

УДК 621.396.967

Реализация режима многоканальной сканирующей съемки в радиолокаторе космического базирования

Булыгин М.Л.*, Маркова А.С., Муллов К.Д.*****

Научно-исследовательский институт точных приборов,

ул. Декабристов, 51, Москва, 127490, Россия

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

***e-mail: as.markova93@gmail.com*

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

Аннотация

Сформированы требования для синхронизации сегментов цифровой активной фазированной антенной решетки (АФАР) радиолокатора с синтезированной апертурой космического базирования при реализации многоканальной сканирующей съемки. Проведен подробный расчет условий визирования и параметров функционирования радиолокатора. Определен оптимальный способ регулирования сегментов АФАР, реализованный на программируемой логической интегральной схеме. Проанализированы особенности аппаратной реализации режима многоканальной сканирующей съёмки в радиолокаторе космического базирования.

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

Введение

Радиолокационный мониторинг является одним из наиболее эффективных видов дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) [1]. В настоящее время широкое применение в мировой практике нашли радиолокационные средства ДЗЗ космического базирования на основе цифровых активных фазированных антенных решёток с использованием технологии радиолокационного синтезирования апертуры (РСА) [2, 3].

Одним из перспективных направлений развития космических РСА высокого разрешения, в условиях растущих требований к характеристикам радиолокационного визирования, является реализация бортовой радиолокационной аппаратуры с применением технологии цифрового формирования лучей [4, 5, 19, 23]. 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 активной фазированной антенной решетки (АФАР), а также реализовывать цифровое формирование лучей диаграммы направленности [6, 7, 24].

Сегментированная цифровая АФАР существенно расширяет возможности радиолокатора, позволяя формировать различные многоканальные (многолучевые) режимы наблюдения земной поверхности [8, 9, 20]. При этом реализация многоканальных режимов накладывает требования к синхронной работе сегментов АФАР по формированию, излучению зондирующего сигнала и суммированию зарегистрированной радиоголограммы (РГГ) между сегментами [3, 21].

В настоящее время, как в России, так и за рубежом разрабатываются космические РСА нового поколения на базе цифровых АФАР [2, 22], что делает актуальным вопрос создания многоканальных режимов съемки. Одним из примеров реализации таких режимов является режим многоканальной сканирующей съемки, позволяющий достигать повышенных характеристик радиолокационных изображений (РЛИ) по сравнению с классическими одноканальными сканирующими режимами.

Принцип многоканальной сканирующей съемки

В общем случае для реализации многоканального режима в РСА при излучении формируется импульсная последовательность линейно-частотно модулированных (ЛЧМ) сигналов [14], каждый из которых представляет собой пачку коротких широкополосных субимпульсов (рисунок 1). При этом каждому субимпульсу соответствует своя несущая частота f_k , где k – номер луча (канала), и отдельная реализация фазового распределения возбуждающего поля на апертуре АФАР и, как следствие, своё азимутальное угловое положение ДН антенны k . В результате суммарный размер "засвечиваемого" участка земной поверхности становится существенно больше величины следа ДН АФАР [8, 10].

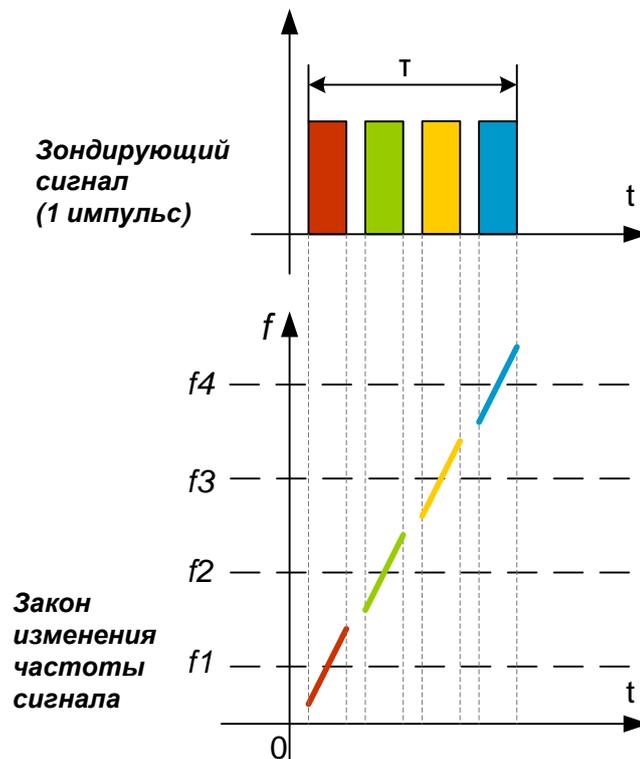


Рисунок 1 – Принцип формирования зондирующего сигнала для многоканальной сканирующей съемки при использовании ЛЧМ зондирующего сигнала

Метод сканирующей многоканальной съемки основывается на комбинации многоканальной съёмки и технологии ScanSAR. При излучении формируется импульсная последовательность сигналов, представляющая собой пачку из K субимпульсов. Повышенные характеристики РЛИ, по сравнению с одноканальными режимами съемки, в данном режиме достигаются за счет использования одновременно нескольких лучей ДН, каждый из которых визирует свой участок земной поверхности, что позволяет увеличить время синтезирования апертуры в каждом субкадре. Для обеспечения съемки земной поверхности без пропусков требуется строгое выполнение условия баланса времени, обеспечиваемое путём

согласования длины синтезированной апертуры $L_{\text{синт}}$ с азимутальным следом антенны $L_{\text{ант(аз)}}$ [8]. Апертура синтеза в многоканальной сканирующей съемке:

$$L_{\text{синт}} = \frac{K}{M + K} \cdot L_{\text{луч}(x)}. \quad (1)$$

Размер кадра:

$$L_{\text{кад}(x)} = \frac{M}{M + K} \cdot L_{\text{луч}(x)}. \quad (2)$$

Азимутальное разрешение при многоканальном сканировании:

$$l_x = \frac{D_x}{2} \cdot \left(\frac{M}{K} + 1 \right), \quad (3)$$

где D_x – горизонтальный (продольный) размер раскрыва АФАР. Подробнее принцип съемки земной поверхности в многоканальном сканирующем режиме описан в [8].

Рассмотрим реализацию данного режима с $M = 3$ парциальными полосами и $K = 4$ лучами ДН (каналами обработки) при угле места визирования центра полосы съемки $\varepsilon_{\mu} = 40^\circ$ на примере РСА космического базирования, с сегментированной АФАР, позволяющей формировать до 4-ех антенных лучей (каналов обработки). Характеристики расчетного РСА представлены в таблице 1.

Характеристики расчётного радиолокатора

Таблица 1

Параметр РСА	Значение
Частотный диапазон	$X, f = 9300-9900$ МГц
Тип антенны	АФАР
Размеры апертуры ($D_x \times D_y$)	$4 \times 1,6$ м
Число формируемых лучей K	4
Высота орбиты H	650 км
Диапазон углов визирования	$20^\circ \dots 50^\circ$
Угол крена апертуры	35°

Расчетное разрешение РЛИ по вдоль путевой дальности при $M = 3$ парциальных полосах и $K = 4$, в соответствии с (3) составит $l_x = 3,5$ м.

Для варианта с $K = 4$ лучами ДН (каналами), угловое положение каждого луча по азимуту определяется соотношением [8]:

$$\alpha_k = \begin{cases} \pm \Delta\alpha \cdot \frac{M}{M+4} \\ \pm 3 \frac{\Delta\alpha}{2} \cdot \frac{M}{M+4} \end{cases} \quad (4)$$

Такой выбор азимутальных угловых положений ДН позволяет обеспечить непрерывное формирование РЛИ в пределах полосы съемки.

Ширина спектра зондирующего сигнала определяется на основе требуемого разрешения по горизонтальной дальности:

$$\Delta F_m = \frac{c}{2 \cdot l_z \cdot K_s \cdot \sin\left(\varepsilon_m - \frac{\Delta\varepsilon}{2}\right)}, \quad (5)$$

где c – скорость распространения радиоволн, l_z – требуемая разрешающая способность по горизонтальной дальности (3,5 м), K_s – коэффициент сферичности (при $H = 650$ км $K_s = 1.102$), $\Delta\varepsilon$ – ширина ДН антенны в вертикальной (угломестной) плоскости.

В таблицах 2 и 3 сведены значения параметров бортовой аппаратуры РСА для реализации заданного режима съемки и расчётные значения реализуемых характеристик визирования.

Параметр	$m = 1$ парц. полоса	$m = 2$ парц. полоса	$m = 3$ парц. Полоса
Угол места парциальной полосы ε_m	38,93°	40,00°	41,07°
Наклонная дальность парц. полосы R_m	865,4 км	881,5 км	898,6 км
Угол отклонения луча ДН по вертикали θ_v	3,93°	5,00°	6,07°
Ширина спектра сигнала каждого канала, ΔF	63 МГц	62 МГц	60 МГц
Размер следа луча ДН на поверхности земли			
- по горизонтальной дальности $L_{кад(z)}$	22,48 км	23,40 км	24,41 км
- по вдоль путевой дальности $L_{кад(x)}$	6,43 км	6,55 км	6,68 км
Период повторения, T_n	190 мкс	193 мкс	197 мкс
Длительность зондирующего импульса, τ	19 мкс	19 мкс	20 мкс
Время двукратного распространения сигнала до ближнего края парц. полосы t_{2p}	5722 мкс	5826 мкс	5937 мкс
Требуемая длительность строба оцифровки $t_{оцифр}$	123 мкс	130 мкс	138 мкс
Задержка строба оцифровки относительно начала зондирующего сигнала t_{30}	22 мкс	36 мкс	27 мкс

Угол места каждой парциальной полосы рассчитан на основе ширины ДН (вычисляется по размеру апертуры) без учета взаимного перекрытия соседних парциальных полос, которое может потребоваться на практике для вторичной обработки радиолокационной информации.

При расчете размеров следа луча ДН на поверхности земли использовалась однократная ширина ДН и соотношения для сферической модели Земли [11]. Суммарная полоса съемки (трех парциальных полос) составляет 70,29 км.

Длительность зондирующего импульса (и каждого субимпульса) определяется скважностью сигнала и рабочим периодом повторения в каждой парциальной

полосе, который рассчитывается для конкретных условий съемки (в зависимости от рельефа местности) [14]. В данном примере значения периода выбрано исходя из условия отсутствия «слепых зон» в пределах парциальной полосы.

Параметры визирования в азимутальной плоскости

Таблица 3

	$k = 1$ луч	$k = 2$ луч	$k = 3$ луч	$k = 4$ луч
Угол отклонения луча ДН по горизонтали θ_x	$-0,274^\circ$	$-0,091^\circ$	$0,091^\circ$	$0,274^\circ$
Центральная частота f_k , МГц	9350	9500	9650	9800
Частотный диапазон, МГц	9319...9381	9469...9531	9619...9681	9769...9831

Поскольку след луча на поверхности Земли в первой парциальной полосе минимален по сравнению с остальными, то для расчета баланса времени при синтезе во всех парциальных полосах будет использоваться значение следа луча на поверхности Земли – 6,44 км. Тогда размер одного субкадра в соответствии с (2) составит 2,76 км, а суммарный кадр в одной парциальной полосе 11,04 км.

Проведем оценку разрешающей способности по вдоль путевой дальности в сформированном режиме, для этого воспользуемся известным соотношением для вычисления l_x :

$$l_{x(m)} = \frac{\lambda \cdot R_m}{2 \cdot L_{\text{синт}}}, \quad (5)$$

где $L_{\text{синт}}$ вычисляется по соотношению (1) и составляет 3,68 км.

Используя данные о R_m из таблицы 1 и среднюю длину волны $\lambda = 0,031$ м, получаем расчетные значения разрешения в сформированном режиме в каждой

парциальной полосе: 3,68 м, 3,74 м и 3,82 м, что близко к предварительному расчету 3,5 м.

При линейной скорости движения РСА по орбите $V = 7535$ м/с синтез апертуры для каждого из четырех парциальных кадров из состава кадра занимает $t_{cum} = 0,488$ с, после чего происходит переключение на следующую парциальную полосу. При рабочем периоде повторения 190...200 мкс за время синтеза апертуры одного субкадра когерентно накапливаются около 2500 импульсов (около 10000 импульсов для всего кадра с учетом многоканальной обработки сигнала).

Один цикл сканирования (последовательное наблюдение трех кадров в трех парциальных полосах) занимает 1,465 с, после чего луч переключается на первую парциальную полосу и цикл сканирования повторяется.

Последовательность циклов сканирования образуют маршрут съемки, протяженность которого ограничивается способностью бортовой аппаратуры непрерывно работать в заданном режиме и возможностью бортового накопителя хранить сформированный объем информации.

На рисунке 1 представлено схематическое представление формирования РЛИ земной поверхности в описанном режиме многоканальной сканирующей съемки.

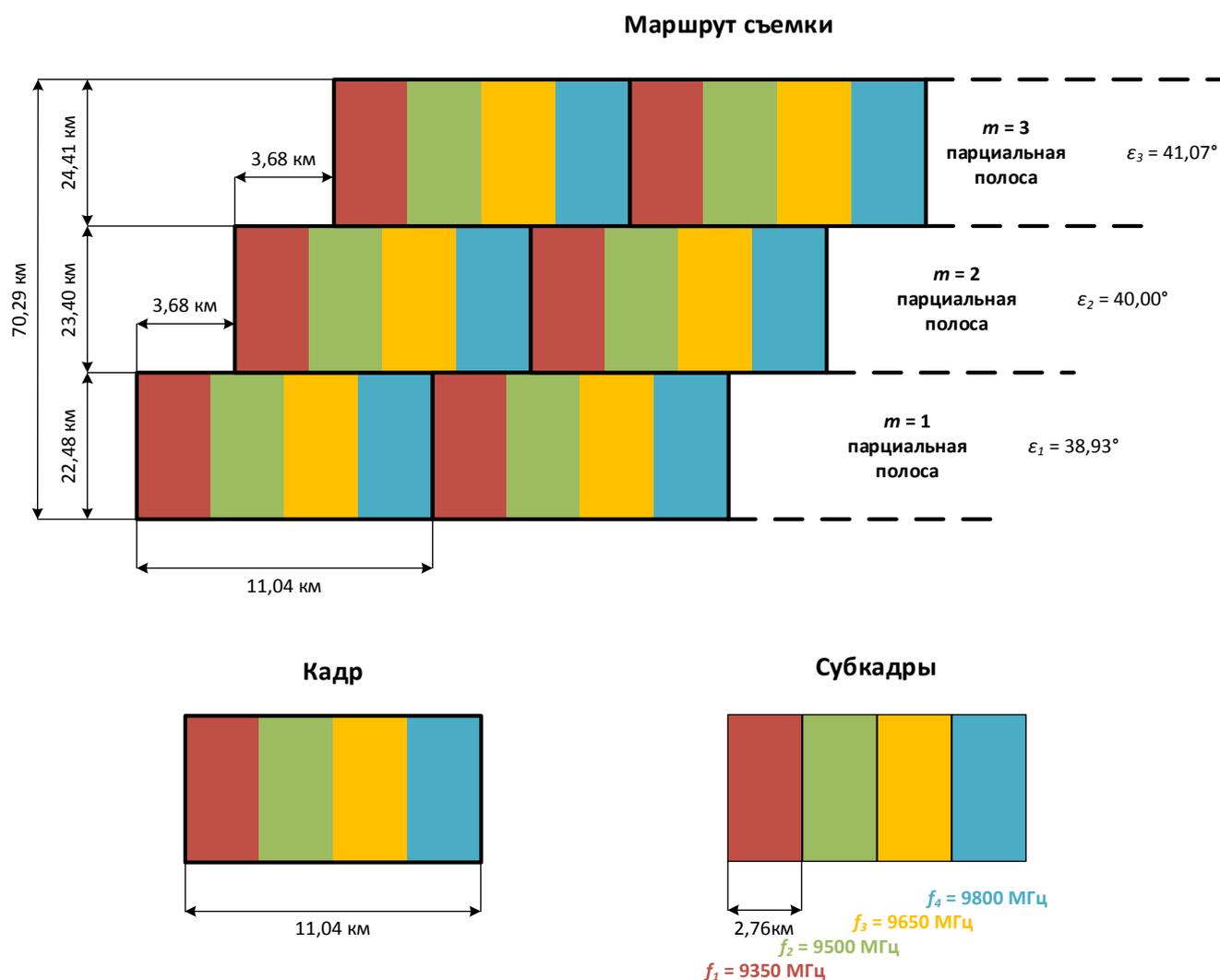


Рисунок 2 – Визирование земной поверхности в режиме многоканальной маршрутной съемки в $M = 3$ парциальных полосах $K = 4$ антенными лучами (каналами).

Таким образом, режим многоканальной сканирующей съемки позволяет осуществить маршрутное визирование земной поверхностью с полосой съемки нескольких десятков километров и разрешением около 3,7 м. Соблюдение баланса между временем синтезирования апертуры в каждом субкадре и временем между переключениями на последующую парциальную полосу позволяют осуществлять радиолокационную съемку без пропусков. Поэтому реализация данного режима съемки накладывает жесткие требования к синхронности работы всех сегментов

бортовой аппаратуры, что реализуется строгим выполнением циклограммы функционирования аппаратуры по формированию, излучению, приему и обработке сигналов. Это, в свою очередь, предъявляет высокие требования к аппаратному обеспечению РСА.

Циклограммы работы бортовой аппаратуры при реализации многоканального сканирующего режима съемки

На рисунке 3 представлены циклограммы работы бортовой аппаратуры (БА) при реализации многоканального сканирующего режима съемки. Рассмотрен 1 цикл сканирования режима с 3-мя парциальными полосами (ПП) и 4-мя лучами.

На каждый кадр в рассмотренном примере приходится по 5 зондирующих импульсов (в реальных алгоритмах БА визирование одного кадра осуществляется несколькими тысячами импульсов).

Азимутальный угол излучения и приема сигнала разный для каждого луча, но остается постоянным в ходе всей съемки. Угол места одинаков для всех лучей при визировании одной парциальной полосы, но изменяется для перенацеливания ДН на следующую парциальную полосу.

На циклограмме регистрация сигнала начинается в третьем периоде повторения после начала зондирования. Регистрация принятого сигнала в реальных условиях начинается через 5-6 мс после начала зондирования.

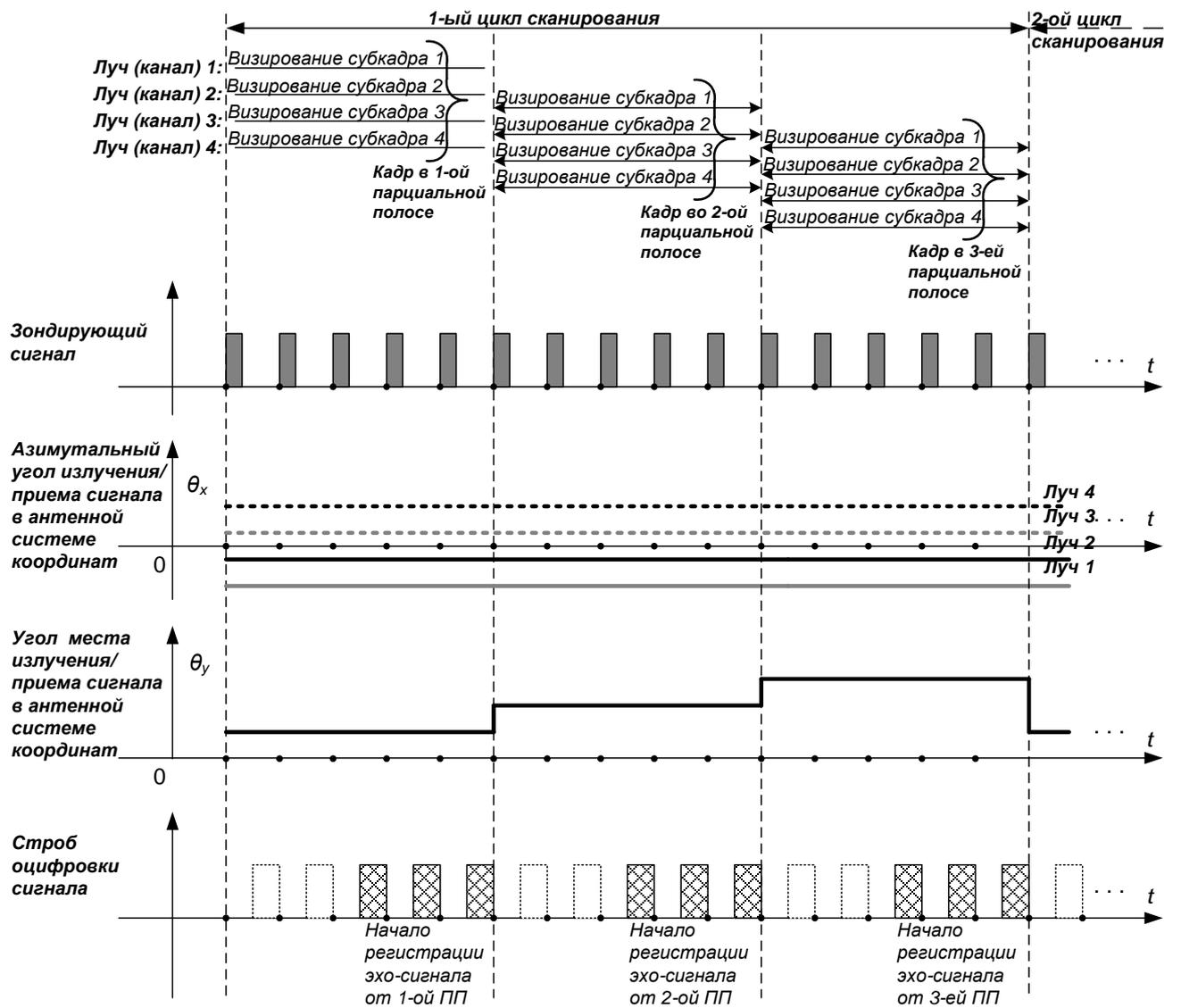


Рисунок 3 – Циклограммы работы БА при реализации многоканального сканирующего режима съемки

Обработка сигнала в цифровой части приемного тракта

Цифровая часть приемо-передающего тракта (рисунок 4) построена на базе

ПЛИС.

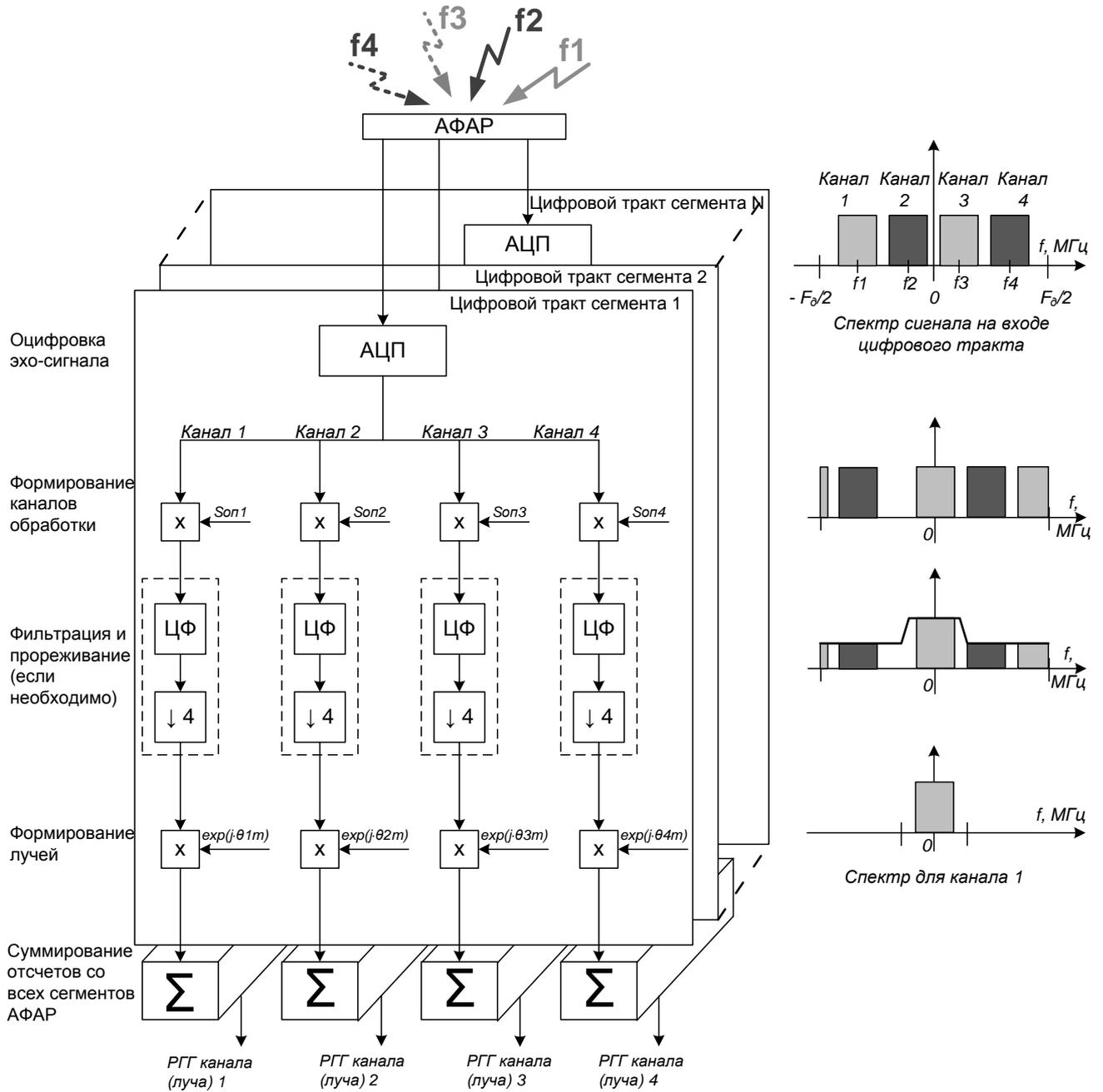


Рисунок 4 – Цифровой тракт АФАР

Обработка сигнала организуется следующим образом. После оцифровки сигнала идет формирование каналов обработки. Для этого сигнал каждого канала переносится на нулевую частоту (параллельное цифровое гетеродинирование в каждом канале). После этого происходит цифровая фильтрация сигнала для подавления спектральных составляющих сигналов от соседних каналов, и, если необходимо, прореживание отсчетов. Затем следует процедура формирования лучей, путем умножения на фазовый множитель, определяющий угол поворота каждого луча приемной ДН данного канала.

Одним из способов обеспечения синхронизации всех сегментов бортовой аппаратуры является использование цифровой задержки сигналов, которая реализуется в цифровом тракте АФАР.

В передающем тракте задержка осуществляется путем создания линейного фазового набега в формируемых квадратурных составляющих ЛЧМ-сигнала [15].

В приемном тракте линейный фазовый набег, эквивалентный задержке, вводится в опорную функцию цифрового фильтра [13], осуществляющего фильтрацию сигнала данного канала. С помощью моделирования был выбран наиболее простой для реализации на ПЛИС вариант: линейный фазовый набег заменен на сдвиг импульсной характеристики фильтра на соответствующее требуемой задержке количество отсчетов.

Для реализации многоканальной сканирующей съемки определена ширина спектра сигнала (суммарного) 600 МГц, а частота дискретизации 720 МГц. Количество коэффициентов оптимального цифрового фильтра (удовлетворяющего требованиям при минимальных аппаратных затратах) составляет 28.

Однако, частота дискретизации 720 МГц позволяет реализовать задержку с дискретом 1.38 нс, которого недостаточно для синхронизации сигналов с требуемой точностью. Для повышения точности регулировки выбрана частота дискретизации рассчитываемой импульсной характеристики фильтра 14400 МГц, тогда дискрет реализации задержки составит 69.4 пс (в 20 раз меньше исходного). Данная процедура иллюстрируется рисунком 5.

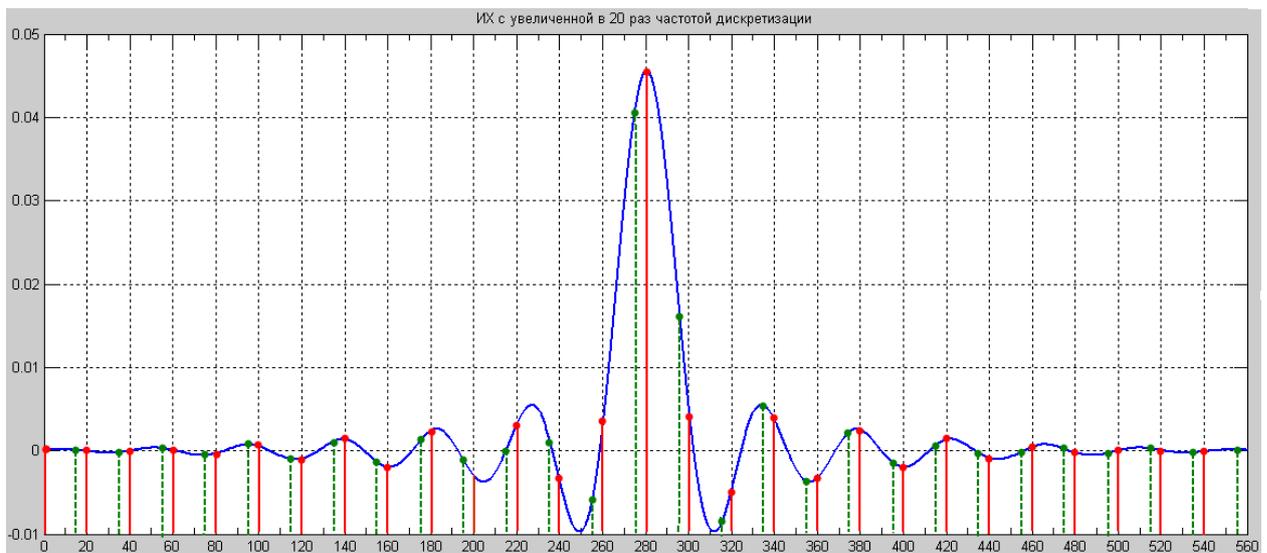


Рисунок 5 – Процедура сдвига импульсной характеристики фильтра для реализации задержки: синий график – импульсная характеристика фильтра с частотой дискретизации 14400 МГц; красная выборка из 28 отсчетов – нулевая задержка; зеленая выборка из 28 отсчетов – задержка 0.972 нс.

Реализация сдвига импульсной характеристики фильтра с шагом 69 пс возможна одним из следующих способов:

1. Путем создания фильтра нижних частот (ФНЧ) (28 коэффициентов, частота дискретизации 720 МГц) с дальнейшей интерполяцией ИХ в 20 раз, сдвигом ИХ на необходимое количество отсчетов и прореживанием до 28 коэффициентов;

2. Путем создания ФНЧ на увеличенной в 20 раз частоте дискретизации (14400 МГц, число коэффициентов 560), с последующим сдвигом ИХ и прореживанием до реальной частоты 720 МГц.

Для выбора оптимального способа реализации сдвига ИХ фильтра на ПЛИС с уменьшенным дискретом были промоделированы оба подхода к синтезу фильтра.

Рассмотрены фильтры с разной шириной полосы пропускания. По результатам моделирования проведена оценка параметров АЧХ фильтров после процедуры сдвига ИХ. Параметрами для оценки АЧХ являются максимальное затухание в полосе пропускания и минимальное затухание в полосе задерживания.

Параметры АЧХ, полученные после сдвига импульсной характеристики, представлены в таблице 4.

Параметры АЧХ фильтров после сдвига ИХ Таблица 4

Реализация сдвига	1 способ (синтез фильтра на реальной частоте дискретизации)		2 способ (синтез фильтра на увеличенной в 20 раз частоте дискретизации)	
	Затухание в ПП, дБ	Затухание в ПЗ, дБ	Затухание в ПП, дБ	Затухание в ПЗ, дБ
600	-5	-40	-0.25	-50
300	-1	-50	0	-60
150	0	-30	0	-60
75	-0.5	-37	-0.3	-40

Затухание в полосе пропускания -5 дБ, полученное при первом способе, неприемлемо, поэтому целесообразнее использовать второй способ реализации сдвига ИХ.

Особенности аппаратной реализации режима многоканальной сканирующей съемки в РСА космического базирования

Как было показано в 1 и 2 разделах данной статьи, для реализации режима многоканальной съёмки в РСА космического базирования необходимы микросхемы, способные обрабатывать большой объём информации на высокой тактовой частоте. С развитием технологий ПЛИС нашли широкое применение во встраиваемых вычислительных системах аэрокосмического назначения, для которых характерны жесткие ограничения по мощности потребления, размеру и весу элементов. Матрицы ПЛИС хорошо подходят для таких устройств как радиолокационные установки, системы радиотехнической разведки, системы обработки изображений, устройства обработки сигналов и т.д., т.е. они предназначены в первую очередь для тех устройств, в которых производится обработка сигналов и векторные или матричные вычисления. В таких приложениях главным критерием является не стоимость, а характеристики устройства, особенно его быстродействие [17]. Ввиду способности выполнять громоздкие параллельные вычисления матрицы FPGA стали широко использоваться в сложных приложениях. Работая на сравнительно невысоких тактовых частотах порядка сотен МГц, они могут производить десятки тысяч вычислений за один такт и при этом потреблять гораздо меньше энергии, чем микропроцессоры при такой же производительности.

В околоземном и межпланетном пространстве космические аппараты (КА) подвергаются воздействию разнообразных факторов космоса [16, 9]. Ионизирующее излучение (ИИ) состоит из потока первичных заряженных частиц (электроны, протоны и тяжелые заряженные частицы), а также вторичных частиц – продуктов

ядерных превращений, связанных с первичными частицами. Основные эффекты воздействия ИИ на бортовую радиоэлектронную аппаратуру (БРЭА) обусловлены ионизационными и ядерными потерями энергии первичных и вторичных частиц в чувствительных объемах элементов ИС. Эти эффекты проявляются через:

- параметрические отказы бортовой радиоэлектронной аппаратуры вследствие деградации характеристик ИС по мере накопления дозы ИИ;

- сбои и отказы ИС от воздействия отдельных высокоэнергетических ядерных частиц.

На функционирование БРЭА КА воздействует много различных факторов, каждый из которых может вызвать сбой или отказ всей системы. В общем случае необходимо принимать во внимание все действующие факторы. При этом роль тех или иных отказов в большой степени зависит от орбиты КА. В то же время вероятность возникновения эффектов при воздействии отдельных элементарных частиц и ядер атомов значительно увеличивается при нахождении КА в зоне южно атлантической аномалии и/или при возникновении мощных солнечных вспышек.

Микросхемы программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) чувствительны к воздействию ионизирующей радиации. Радиационные эффекты в ПЛИС, как и в других классах ИС, проявляются как сбои и отказы. Считается, что основная радиационная угроза современным электронным приборам – это единичные события (Single Event Effects, SEE), вызванные воздействием высокоэнергетических частиц.

Существенное уменьшение объемов выпуска радиационно-стойкой компонентной базы и сокращение на рынке числа фирм-производителей таковой

продукции привело к применению в космических аппаратах ПЛИС уровня качества Industrial. Основная причина заключается в том, что цена данной продукции на 1-2 порядка ниже, чем радиационно-стойкой. Также, из-за несовершенства отечественной элементной базы российские разработчики вынуждены применять ПЛИС иностранного производства.

Оценка стойкости микросхем к воздействию факторов космического пространства проводилась посредством проведения испытаний на моделирующих и имитирующих установках. Объектом оценки стойкости являлась микросхема ПЛИС фирмы Xilinx XC6VSX315T-2FF1759 в исполнении Industrial.

В ходе испытаний регистрировались следующие одиночные эффекты:

- Тиристорный эффект (ТЭ) – скачкообразное увеличение, функциональный отказ или сбой, устраняемые выключением и включением питания микросхемы.
- Катастрофический отказ (КО) – необратимое изменение параметров микросхемы или функциональный отказ, не восстанавливаемый после выключения и включения питания.
- Одиночный сбой (ОС) – потеря информации вследствие инверсии информации в ячейках памяти.

Максимальная частота КО составила $2 \cdot 10^{-9}$ 1/с, средняя – $3 \cdot 10^{-8}$ 1/сутки.

Для ТЭ эти значения составляют $8 \cdot 10^{-4}$ 1/с и $8 \cdot 10^{-4}$ 1/сутки, соответственно.

Максимальная частота ОС составила $2 \cdot 10^{-1}$ 1/с, т.е. 120 ОС за 10 минут.

Средняя частота ОС – 10 одиночных сбоя в сутки.

Повышение стойкости цифровой аппаратуры к воздействию радиации – одна из основных задач, стоящих перед космической промышленностью. При этом основной угрозой функционирования цифровых устройств являются одиночные сбои, не приводящие к катастрофическому отказу.

Существует множество различных методов борьбы с единичными событиями, возникающими в результате воздействия ионизирующего излучения. В работе [14] были рассмотрены такие методы как: динамическая частичная реконфигурация, троирование модулей вычислительной системы с последующим мажоритарным сравнением, “скраббинг” конфигурационной памяти и некоторые другие. Данные методы и техники проектирования цифровых устройств на базе ПЛИС позволяют обнаруживать и исправлять ошибки и неисправности, возникающие в результате воздействия на микросхемы космического излучения различного вида, в режиме реального времени работы устройства. В тоже время гибкость архитектуры и логики работы ПЛИС позволяют встраивать подобные решения практически в любой проект без каких-либо сложностей.

Также одним из наиболее эффективных методов является применение так называемого SEM (Soft Error Mitigation) контроллера.

Контроллер SEM реализует пять основных функций: инициализацию, инъекцию, обнаружение, исправление и классификацию ошибок. Все функции, кроме инициализации и обнаружения, являются необязательными. Желаемые функции выбираются в процессе конфигурации и генерации IP-ядра.

Контроллер SEM инициализируется путем приведения интегрированной функции обнаружения сбоев в известное состояние после того, как ПЛИС входит в

пользовательский режим. После этой инициализации контроллер SEM отслеживает состояние интегрированной ошибки. Когда обнаружена ошибка, контроллер SEM с помощью алгоритмов помехоустойчивого кодирования, оценивает ситуацию, чтобы идентифицировать местоположение повреждённого блока памяти.

Если местоположение можно идентифицировать, контроллер SEM дополнительно корректирует ошибку путем восстановления или замены поврежденных битов. В методах восстановления используется активная частичная реконфигурация для выполнения локализованной коррекции памяти с использованием схемы «чтение-изменение-запись». Эти методы используют алгоритмы для определения ошибки, требующей коррекции. Метод замены также использует активную частичную реконфигурацию с той же целью, но этот метод использует схему только для записи для замены памяти с исходными данными. Эти данные предоставляются инструментами реализации и хранятся вне контроллера SEM.

Контроллер SEM способен классифицировать сбой как существенный или несущественный, используя справочную таблицу. Эти данные также предоставляются инструментами реализации и хранятся вне контроллера.

Используя функцию вставки ошибок, инженеры по верификации и валидации системы могут создавать тестовые сценарии, чтобы гарантировать работоспособность системы в условиях возникновения единичных сбоев.

Таким образом, разработчик программного обеспечения должен учитывать все приведённые выше особенности проектирования цифровой аппаратуры космического базирования для создания надёжной и работоспособной системы.

Заключение

При проектировании систем РСА с использованием многолучевых режимов необходимо обеспечить возможности оперативного управления формой диаграммы направленности антенны и регулировки сегментов АФАР по задержке для синхронизации излучения зондирующего сигнала и корректного суммирования РГГ.

Синхронная работа бортовой аппаратуры РСА обеспечивается строгим выполнением циклограммы функционирования аппаратуры по формированию, излучению, приему и обработке сигналов обеспечивается. Синхронизация работы сегментов АФАР на излучение реализуется введением соответствующего линейного фазового набега в зондирующий ЛЧМ сигнал при его формировании. Реализация временного сдвига сигнала на выходе сегментов АФАР при суммировании РГГ может быть реализована при помощи синтеза ФНЧ со смещенной во времени ИХ.

Описанный подход к синхронизации в АФАР может быть реализован на ПЛИС. При этом помимо создания сбоеустойчивой прошивки, реализующей высокоскоростную обработку информации, необходимо учитывать специфические условия функционирования бортовой аппаратуры в космическом пространстве при выборе элементной базы.

В целом, реализация режима многоканальной сканирующей съемки в РСА космического базирования позволяет существенно повысить характеристики радиолокационных систем. По сравнению с аналогичным одноканальным режимом, становится возможным улучшить разрешающую способность классического сканирующего (ScanSAR) режима съемки примерно в 2-3 раза (при использовании 2-3 антенных лучей) сохраняя суммарную полосу съемки. Аналогично, при

сохранении заданной разрешающей способности, введение многоканальности позволяет расширить суммарную полосу съемки.

Способности бортовой аппаратуры по формированию многоканальных режимов не ограничиваются реализацией многоканальной сканирующей съемки. Технология цифрового образования диаграммы направленности позволяет значительно повысить характеристики визирования в маршрутном и прожекторном режимах съемки.

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.
2. Kovalenko A., Riman V., Shishanov A., Vnotchenko S. Design of Prospective Spaceborne Multi-Aperture UWB Polarimetric High Performance SAR System // 4th Microwave and Radar Week MRW-2010, 11th International Radar Symposium, Vilnius, Lithuania, June 16-18, 2010, Conference Proceedings, pp. 490 - 492.
3. Kovalenko A., Riman V., Shishanov A., Vnotchenko S. Architecture and Performance of the Spaceborne Multi-Aperture High-Resolution SAR System Based On Analog-Digital Active Array Antenna, EUSAR 2012 // 9th European Conference on Synthetic Aperture Radar. Electronic Proceedings, 23-26 April 2012, Nurnberg, Germany, pp. 422.

4. Krieger G., Gebert N. and Moreira A Digital beamforming techniques for spaceborne radar remote sensing in Proc. EUSAR. Germany. Dresden. 2006. URL: http://elib.dlr.de/43801/1/KrGeMo_EUSAR06_13Mar06.pdf
5. Gerhard Krieger, Nicolas Gebert, Alberto Moreira: Multidimensional Waveform Encoding: A New Digital Beamforming Technique for Synthetic Aperture Radar Remote Sensing // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, January 2008, vol. 46, no. 1, pp. 31 - 46.
6. M. Younis, F. Queiroz de Almeida, F. Bordoni, P. López-Dekker, G. Krieger. Digital beamforming techniques for multi-channel synthetic aperture radar // Geoscience and Remote Sensing Symposium, (IGARSS) 2016, IEEE International, 10-15 July 2016, Beijing, China, pp. 1412 - 1415.
7. G. Krieger, N. Gebert, and A. Moreira. Digital Beamforming And Multidimensional Waveform Encoding for Spaceborne Radar Remote Sensing // Proceedings of the 4th European Radar Conference, 10-12 October 2007, Munich, Germany, pp. 43 - 46.
8. Булыгин М.Л., Внотченко С.Л., Коваленко А.И., Риман В.В., Чечина И.Н. Режим многоканальной съемки в многоапертурном космическом радиолокаторе с синтезированной апертурой // Успехи современной радиоэлектроники. 2015. № 5. С. 20 - 26.
9. Timmaraju A.S., Anand D.A. Input-Output Logic based Fault-Tolerant Design Technique for SRAM-based FPGA's, arXiv:1311.0602v2, 2013. URL: <https://arxiv.org/abs/1311.0602>
10. Bulygin M., Kovalenko A., Riman V., Vnotchenko S. Multi-channel modes implementation in spaceborne SAR with digital active electronically scanned array,

EUSAR 2016 // 11th European Conference on Synthetic Aperture Radar. Electronic Proceedings, Hamburg, Germany, 6-9 June 2016, pp. 315 - 318.

11. Булыгин М.Л., Внотченко С.Л. Построение диаграмм слепых дальностей и надирных отражений радиолокатора с синтезированной апертурой в MATLAB // Труды МАИ. 2015. № 83. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=62290>

12. Брызгалов А.П., Ковальчук И.В., Хныкин А.В., Шевела И.А., Юсупов Р.Г. Моделирование радиолокатора с синтезированной апертурой при решении задач его внутреннего и внешнего проектирования // Труды МАИ. 2011. № 43. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=24734>

13. Тихомиров А.В., Омелянчук Е.В., Семенова А.Ю. Исследование возможности повышения избирательности фильтров нижних частот с линейной фазовой характеристикой // Труды МАИ. 2016. № 91. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=75644>

14. Булыгин М.Л., Муллов К.Д. Формирователь зондирующего сигнала для радиолокатора с синтезированной апертурой // Труды МАИ. 2015. № 80. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=57040>

15. 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.

16. Муллов К.Д. Воздействие космической радиации на цифровые устройства на базе ПЛИС и методы повышения радиационной стойкости данных систем // Труды МАИ. 2016. № 87. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=69720>

17. Тарасов И. ПЛИС Xilinx и цифровая обработка сигналов. Особенности, преимущества, перспективы // Электроника: наука, технология, бизнес. 2011. № 3. С. 70 - 74.
18. Репнева А.И., Ушкар М.Н. Моделирование алгоритмов функционирования цифровой устройств с использованием сетей Петри // Труды МАИ. 2011. № 49. URL: http://trudymai.ru/published.php?ID=28239&PAGEN_2=2
19. Edwards M.C., Zaugg E. C. Design of a compact, modular, multi-frequency band, multi-mode, multi-channel synthetic aperture radar // 9th European Conference on Synthetic Aperture Radar (EUSAR '12), Nuremberg, Germany, April 2012. pp. 44 – 47.
20. Marwan Younis, Felipe Queiroz de Almeida, Paco López-Dekker, Gerhard Krieger, Techniques and Modes for Multi-Channel SAR Instruments. EUSAR 2016 // 11th European Conference on Synthetic Aperture Radar. Electronic Proceedings, 6-9 June 2016, Hamburg, Germany. pp. 812 - 817.
21. Qin Xin, Zhihong Jiang, Pu Cheng, and Mi He. Signal Processing for Digital Beamforming FMCW SAR // Mathematical Problems in Engineering, vol. 2014, Article ID 859890, 10 pages, 2014. URL: <http://dx.doi.org/10.1155/2014/859890>
22. Rafael Rincon, Temilola Fatoyinbo, Batuhan Osmanoglu, Seung-Kuk Lee, K. Jon Ranson, Victor Marrero Mark Yeary, Development of NASA'S Next Generation L-Band Digital Beamforming Synthetic Aperture Radar (DBSAR-2). EUSAR 2016 // 11th European Conference on Synthetic Aperture Radar. Electronic Proceedings, 6-9 June 2016, Hamburg, Germany. pp. 1251 - 1254.

23. Rafael F. Rincon, Manuel A. Vega, Manuel Buenfil, Alessandro Geist, Lawrence Hilliard, Paul Racette, NASA's L-Band Digital Beamforming Synthetic Aperture Radar // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2011, vol. 49, pp. 3622 - 3628.
24. M. Younis, C. Fischer, W. Wiesbeck. Digital beamforming in SAR system // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, July 2003, vol. 41, no. 71, pp. 1735 – 1739.