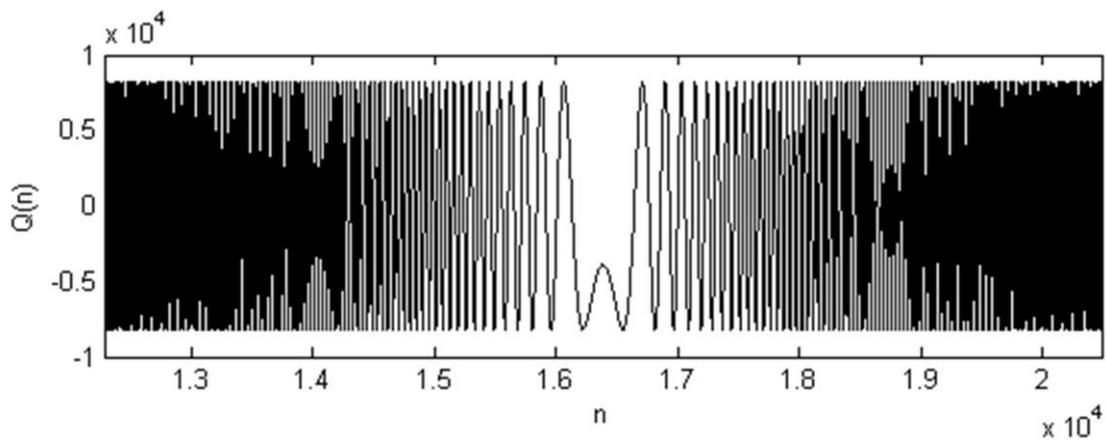
Значение инкремента фазы и его приращение вычисляются отдельно в бортовом вычислителе и передаются в ПЛИС вместе с остальными параметрами.

Для увеличения частоты дискретизации используется метод параллельной обработки путём репликации аппаратных средств, таким образом, чтобы получать несколько выходных значений одновременно. Следует отметить, что количество отсчётов, вычисляемых за один такт, определяется степенью параллелизма [7].

На рисунках 3 и 4 представлены эпюры ЛЧМ сигнала с полосой 300 МГц и спектр этого сигнала на выходе генератора, соответственно.



а.



б.

Рис. 3 – Эпюры ЛЧМ сигнала: а) синфазная составляющая; б) квадратурная составляющая

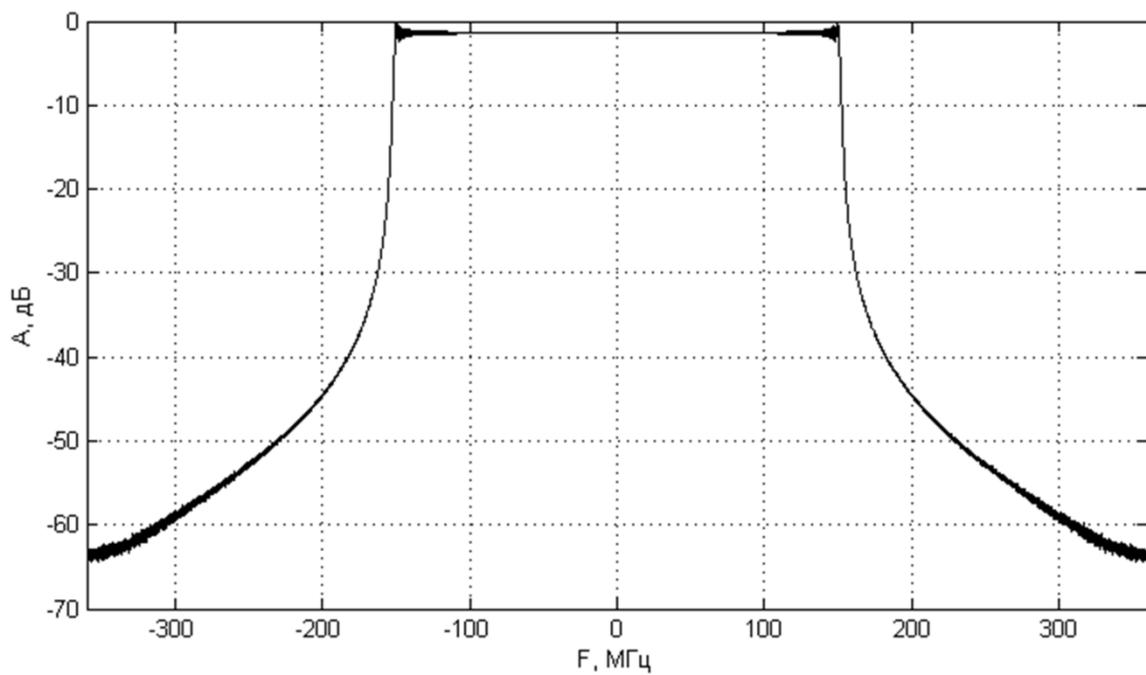


Рис. 4 – Спектр ЛЧМ сигнала на выходе генератора

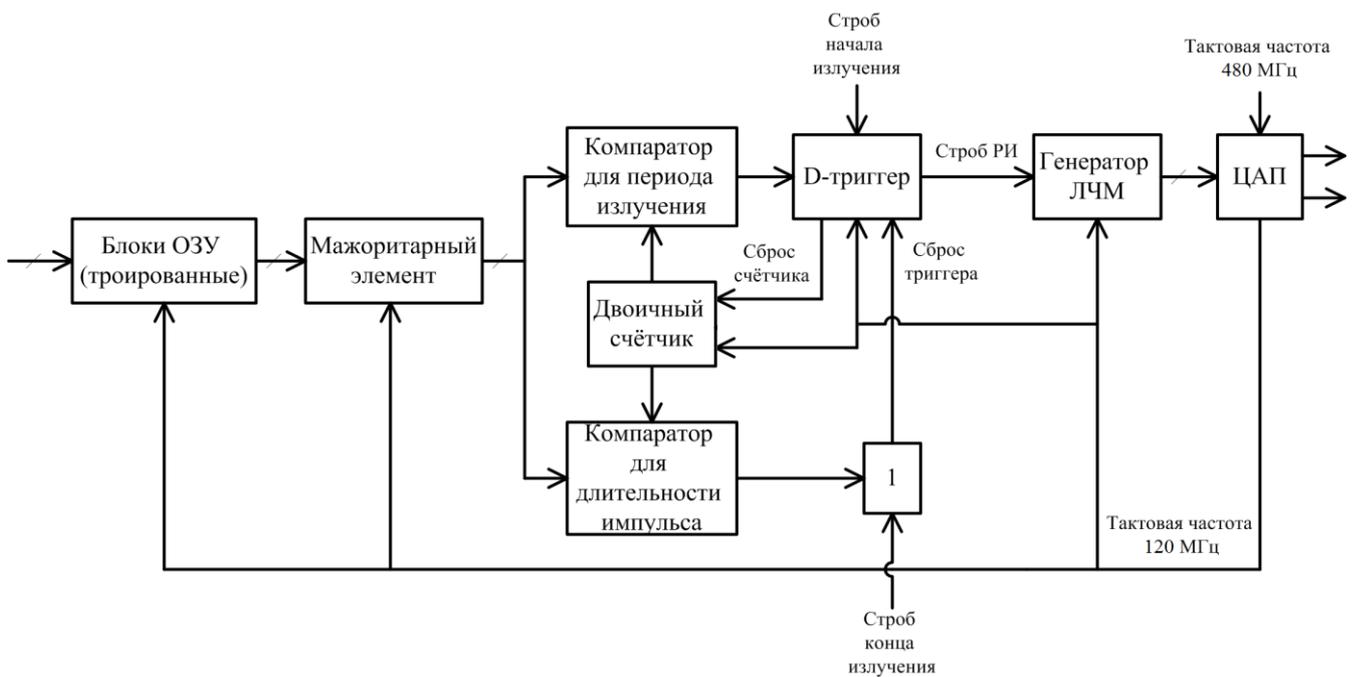


Рис. 5 – Структура разрабатываемого блока

Структурная схема всего разрабатываемого блока приведена на рисунке 5. При инициализации проекта в микросхеме ПЛИС в блоки ОЗУ записываются рассчитанные заранее значения длительности импульсов и периодов повторения. Для повышения надёжности работы схемы в условиях воздействия ТЗЧ блоки ОЗУ резервируются по мажоритарной схеме. На вход блоков памяти поступает кодовое слово, содержащее значение скважности и угла визирования для текущего режима съёмки. Это кодовое слово является адресом ячейки ОЗУ с соответствующими значениями длительности импульса и периода повторения, пересчитанные в количество импульсов тактовой частоты 120 МГц.

Значения длительности импульса и периода повторения из блока ОЗУ поступают на вход соответствующих компараторов. Далее в схеме сравнения вырабатываются импульсы установки и сброса D-триггера, который в свою очередь

выдаёт строб радиоимпульса (РИ), который разрешает или запрещает формирование ЛЧМ сигнала. С выхода генератора ЛЧМ отсчёты квадратур поступают на ЦАП, которые преобразуют сигнал в аналоговую форму.

Пример временной диаграммы работы блока изображён на рисунке 6.

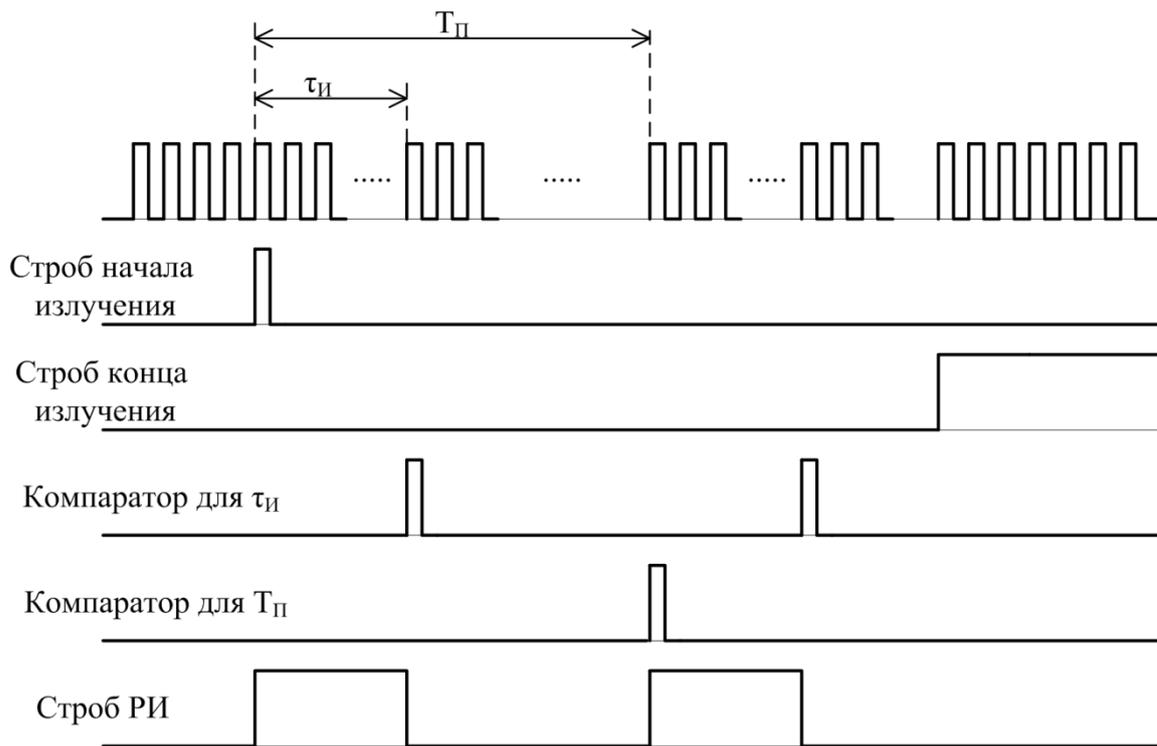


Рис. 6 – Временная диаграмма работы блока формирования сигнала

В момент прихода строба начала излучения D-триггер устанавливается в положение «1», и соответственно идёт формирование сигнала. В момент, когда на выходе двоичного счётчика будет значение длительности импульса, на выходе соответствующего компаратора появится «1», и D-триггер сбросится в «0», т.е. на выходе генератора ЛЧМ будут нули. В момент, когда на выходе двоичного счётчика будет значение периода повторения, D-триггер снова установится в «1», а двоичный

счётчик сбросится, и цикл начнётся заново. В момент прихода строба конца излучения D-триггер и счётчик сбрасываются, и излучение полностью прекращается.

Таким образом, разработанная архитектура полностью выполняет все необходимые функции. В соответствии с ней разрабатывается прошивка для ПЛИС.

Заключение

Представленный блок формирования сигналов на базе ПЛИС позволяет успешно реализовывать радиолокационную съемку земной поверхности из космоса. Решена задача обеспечения без помехового приема отраженного эхо-сигнала в условиях воздействия помех неоднозначности, что обеспечивает хорошее качество РЛИ. Для этого применялся алгоритм подбора периода зондирующего сигнала, учитывающий сложное взаимное распределение помех неоднозначности, зон слепых дальностей и надирных отражений.

Также в данной работе были рассмотрены и проанализированы различные методы формирования ЛЧМ сигналов. В качестве окончательного варианта был выбран цифровой генератор ЛЧМ сигналов на базе ПЛИС, построенный по архитектуре прямого цифрового синтезатора. Была разработана структурная схема блока формирования, и рассмотрен принцип его работы в составе МФОС. В результате была разработана прошивка для ПЛИС, выполняющая все требуемые функции.

Библиографический список

1. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с. ил. (Научная серия «Системы мониторинга воздушного, космического пространства и земной поверхности»).
2. Дудник П.И., Ильчук А.Р., Татарский Б.Г. Многофункциональные радиолокационные системы: Учеб. пособие для вузов / Под ред. Б.Г. Татарского. – М.: Дрофа, 2007. – 283 с.
3. S. Wollstadt and J. Mittermayer, Member, IEEE. Nadir Margins in TerraSAR Timing Commanding / CEOS SAR Calibration and Validation Workshop 2008.
4. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1992. – 304 с.
5. M. Y. Chua and V. C. Koo, FPGA-based chirp generator for high resolution UAV SAR, *Progress In Electromagnetics Research*, Vol. 99, 71-88, 2009.
6. И. Тарасов ПЛИС Xilinx и цифровая обработка сигналов. Особенности, преимущества, перспективы // *Электроника: наука, технология, бизнес*. - 2011. - № 3. С. 70-74.
7. Samarah A.A Novel Approach for Generating and Processing Digital Chirp Signals Using FPGA Technology for Synthetic Aperture Radar (SAR) Applications, Dissertation, Siegen, Germany, University of Siegen, 2012, 122 с.