

И. М. Тепляков

РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СТАНЦИЯ

для управления посадкой
космического аппарата
на поверхность Луны



И. М. ТЕПЛЯКОВ

**Радиолокационная станция
для управления
посадкой космического аппарата
на поверхность Луны**

ИЗДАТЕЛЬСКОЕ
ПРЕДПРИЯТИЕ
РадиоСофт

Москва
2016

УДК 621.3
ББК 32.84
Т 34

Тепляков И.М.

Т 34 Радиолокационная станция для управления посадкой космического аппарата на поверхность Луны.— М.: ИП РадиоСофт, 2016.— 200 с.: ил.

ISBN 978-5-93037-314-1

Изложены теория и методы проектирования радиолокационной станции для управления мягкой посадкой космического аппарата на поверхность Луны в составе четырёхлучевого доплеровского измерителя скорости, измерителя наклонных дальностей и радиовысотомера. Дан анализ характеристик посадочного радиолокатора миллиметрового диапазона волн. Рассмотрены пути уменьшения массы радиолокационной станции и повышения точности измерения параметров движения космического аппарата по сравнению с аналогами.

Книга предназначена для инженеров, работающих в области радиолокации и радиоуправления, а также для студентов радиотехнических специальностей.

**УДК 621.3
ББК 32.84**

Содержание

Предисловие.....	5
Введение	6
Глава 1	
Условия работы лунного посадочного радиолокатора и технические требования, предъявляемые к нему	19
1.1. Траектория спуска лунного посадочного модуля	19
1.2. Измеряемые параметры движения КА и точность их измерения	22
1.3. Обнаружение отраженного сигнала и радиолокационный захват лунной поверхности	35
1.4. Темп обновления радиолокационной информации в контуре управления КА.....	49
1.5. Влияние факела тормозной двигательной установки на работу радиоканалов измерения дальности и скорости КА.....	68
1.6. Влияние пылевого облака, возникающего при посадке КА, на характеристики радиосигнала.....	73
Глава 2	
Канал измерения доплеровского смещения частоты отраженного сигнала	79
2.1. Функциональная схема радиолокационной станции	82
2.2. Характеристики аналого-цифрового преобразования сигнала и помех	82
2.3. Измеритель доплеровской частоты на базе системы фазовой автоподстройки частоты. Функциональная схема цифрового приемника.....	88
2.4. Требования к уровню фазовых шумов канала измерения доплеровской частоты	93
2.5. Флюктуационные ошибки измерения скорости КА за счет шероховатости лунной поверхности.....	101
2.6. Особенности работы доплеровского измерителя скорости КА на малых высотах	111

Глава 3

Радиоканал измерения наклонных дальностей и высоты космического аппарата.....	115
3.1. Характеристики отраженного сигнала измерения дальности.....	115
3.2. Выбор структуры зондирующего сигнала и метода его обработки в приемном устройстве	119
3.3. Точность измерения дальности.....	126
3.4. Выбор масштабных частот	131

Глава 4

Энергетические потенциалы радиоканалов измерения дальности и скорости КА.....	135
4.1. Отражающие характеристики лунной поверхности.....	135
4.2. Методика и результаты расчета энергетических потенциалов измерительных радиоканалов.....	139

Глава 5

Радиовысотомер. Флюктуационные ошибки измерения высоты и скорости КА из-за шероховатой поверхности	143
5.1. Канал измерения вертикальной скорости КА.....	143
5.2. Канал измерения высоты КА	153
5.3. Лазерный измеритель высоты и скорости КА.....	156

Глава 6

Вычисление параметров движения КА по результатам радиолокационных измерений.....	168
6.1. Вычисление проекций вектора скорости на оси координат КА.....	169
6.2. Углы космической платформы относительно вектора скорости КА	171
6.3. Расчет высоты КА и углов космической платформы относительно радиовертикали по результатам измерения наклонных дальностей в узких радиолокационных лучах	173

Глава 7

Конструкторский облик аппаратуры.....	185
Литература.....	197

Предисловие

При возобновлении в России работ по лунной программе было проведено исследование возможностей создания лунного посадочного радиолокатора с существенно меньшей массой по сравнению с существующими отечественными аналогами и с более высокой точностью измерения параметров движения спускаемого космического аппарата (руководитель проекта доктор технических наук *Тепляков И.М.*, Радиотехнический институт имени академика А.Л. Минца).

К этой работе были привлечены ЗАО НТЦ «Модуль» по совместной разработке и созданию блока цифровой обработки сигналов на базе технологии SDR (Software Defined Radio) и СБИС собственной разработки, кафедры «Телекоммуникационные системы» Национального исследовательского университета МИЭТ (заведующий кафедрой до 2014 г. доктор технических наук, профессор *Баринов В.В.*, с 2014 г. кандидат технических наук, доцент *Бахтин А.А.*) в части разработки отдельных программных модулей, а также старший научный сотрудник Института космических исследований РАН, кандидат технических наук *Егоров В.В.* и заведующий кафедрой «Радиотехнические приборы» Московского энергетического института, доктор технических наук, профессор *Баскаков А.И.* в части системной проработки альтернативных вариантов построения посадочного радиолокатора.

В работе активное участие принимали кандидат технических наук, профессор *Фомин А.И.* в части разработки программно-аппаратного стенда и начальник отдела *Хромцев А.В.* в части модельных исследований точности измерения параметров движения КА.

В данной книге представлены результаты теоретических исследований автора и разработанные им методы расчета и выбора основных параметров посадочного радиолокатора, необходимые при его проектировании.

Введение

К настоящему времени ведущие страны мира — Россия, США, Европейский союз, Китай, Япония, Индия объявили о начале или возобновлении работ по созданию космических аппаратов для освоения Луны. Запуск беспилотных космических аппаратов в сторону Луны с их посадкой на лунную поверхность начался в 1966 г. (КА «Луна-9», январь 1966 г. и КА Surveyor (США), май 1966 г.). Полёты автоматических и пилотируемых космических станций в сторону Луны закончились в 1976 г. После этого наступило затишье вплоть до настоящего времени.

Рассмотрим кратко основные технические характеристики разработанных в период 1966—1976 гг. радиолокационных станций для управления мягкой посадкой КА на поверхность Луны [15, 16, 18, 19, 20]. В СССР все лунные посадочные РЛС, а позднее и посадочные РЛС для посадки КА на Марс и его спутник Фобос, разрабатывал концерн «Вега».

На КА «Луна-9» и «Луна-13» (1966 г.) устанавливался только радиовысотомер (РВ) больших высот. Тормозные двигатели КА включались на заданной высоте, измеряемой радиовысотомером. Посадка на поверхность Луны осуществлялась с использованием надувных амортизирующих устройств. Радиовысотомер больших высот работал в трёхсантиметровом диапазоне волн в импульсном режиме, обеспечивая погрешность измерения высоты 75 метров. Зеркальная антенна диаметром 60 см формировала карандашный приёмо-передающий луч шириной $3,5^\circ$ в направлении продольной оси КА. Следующие поколения лунных спускаемых КА в СССР «Луна-16»... «Луна-24», а также КА США Surveyor (1966—1968 гг.) использовали три отдельных прибора: радиовысотомер больших высот, радиовысотомер малых высот и трёхлучевой доплеровский измеритель скорости (ДИС) космического аппарата. Все приборы использовали узкие карандашные лучи.

На КА «Луна-16»... «Луна-24» были установлены двухзеркальные апланатические антенны отдельно на передачу и прием. Каждая антенна формировала 4 узких луча с помощью четырёх облучателей и общей апертуры, три смещённых луча для ДИС и центральный луч для радиовысотомера. Характери-

стики этой антенны подробно рассмотрены в [2]. Масса двух антенн, передающей и приёмной, составляла 3,6 кг, апертура антенны — 30 см.

На пилотируемых КА США Apollo (1969—1972 гг.) устанавливались РВ малых высот и трёхлучевой ДИС с узкими карандашными лучами. Каждый узкий луч ДИС формировался отдельной панелью волноводно-щелевой антенны. Всего для трёх передающих и трех приёмных лучей ДИС использовалось шесть антенных панелей. Плюс к этому антенный комплекс КА включал в себя две волноводно-щелевые панели радиовысотомера.

Аналитический обзор отечественных и зарубежных посадочных радиолокаторов был выполнен профессором *Баскаковым А.И.* Ниже на основе материалов этого обзора краткая сводка основных характеристик посадочных радиолокаторов представлена в табл. 1—5. Представляет интерес рассмотреть радиолокационные станции, обеспечивающие мягкую посадку КА на поверхность Марса и его спутника Фобос. Эти РЛС имеют аппаратуру, аналогичную лунным посадочным радиолокаторам и состоят из двух отдельных приборов: радиовысотомера и доплеровского измерителя скорости КА. Характеристики посадочных радиолокаторов КА «Фобос» (СССР) и «Viking» (США) представлены в табл. 3 и 4.

Следующим шагом по расширению возможностей посадочного радиолокатора явилось предложение по измерению наклонных дальностей в узких лучах ДИС в дополнение к измерению скоростей КА. Эти наклонные дальности определяют положение некоторой плоскости на поверхности Луны (в координатах космической платформы), которая должна совпадать или быть близка к плоскости участка посадки КА. Может быть построен перпендикуляр, исходящий из КА на определенную выше плоскость, называемый радиовертикалью, и определен угол между продольной осью КА и радиовертикалью. При совпадении продольной оси КА с радиовертикалью угловое положение радиовертикали относительно гравитационной вертикали или горизонта лунной поверхности определяет наклон лунной поверхности в месте посадки КА относительно горизонта.

Радиовысотомеры малых высот

Характеристика	КА Луна-16... Луна-24	КА Surveyor	КА Apollo
Год первого применения	1970	1966	1969
Диапазон высот, м	10...2500	4,2...12 192	3...12 192
Погрешность измерения высоты H , м	0,5+1% H на высотах 10...600 м	1,3 ÷ 5% H на высотах 3...762 м	1,66+1,4% H на высотах 3...762 м
	1,5+3% H на высотах 600...2500 м	10+5% H на высотах 762...12 192 м	4,6+1,4% H на высотах 762...12 192 м
Частота передатчика, ГГц	9,735	12,9	9,58
Излучение	Непрерывное с линейной ЧМ		
Мощность передатчика, Вт	0,5	0,4	0,35
Ширина диаграммы направленности антенны, град.	6×7	6	3,9×7,5
Развязка между приемной и передающей антеннами, дБ	80	85	85
Время поиска сигнала, сек	3	—	—
Масса, кг	8	15,2 (вместе с ДИС)	19,6 (вместе с ДИС)
Потребляемая мощность, Вт	100	590 (вместе с ДИС)	125 (вместе с ДИС)

Доплеровские измерители скорости

Характеристика	КА Луна-16 ... Луна-24	КА Surveyor	КА Apollo
Год первого применения	1970	1966	1969
Диапазон высот, м	20...2000	4,2...15 240	3...7600
Диапазон измерения скоростей V , м/с	—	1...1000	—152...+914
Погрешность измерения скоростей V , м/с	—	0,3 + 2% V	0,15 + 1% V
Частота передатчика, ГГц	13,3	13,3	10,51
Излучение	Непрерывное	Непрерывное	Непрерывное
Излучаемая мощность, Вт:			
• общая	1,6	8	0,4
• на один луч	0,5	—	0,1
Число лучей	3	3	3
Тип антенны (передача и прием на отдельные антенны)	Двухзеркальная апланатическая (общая апертура на все лучи)	Волноводно-щелевая	Волноводно-щелевая (6 панелей, на каждый луч своя панель)
Ширина луча, град.	5,3	5,4	3,67 × 7,34
Развязка между приемной и передающей антеннами, дБ	90	—	85
Угол отклонения луча от продольной оси КА, град.	24	25	23

Характеристика	КА Луна-16...Луна-24	КА Surveyor	КА Apollo
Время поиска сигнала, сек	3	—	6
Время непрерывной работы, мин.	5	5	20
Масса, кг	43,8	15,2	19,6
Потребляемая мощность, Вт	500	590	125

Таблица 3

Радиовысотомеры КА «Фобос» и «Viking»

Характеристика	КА «Фобос»	КА «Viking»
Год первого применения	1988	1976
Диапазон высот Н, м	3...3000	30 м ... 60 км
Погрешность измерения высоты, м	2.2 + 2,3% Н	1,5% Н на высотах 5...60 км 4,5% Н на высотах 30 м ... 5 км
Частота передатчика, ГГц	4,3	1...3
Режим излучения	Импульсный	Импульсный
Длительность импульсов, мкс	12 на высотах 512...3000 м 0,3 на высотах 3...512 м	—
Импульсная мощность, Вт	100	800
Ширина луча, град.	45 × 40	60
Масса, кг	28 (без АФУ)	—

Доплеровские измерители скорости КА «Фобос» и «Viking»

Характеристика	КА «Фобос»	КА «Viking»
Диапазон высот, м	3...2000	3...7600
Диапазон измеряемых скоростей V , м/с	-20...+40	-610...+152
Погрешность измерения скорости V , м/с	$0,15 + 0,7\% V$	$\pm 0,3 + 1,5\% V$
Частота передатчика, ГГц	13,3	13,3
Излучение	Непрерывное	Непрерывное
Излучаемая мощность на луч, Вт	0,25	0,15
Число лучей	4	4
Тип антенны	Двухзеркальный аппарат	Волноводно-щелевая, 4 панели, два луча на панель
Ширина луча, град.	5,6	$3,7 \times 7,3$
Развязка между приемной и передающей антеннами, дБ	90	—
Развязка между лучами, дБ	40	50
Угол отклонения луча от продольной оси КА, град.	25	20,5
Масса, кг	—	19,6
Потребляемая мощность, Вт	330	210

Доплеровский измеритель скорости и наклонных дальностей «Фобос-Грунт»

Характеристика	ДИСД «Фобос-Грунт»
Разработчик	Концерн «Вега»
Диапазон высот H , м	0,5...3000
Погрешность измерения высоты, м	$\pm 0,3 + 2\% H$
Диапазон измерения скорости V , м/с	± 40
Погрешность измерения скорости, м/с	1% V
Частота передатчика, ГГц	13,325
Тип излучения	Непрерывное с гармонической частотной модуляцией
Масштабные частоты модуляции, кГц	187,5; 206,9; 214,3
Тип антенны (передача и прием на раздельные антенны)	Четырехлучевая волноводно-щелевая с поочередным включением лучей
Отклонение луча от продольной оси КА, град.	30
Время излучения по одному лучу, мс	40
Период обновления информации, мс	160
Масса, кг	14
Габариты антенны с рамой, см	$54 \times 48 \times 7$
Потребляемая мощность, Вт	30

Наведение КА по радиовертикали позволяет уменьшить опрокидывающий момент, действующий на КА в момент прилунения.

Предложение использовать измерение наклонных дальностей в узких лучах ДИС в дополнение к измерению доплеровских частот с вычислением высоты КА как проекции наклонных дальностей на продольную ось КА изложено в работах [16, 17]. Прибор, измеряющий в 3–4 узких наклонных лучах проекции вектора скорости и наклонные дальности, получил название ДИСД.

По схеме ДИСД построен радиолокатор «Фобос-Грунт» для посадки на спутник Марса Фобос, который должен также использоваться для мягкой посадки КА на поверхность Луны. Характеристики радиолокатора «Фобос-Грунт» представлены в табл. 5 [16].

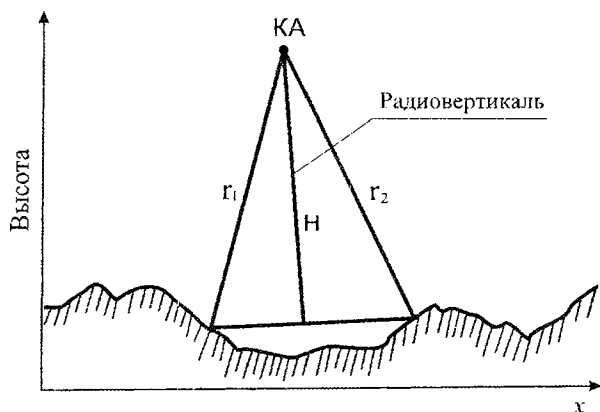


Рис. 1. Ошибка определения высоты при измерении наклонных дальностей

При измерении наклонных дальностей возникает ошибка вычисления дальности от КА до точки прилунения из-за шероховатости подстилающей поверхности. Это иллюстрируется рис. 1, на котором показаны измеренные дальности r_1 и r_2 в диагональных лучах и вычисленная высота H над плоскостью, проходящей через точки отражения сигнала от лунной поверхности. Следует принять, что среднеквадратическая

разность между дальностью КА до точки прилунения (вдоль радиовертикали) и вычисленной высотой H будет равна среднеквадратическому значению высот неровностей лунной поверхности, что для среднепересеченной местности может составлять несколько метров.

В связи с этим целесообразно дополнить прибор ДИСД радиовысотомером с широкой $40^\circ - 60^\circ$ диаграммой направленности антенны типа антенны высотомеров КА «Фобос» и «Viking» с осью диаграммы направленности, совпадающей с продольной осью КА. Прибор, состоящий из ДИСД и радиовысотомера, будем называть комплексом ДИСД-РВ, который и будем далее рассматривать как перспективный лунный посадочный радиолокатор.

Расположение узких лучей ДИСД-РВ совместно с широкой диаграммой направленности радиовысотомера показано на рис. 2. Принимаем, что комплекс ДИСД-РВ содержит четыре узких наклонных луча, один из которых является резервным.

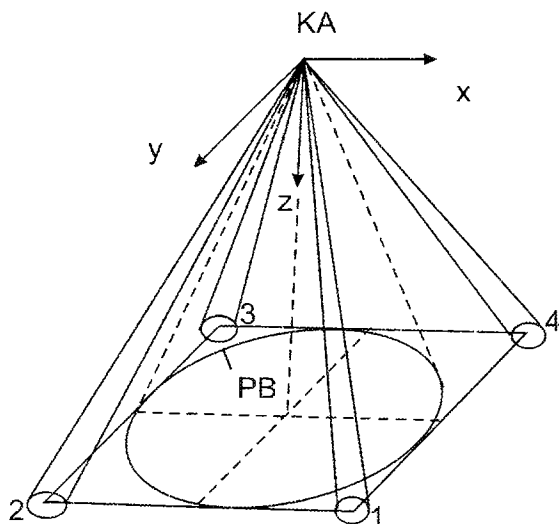


Рис. 2. Расположение узких лучей ДИСД и диаграммы направленности антенны радиовысотомера (РВ)

Характеристики РЛС, измеряющей дальность и скорость КА по отраженному сигналу от протяженной шероховатой поверхности, существенно отличаются от характеристик РЛС «классического» типа, работающих по «точечной» цели (самолет, ракета и др.).

Перечислим эти основные отличия:

1. В посадочных РЛС ввиду относительно небольших дальностей действия (максимальные высоты КА или вертолета не более 3—5 км) легко обеспечивается высокое отношение сигнал—аддитивный шум приемника, так что влиянием аддитивных шумов приемника на точность измерения параметров движения КА можно пренебречь в общем случае. Основными помехами в посадочных РЛС с непрерывным излучением радиосигнала, которые мы будем рассматривать далее, являются просачивающийся в приемник мощный сигнал от передатчика и нестационарные флуктуации отраженного сигнала от шероховатой поверхности.
2. Если при радиолокации точечных целей мощность принимаемого отраженного сигнала обратно пропорциональна четвертой степени расстояния до цели, то при радиолокации протяженных поверхностей может быть обеспечен прием отраженного сигнала с мощностью обратно пропорциональной только второй степени расстояния до отражающей поверхности, следствием чего является возможность получения высокого отношения сигнал—шум в приемнике.
3. При радиолокационном наблюдении точечных целей точность измерения дальности определяется длительностью (шириной спектра) зондирующего импульса и не зависит от дальности. Аналогично точность измерения скорости цели не зависит от ее скорости. При радиолокации протяженных шероховатых поверхностей с увеличением высоты (дальности) КА растёт разброс задержек отраженного сигнала и растут ошибки измерения высоты КА. Поэтому в посадочных РЛС ошибки

измерения высоты КА задаются в процентах от измеряемой высоты. Аналогично ошибки измерения скорости КА задаются в процентах от измеряемой скорости.

В своё время в Москве существовали три научные школы по радиовысотометрии и доплеровским измерителям скорости. Во-первых, это концерн «Вега» — разработчик самолётных и космических измерителей высоты и скорости, теория и практика которых изложены в монографии [2]. Однако в ней отсутствует анализ влияния шероховатой отражающей поверхности на точность работы измерителей.

Вторая научная школа радиовысотометрии и ДИС связана с Российским НИИ космического приборостроения (в настоящее время — концерн «Российские космические системы»). Достижения этой научной школы отражены, в частности, в работах [3, 37].

Третья научная школа по радиовысотометрии для самолётов и ракет связана с именем профессора *Жуковского А.П.* в Московском авиационном институте (Национальный исследовательский университет МАИ) и его совместными работами с Каменец-Уральским КБ «Деталь» [25]. Результаты работ этой научной школы изложены в монографии [1], в которой впервые рассмотрено влияние шероховатой поверхности на точностные характеристики самолетных радиовысотомеров.

Указанные выше публикации [1, 2, 37] относятся, главным образом, к радиовысотомерам и ДИС самолётного типа для горизонтального полёта летательного аппарата и могут быть лишь ограниченно использованы при проектировании лунного посадочного радиолокатора. В связи с этим автором разработаны и изложены в данной книге все основные аспекты системного проектирования комплекса ДИСД-РВ для управления мягкой посадкой КА на поверхность Луны. Разработанные методы проектирования лунного посадочного радиолокатора являются новыми.

Посадка КА на поверхность Луны состоит из двух этапов: 1) выбор места посадки и 2) собственно посадка КА на выбранную посадочную площадку. При выборе места посадки

необходимо иметь карту лунной поверхности с опасными и безопасными участками. К опасным участкам следует относить слишком крутые склоны местности, которые могут привести к опрокидыванию КА при посадке. Это края кратеров, каньоны, расщелины. Кроме того, имеется значительное количество малых препятствий: камни, осколки породы, малые трещины и кратеры, которые также могут привести к опрокидыванию КА.

Существующие карты лунной поверхности позволяют только ориентировочно выбрать подходящее место для посадки КА. Лучшая в мире карта Луны получена Китаем с помощью стереокамеры в видимом диапазоне волн и имеет разрешение на местности 7 м [31]. Однако карты с таким разрешением на местности не позволяют гарантировать безопасную посадку КА. Как указано в [22], корабль Apollo-14 при посадке имел наклон 11° по отношению к горизонту при допустимом наклоне 12° , а корабль Apollo-15 сел на ребро малого кратера, повредив нижнюю часть двигателя и получил наклон в 10° относительно горизонтали.

В настоящее время в России и за рубежом ведутся проработки специальных телевизионных систем для установки их на посадочные лунные модули, которые должны автономно вести поиск безопасных участков лунной поверхности в том числе в отсутствие их подсвета Солнцем. К таким системам предъявляются следующие требования [22]:

- опасными являются камни или впадины размером в 30 см и более;
- наклоны поверхности в 5° и более считаются опасными;
- необходимый размер площадки для посадки КА должен быть не менее 10 м (определяется погрешностью навигации КА);
- для выбора посадочной площадки должен анализироваться участок поверхности порядка 180×180 м;
- поиск посадочной площадки должен производиться на высоте КА равной или более 200 м, чтобы успеть выполнить необходимый маневр КА.

Исходя из этих требований для решения задачи выбора безопасного участка для посадки КА у нас в стране был предложен проект лазерной телевизионной системы [28]. Лазер излучает короткие повторяющиеся импульсы длительностью 1 нс в широком угле, покрывающим область 180×180 м на поверхности Луны. Приёмная фотоэлектронная матрица имеет число элементов 756×756 . Приемник стробируется (открывается) коротким 1нс импульсом, пропускаая отраженные импульсы сигнала в задаваемом диапазоне дальностей. Таким образом, формируется срез изображения в заданном интервале дальностей и определяется безопасный участок поверхности Луны.

К аналогичным системам пришли и за рубежом [22, 23, 24], отвергнув ранее предложенный сканирующий вариант обзора поверхности Луны узким лучом импульсного лазера, требующего механического сканирования узкого луча.

В России полёты к Луне планируются с адаптивной посадкой с анализом подстилающей поверхности и маневром спускаемого КА для его безопасной посадки [30]. Лазерно-телевизионная система получения трёхмерного изображения места прилунения КА является самостоятельной независимой системой и далее мы её рассматривать не будем.

УСЛОВИЯ РАБОТЫ ЛУННОГО ПОСАДОЧНОГО РАДИОЛОКАТОРА И ТЕХНИЧЕСКИЕ ТРЕБОВАНИЯ, ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К НЕМУ

1.1. Траектория спуска лунного посадочного модуля

Траектория полета лунной космической станции состоит из следующих участков:

- вывод космической станции на круговую орбиту вокруг Луны;
- разделение на орбите космической станции на два модуля: орбитальный модуль и спускаемый космический аппарат;
- торможение спускаемого КА с гашением его горизонтальной скорости (вдоль орбиты) до нуля на высоте 3—5 км и поворот продольной оси спускаемого КА в вертикальное положение в направлении к центру Луны;
- свободное вертикальное падение КА под действием сил притяжения Луны;
- после достижения КА заданной высоты над поверхностью Луны включение основной тормозной двигательной установки и снижение скорости спуска КА;
- при достижении высоты КА до значения 20—30 м включение верньерных тормозных двигателей и дальнейший спуск КА с малой постоянной скоростью 1—3 м/с до касания лунной поверхности.

Посадочный радиолокатор ДИСД-РВ включается после поворота продольной оси спускаемого КА в вертикальное положение и работает вплоть до касания лунной поверхности.

Для участка спуска КА заранее определяется оптимальная траектория на участке свободного падения КА, участке включения основной тормозной двигательной установки и на участке работы верньерных двигателей.

Для каждой точки оптимальной траектории КА определяются с помощью комплекса ДИСД-РВ значение высоты КА относительно поверхности Луны и составляющие вектора скорости КА, которые сравниваются с соответствующими параметрами оптимальной траектории спуска КА. По разности оптимальных и измеренных параметров траектории спуска КА с помощью тормозной двигательной установки корректируется текущая траектория спуска КА.

Кроме того, на всех участках спуска КА его траектория направляется по радиовертикали — местной нормали к участку посадки КА, чтобы не создавать опрокидывающего момента для КА при его касании поверхности Луны. В итоге реализуется вариант наведения КА на цель по методу кривой погони (по радиовизиру — радиовертикали) с дополнительным управлением по величине скорости КА, с присущему методу наведения по кривой погони недостатком — снижением точности наведения и увеличением промаха за счёт возрастания на последних метрах угловых флюктуаций радиовизора и запаздыванием управлением КА за счёт его инерционности.

Участок свободного падения КА

На этом участке скорость падения КА описывается выражением $V(t) = at$ при $V(t) = 0$ для $t = 0$, где a — ускорение свободного падения тел на Луне, равное $a = 1,62 \text{ м/с}^2$. Расстояние, которое проходит свободно падающее тело, равно:

$$\Delta H = \int_0^t at dt = at^2/2.$$

Значение текущей высоты КА есть $H(t) = H_0 - at^2/2$, где H_0 — исходная высота КА, равная 3000–5000 м. Значения $H(t)$ и $V(t)$ для $H_0 = 5000 \text{ м}$ приведены в табл. 6.

Таблица 6

$t, \text{ с}$	0	10	20	30	40	50	60	61,7	70	74	75	78,6
$H(t), \text{ м}$	5000	4920	4676	4271	3704	2975	2084	1914	1031	564	444	0
$V(t), \text{ м/с}$	0	16,2	32,4	48,6	64,8	81	97,2	100	113,4	120	121,5	127

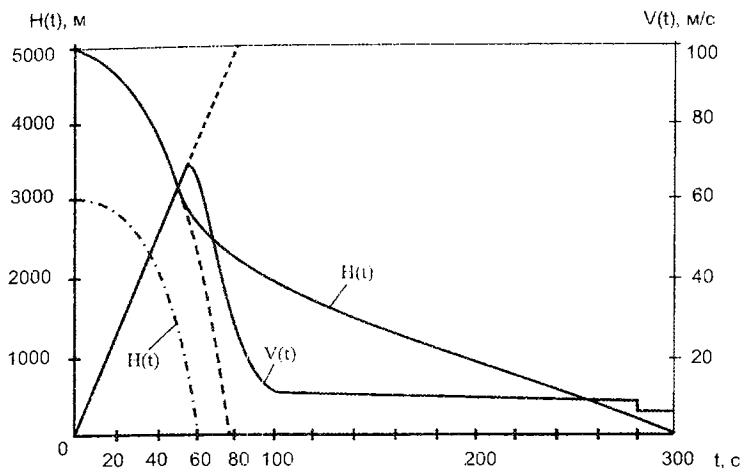


Рис. 3. Высота и скорость КА как функция времени

График $H(t)$ и $V(t)$ представлен на рис. 3. График $H(t)$ для $H_0 = 3000$ м и участка свободного падения КА показан на рис. 3 штрих-пунктиром. При начальной высоте КА $H_0 = 5000$ м максимальная скорость падения КА (у поверхности Луны) не может превышать величины 127 м/с согласно табл. 6. Примем возможную максимальную скорость КА равную 120 м/с. Аналогично для $H_0 = 3000$ м примем в качестве допустимой максимальной скорости КА величину 80 м/с.

В итоге в качестве технического требования при проектировании посадочного радиолокатора принимаем максимальную скорость КА равную (100 ± 20) м/с. Далее будем рассматривать только случай с $H_0 = 5000$ м.

Участок торможения

Примем условно, что участок энергичного торможения КА лежит в интервале времени от 50 с до 100 с, как это показано на рис. 3, при общем времени спуска КА порядка 5 мин (см. табл. 2). Можно предположить, что на этом участке траектории тормозная двигательная установка создаёт постоянную тягу (ускорение), так что скорость снижения КА будет линей-

ной функцией времени. На участке времени от 100 с до 280 с (до включения верньерных двигателей) КА не должен снижать высоту с ускорением, иначе он будет разгоняться. Поэтому примем, что на этом участке КА снижается с постоянной скоростью.

В итоге можно предположить ход поведения кривых $H(t)$ и $V(t)$, как это показано на рис. 3. Кривые $H(t)$ и $V(t)$ типа рис. 3 могут быть использованы при моделировании работы посадочного радиолокатора.

1.2. Измеряемые параметры движения КА и точность их измерения

Данные по точности измерения высоты и скорости КА в реализованной аппаратуре лунных и марсианских посадочных модулей приведены в табл. 1—5. В зависимости от миссии погрешности измерения высоты КА составляют ряд в процентах: 1; 1,5; 2; 2,3; 3; 4,5; 5. Аналогично погрешность измерения скорости КА в процентах составляет ряд: 0,7; 1; 1,5; 2.

Поскольку указанные в табл. 1—4 миссии закончились успешно, можно считать, что вышеуказанные погрешности измерения высоты и скорости КА являются приемлемыми. Не ясны два вопроса: 1) приведённые в табл. 1—5 значения погрешностей являются заявленными (расчётными) или подтверждёнными на лёгких испытаниях; 2) в каком проценте случаев гарантируются указанные выше погрешности измерений.

Для самолетных измерителей высоты, скорости и углов сноса международная организация *ARINC-Aeronautical Radio Incorporation* установила требования: заданная ошибка измерения не должна превышать в 95% случаев [2]. Это означает, что для случайной ошибки, распределенной по нормальному закону, ошибка не должна превышать уровень двух сигм, где сигма есть среднеквадратическая ошибка. В продукциях фирм, выпускающих авиационные и ракетные радиовысотомеры и доплеровские измерители скорости, указываются погрешности измерения по уровню двух сигм [25, 26].

Можно предположить, что для космических измерителей высоты и скорости КА погрешности измерения, приведенные в табл. 1—5, даются по уровню двух сигм. Однако в настоящее время российский разработчик лунных станций НПО им. С.А. Лавочкина задает погрешности измерения высоты и скорости посадочного КА по уровню трех сигм, что существенно повышает требования к точности измерения высоты и скорости КА по сравнению с требованиями по уровню двух сигм. Далее мы будем рассматривать ошибки измерения высоты и скорости КА по уровню трех сигм.

Возникает вопрос до каких величин нужно уменьшать погрешности измерений параметров движения КА, после которых уменьшение погрешностей измерений становятся бессмысленным, не приводит к улучшению качества управления движением КА, но усложняет измерительную аппаратуру и увеличивает ее массу. Ответа на этот вопрос пока нет в литературе, однако можно сделать следующее предположение. Спускаемый КА есть некий управляемый объект, на вход которого поступает управляющий сигнал в виде задаваемой траектории полета, а управляемый объект как следящая система отрабатывает этот управляющий сигнал. Управляемый объект состоит из большого числа аналоговых элементов: двигателей, топливных насосов, приводов, устройств управления тягой, инерциальной системы стабилизации осей КА в полете и др.

При отсутствии ошибок в определении траектории полета КА сам управляемый объект как аналоговая система будет исполнять сигналы управления с динамическими ошибками в том числе из-за запаздывания исполнения управляющих воздействий, а также с флюктуационными ошибками из-за внутренних шумов управляемого объекта (флюктуаций тяги двигателей в процессе горения топлива, шумов усилителей, приводов из-за сил трения, люфтов др.).

Практика создания телеметрических систем и систем управления показывает, что в сложной аналоговой системе управления суммарная относительная среднеквадратическая динамическая и флюктуационная ошибки управления в лучшем случае имеют величину порядка 3%. Отсюда следует, что

для того чтобы ошибки траекторных измерений КА практически не ухудшали качества управления движением КА, среднеквадратические значения ошибок измерения дальности и скорости КА должны иметь величину порядка 0,3% или максимальные значения ошибок по уровню трех сигм (вероятность того, что нормальная ошибка будет меньше трех сигм, равна 0,997) не должны превышать 1%.

Предлагается при проектировании посадочного радиолокатора установить значения ошибок измерения по уровню трех сигм равные 1%, а допустимые ошибки измерения по уровню трех сигм, которые еще не столь заметно ухудшают динамику управления КА, на уровне 3% как для отдельных участков траектории движения КА, так и для всей траектории КА.

Канал измерения дальностей требует отдельного рассмотрения. Для него ошибки измерения дальностей должны задаваться для горизонтальной плоской ровной поверхности с малыми шероховатостями типа пахотной подстилающей поверхности Земли. В реальной ситуации лунная поверхность может иметь складки местности, которые будут образовывать перепады высот местности в соседних узких лучах радиолокатора по отношению друг к другу. При заданном угловом разнесении узких лучей радиолокатора эти перепады высот местности не зависят от характеристик радиолокатора и создают дополнительную независимую флюктуационную ошибку измерения высоты КА, которая добавляется к ошибке измерения высоты для ровной горизонтальной поверхности с малыми шероховатостями внутри пятен поверхности, создаваемых узкими лучами радиолокатора.

На рис. 4 показаны неровности лунной поверхности, где h_1 и h_2 — высоты неровностей в узких лучах радиолокатора, ρ — пространственная координата вдоль горизонтали лунной поверхности. Дисперсию разности высот h_1 и h_2 запишем как

$$D(d) = \overline{(h_1 - h_2)^2} = \overline{h_1^2} + \overline{h_2^2} - 2\overline{h_1 h_2},$$

где горизонтальная черта означает операцию усреднения по ансамблю.

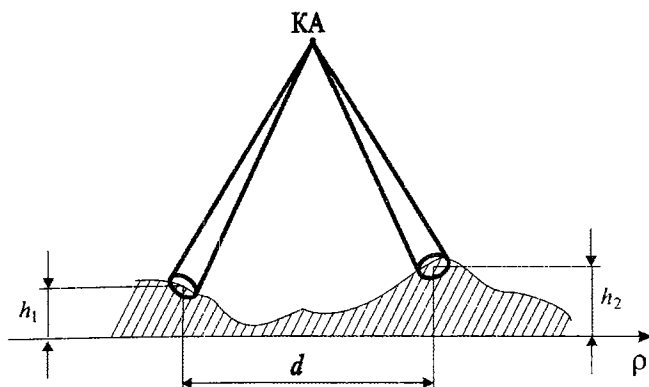


Рис. 4. Неровности лунной поверхности

Полагая $\overline{h_1^2} = \overline{h_2^2} = \overline{h^2}$, получим:

$$D(d) = 2\overline{h^2} \left(1 - \frac{\overline{h_1 h_2}}{\overline{h^2}} \right) = \Delta h^2 [1 - R_h(d)],$$

где $\Delta h^2 = 2\overline{h^2}$ — средний квадрат разности высот; $R_h(d) = \overline{h_1 h_2} / \overline{h^2}$ — коэффициент корреляции неровностей поверхности.

За модель лунной поверхности примем модель среднеребристой земной поверхности, которая имеет фрактальный характер и имеет одинаковое среднеквадратическое значение тангенса угла наклона неровностей $\text{tg } \gamma$, где $\gamma = 7 \dots 10^\circ$ независимо от масштаба неровностей. Максимальное значение среднеквадратической высоты неровностей, определенное экспериментально, равно $\Delta h_0 = 50$ м на интервале измерения 15 км [35]. Для Луны, как уменьшенной копии Земли, примем $\Delta h_0 \approx 15$ м.

Аппроксимируем форму неровностей одним периодом косинусоидальной функции, как это показано на рис. 5. Так как наклон неровностей характеризуется среднеквадратическим значением тангенса угла наклона $\text{tg } \gamma$, то по оси ординат отложены среднеквадратические значения высот. Так, Δh есть среднеквадратическое значение разности высот от подошвы

неровности до ее максимума. Величина $\Lambda = d$ есть размер подошвы неровностей и одновременно период (длина волны) пространственной частоты $F = 1/\Lambda$.

Тангенс угла наклона γ есть:

$$\operatorname{tg} \gamma = \frac{\Delta h'}{\Lambda/2}; \quad \Lambda = \frac{2\Delta h'}{\operatorname{tg} \gamma},$$

где $\Delta h'$ — некоторая вспомогательная величина.

Рассмотрим рис. 6, где пространственная координата есть $x = 2\pi r/\Lambda$, а период пространственной частоты равен 2π . Тогда амплитуда пространственной частоты есть $h(x) = h_0 \sin x$. Производная $dh(x)/dx = h_0 \cos x$ и имеет максимальное значение h_0 при $x = 0$.

Из рис. 6 получим:

$$\operatorname{tg} \gamma' = h_0 = \frac{\Delta h'/2}{\pi/2} = \frac{\Delta h'}{\pi} = \frac{\Delta h}{2}, \quad \Delta h' = \frac{\pi}{2} \Delta h.$$

В итоге имеем:

$$\Lambda = \frac{2\Delta h'}{\operatorname{tg} \gamma} = \frac{\pi \Delta h}{\operatorname{tg} \gamma}.$$

Для $\gamma = 7^\circ$ $\Lambda = 25,6 \Delta h$. Для расчётов принимаем $\Lambda = 25,6 \Delta h$ и для максимального среднеквадратического значения высоты $\Delta h_0 = 15$ м получаем $\Lambda_0 = 384$ м.

Запишем:

$$\Delta h = \frac{\operatorname{tg} \gamma}{\pi} \Lambda = \frac{\operatorname{tg} \gamma}{\pi F},$$

где $F = 1/\Lambda$ — пространственная частота.

Итак, среднеквадратическое значение разности высот, состоящих на величину $d = \Lambda$, линейно растет с уменьшением пространственной частоты до величины $\Delta h_0 = (\operatorname{tg} \gamma) \Lambda_0 / \pi = 15$ м и далее остается равной 15 м. Это позволяет нормированный спектр мощности пространственной частоты аппроксимировать выражением

$$G(F) = \frac{1}{1 + (F/F_0)^2},$$

где $F_0 = 1/\Lambda_0$.

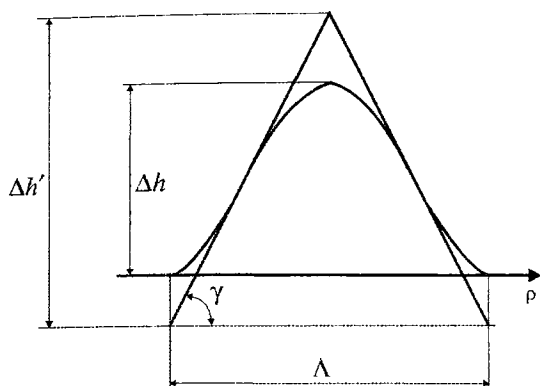


Рис. 5. Косинусоидальная аппроксимация неровностей поверхности

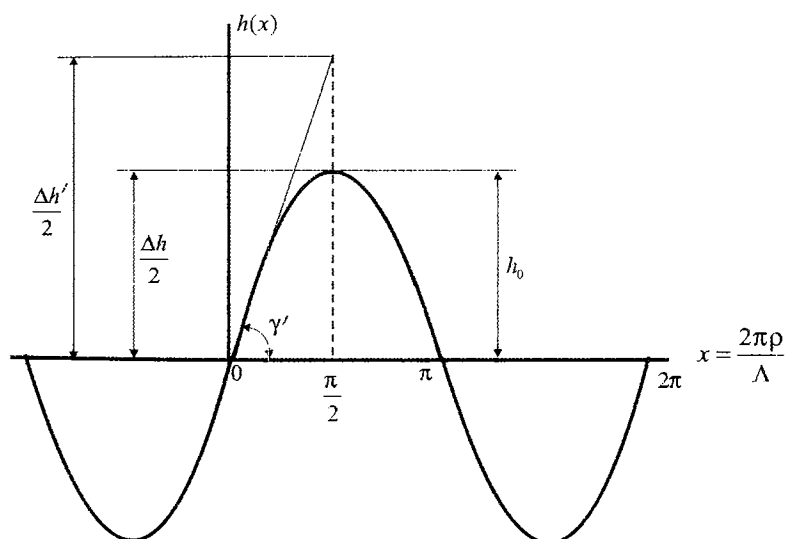


Рис. 6. Параметры пространственной частоты

Этот спектр мощности описывает марковский случайный процесс с экспоненциальной функцией корреляции. Запишем выражение для коэффициента корреляции как косинус-преобразование Фурье от $G(F)$ [12]:

$$R_h(d) = \frac{\int_0^{\infty} G(F) \cos(2\pi Fd) dF}{\int_0^{\infty} G(F) dF}.$$

Интегралы вычисляем с помощью справочника [46]:

$$\begin{aligned} \int_0^{\infty} \frac{dF}{1 + (F/F_0)^2} &= F_0 \int_0^{\infty} \frac{dx}{1 + x^2} = \frac{\pi}{2} F_0, \\ \int_0^{\infty} \frac{\cos(2\pi Fd) dF}{1 + (F/F_0)^2} &= F_0^2 \int_0^{\infty} \frac{\cos(2\pi Fd) dF}{F_0^2 + F^2} = \\ &= \frac{\pi}{2} F_0 e^{-2\pi d F_0} = \frac{\pi}{2} F_0 e^{-2\pi d / \Lambda_0}, \end{aligned}$$

где было использовано выражение [46]:

$$\int_0^{\infty} \frac{\cos ax}{\beta^2 + x^2} dx = \frac{\pi}{2\beta} e^{-a\beta}.$$

В итоге получаем: $R_h(d) = e^{-\frac{2\pi d}{\Lambda_0}}$.

Ранее мы получили выражение для дисперсии разности высот $h_1 - h_2$ как $D(d) = \Delta h^2 [1 - R_h(d)]$, а также $\Delta h = \Lambda / 25,6 \approx 0,04\Lambda$.

Отсюда получаем выражение для среднеквадратического значения высоты подстилающей поверхности:

$$\sqrt{D(d)} = \begin{cases} 15 \text{ м} & \text{при } d > \Lambda_0 \\ 0,04 d (1 - e^{-2\pi d / \Lambda_0})^{1/2} & \text{при } d < \Lambda_0 \end{cases}$$

Выразим величину d через высоту H КА, определяемую из уравнения $\operatorname{tg} \beta = d / 2H$, где $\beta = 20^\circ$.

Тогда $d = 2H \operatorname{tg} \beta = 0,73H$ и

$$\sqrt{D(d)} = \begin{cases} 15 \text{ м} & \text{при } H > 1,37\Lambda_0 \\ 0,029H(1 - e^{-0,012H})^{1/2} & \text{при } H < 1,37\Lambda_0 \end{cases}$$

Относительная среднеквадратичная ошибка измерения высоты КА из-за рельефа подстилающей поверхности может быть записана в общем виде как:

$$\epsilon_H = \frac{\sqrt{D(d)}}{H} = \begin{cases} \Delta h_0 / H & \text{при } H > 1,37\Lambda_0 \\ 0,029(1 - e^{-0,012H})^{1/2} & \text{при } H < 1,37\Lambda_0 \end{cases}$$

Полученное выражение показывает, что рельеф местности вносит дополнительную среднеквадратическую погрешность измерения высоты КА порядка 3%. Эта величина практически не меняется при значительных изменениях Δh_0 (от 15 м до 50 м) и изменении тангенса угла наклона γ . Это важно, поскольку характеристики рельефа лунной поверхности слабо изучены.

Для применимости полученных формул для лунной поверхности основным требованием является требование фрактальности лунного рельефа.

При относительной среднеквадратической ошибке 3% измерения высоты КА, ошибка по уровню трех сигм будет равна 9%. Для того чтобы не усугублять эту величину за счет радиолокационных погрешностей измерения высоты КА, примем, что радиолокационные погрешности измерения высоты КА для ровной слабощерховатой поверхности Луны не должны превышать 2% по уровню трех сигм.

На основании вышеизложенного можно сформулировать следующие основные требования к посадочному лунному радиолокатору:

- диапазон измеряемых высот 0...5000 м;
- диапазон измеряемых скоростей 1...120 м/с;
- максимальная (по уровню трех сигм) погрешность измерения скорости V не более $0,01V$;

- максимальная (по уровню трех сигм) погрешность измерения высоты H над ровной поверхностью с мелкими шероховатостями $0,5 + 0,02 H$ м.

Примечание: Дополнительная постоянная погрешность измерения высоты 0,5 м обуславливается погрешностью измерения задержки сигнала в приемнике в один тактовый импульс мерной импульсной последовательности с частотой следования импульсов не менее 300 МГц.

Важным вопросом является подтверждение обеспечиваемых радиолокатором точностей измерения высоты и скорости движения КА. Это подтверждение производится на этапе разработки расчетно-аналитическим путем, математическим моделированием радиолокатора, испытаниями созданного образца радиолокатора на программно-аппаратном стенде, на котором параметры движения КА и тип подстилающей поверхности задаются программно и, наконец, летными испытаниями радиолокатора, устанавливаемого на вертолет. В последнем случае должен быть выбран полигон с необходимыми характеристиками подстилающей поверхности.

Измерительная аппаратура полигона и вертолета должна обеспечивать измерение высоты и скорости вертолета с погрешностями существенно меньшими погрешностей измерения высоты и скорости вертолета посредством испытуемого радиолокатора.

Для полигонного измерительного комплекса можно рассматривать использование трёх типов аппаратуры при измерении средних и больших высот:

1. На вертолёте устанавливается специально разработанный ретранслятор радиосигнала в сантиметровом диапазоне волн с прямой ретрансляцией сигнала и дробно-кратным преобразованием в ретрансляторе принимаемой частоты в передающую так, как это принято делать в спутниковых ретрансляторах при траекторных измерениях. Ширина диаграммы направленности антенны вертолетного ретранслятора выбирается широкой.

На Земле устанавливаются в общем случае три наземные станции, одна приемно-передающая и две приемных с высо-

конаправленными антеннами для устранения влияния отраженных от земной поверхности сигналов. Все три станции синхронизированы по несущей частоте и времени. Такой измерительный комплекс позволяет измерять скорость и высоту вертолета с очень высокой точностью.

2. На борту вертолета устанавливается пассивный лазерный отражатель (трипель-призма [37]), а на Земле используются три серийных лазерных дальномера, привязанные к земной поверхности с высокой точностью. Лазерные дальномеры обеспечивают измерения дальностей с сантиметровой точностью [37]. Проекции вектора скорости на направления лазерных дальномеров вычисляются дифференцированием наклонных дальностей.

3. На борту вертолета и на Земле в точке с известными координатами устанавливаются приемники спутниковых навигационных систем ГЛОНАСС/GPS. Положение вертолета в земной системе координат (включая высоту) может быть определено с использованием дифференциальных поправок, что позволит определять координаты вертолета с погрешностью 6–7 м [34], что приемлемо при измерении больших и средних высот вертолета.

В статье [33] приводятся результаты летных испытаний космического посадочного радиолокатора «Фобос-Грунт» на воздушном шаре, на котором был установлен приемник GPS. Приведённые графики измерения высоты воздушного шара посадочным радиолокатором и приёмником GPS сильно расходятся, что не позволяет оценить возможности этого метода при этих испытаниях.

Продолжим рассмотрение задач, которые способен выполнять комплекс ДИСД-РВ.

Характер поведения скорости КА различен на разных участках траектории снижения КА согласно рис. 3. На участке свободного падения КА контур управления движением центра масс КА разомкнут и поведение скорости КА не зависит от динамических характеристик КА. После включения тормозной двигательной установки поведение скорости КА определяется

характеристиками контура управления КА. Рассмотрим участок свободного падения КА. На этом участке производится обнаружение отраженного сигнала и радиолокационный захват поверхности Луны. Измерение доплеровских частот в четырех наклонных узких лучах радиолокатора позволяет определить направление вектора скорости КА относительно его продольной оси z , а также боковые составляющие вектора скорости относительно осей x и y (рис. 2).

Система управления КА по угловым координатам должна обеспечить равенство доплеровских частот во всех наклонных лучах радиолокатора. В этом случае вектор скорости КА будет совпадать с продольной осью z КА и можно включать тормозную двигательную установку. В противном случае включение тормозного двигателя будет создавать нежелательный опрокидывающий момент.

Производная от скорости КА на участке свободного падения позволяет вычислить направление так называемой гравитационной вертикали относительно продольной оси z КА. Существуют три вертикали: гравитационная, гиравертикаль и радиовертикаль. Гравитационная вертикаль есть прямая линия, проходящая через КА и центр тяжести Луны. Гиравертикаль есть вертикаль, задаваемая гироскопами, расчетное значение которой совпадает с гравитационной вертикалью, но с течением времени за счет ухода гироскопов гиравертикаль будет отличаться от гравитационной вертикали.

Радиовертикаль, формируемая комплексом ДИСД-РВ, определяется как нормаль от КА к текущей подстилающей лунной поверхности. Сравнение угловых положений гравитационной вертикали и радиовертикали позволяет определить на-

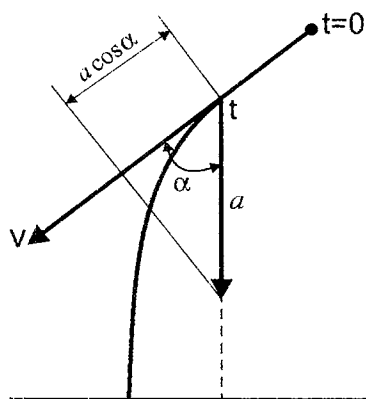


Рис. 7. Геометрия движения КА при вычислении гравитационной вертикали

клон участка подстилающей поверхности намечаемого места посадки КА относительно лунного горизонта, что может быть использовано при выборе места посадки КА.

Сущность вычисления углового положения гравитационной вертикали иллюстрируется на рис. 7. Измерения производятся при свободном падении КА. На рис. 7 показана траектория свободного падения КА, когда еще есть некоторая нескомпенсированная горизонтальная скорость КА. Вектор гравитационного лунного ускорения свободного падения тела обозначен через a . Его проекция на вектор скорости V в момент времени t есть $a \cos \alpha$, где α — угол между вектором скорости V и вектором a .

Отсюда имеем уравнение для радиоакселерометра:

$$dV/dt = a \cos \alpha.$$

В результате получаем искомый результат для углового положения гравитационной вертикали относительно направления вектора скорости (оси z КА):

$$\cos \alpha = \left(\frac{dV}{dt} \right) / a,$$

где величина лунного ускорения свободного падения тел $a = 1,62 \text{ м/с}^2$.

По результатам вычисления гравитационной вертикали корректируется положение гиравертикали, которая далее используется на всех участках спуска КА.

При наличии остаточной горизонтальной скорости КА V_{Γ} результирующее значение вектора скорости есть:

$$V = \sqrt{V_{\Gamma}^2 + V_{\text{В}}^2} = V_{\text{В}} \sqrt{1 + (V_{\Gamma} / V_{\text{В}})^2},$$

где $V_{\text{В}} = at = 1,62t$ есть вертикальная составляющая скорости свободного падения тела.

Максимальное доплеровское смещение частоты принимаемого отраженного сигнала в направлении вектора скорости есть $F_{\text{Д}} = 2V/\lambda$, что для частоты 44 ГГц ($\lambda = 6,8 \text{ мм}$) и $V = V_{\text{В}}$, $V_{\Gamma} = 0$ дает величину $F_{\text{Д}} = 476 t \text{ Гц}$.

На рис. 8 представлены кривые доплеровской частоты в зависимости от времени падения КА.

Согласно расчетам и графику рис. 8 для $V_T = 5$ м/с при времени падения КА $t > 20$ с значение вектора скорости V отличается от V_B в пределах погрешности менее 1%. Если продольная ось z КА совмещена с направлением вектора скорости, то при $t > 20$ с следует считать, что ось z КА совпадает с направлением гравитационной вертикали, так что гировертикаль можно совместить с гравитационной вертикалью для последующего вычисления наклона лунной поверхности в месте посадки КА относительно лунного горизонта.

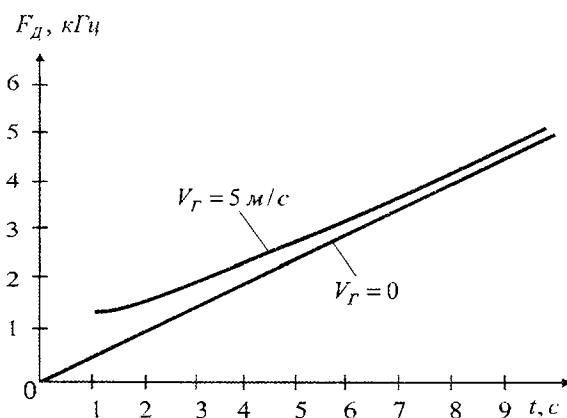


Рис. 8. Доплеровское смещение частоты радиосигнала для частоты несущей 44 ГГц при свободном падении КА как функция времени

Подводя итог вышесказанному, сформулируем перечень задач, которые может решать комплекс ДИСД-РВ по результатам измерений в каждом узком луче доплеровского смещения частоты отраженного радиосигнала и времени его запаздывания. Имеется возможность вычисления следующих параметров движения КА:

- проекции вектора скорости КА на оси радиолокационных узких лучей комплекса ДИСД-РВ и оси координат космической платформы;

- наклонных дальностей в узких лучах;
- высоты полета КА как проекции наклонных дальностей на продольную ось КА;
- угла между вектором скорости КА и продольной осью КА;
- углов наклона космической платформы относительно горизонталей поверхности Луны;
- углов радиовертикали относительно оси z КА;
- углов гравитационной вертикали относительно оси z КА;
- углов наклона местного профиля поверхности Луны относительно гравитационной вертикали.

Кроме того, по величине отраженного сигнала, привязанного к наклонной дальности, можно получить научные данные по значениям удельной ЭПР лунной поверхности.

1.3. Обнаружение отраженного сигнала и радиолокационный захват лунной поверхности

Рассмотрим алгоритм обнаружения отраженного сигнала на участке свободного падения КА. На этом участке скорость КА меняется от нуля до 120 м/с. При положении наклонного узкого луча близкому к вертикальному (неблагоприятная ситуация) доплеровский сдвиг частоты меняется от нуля до $F_d = 2V/\lambda = 35$ кГц для частоты сигнала 44 ГГц.

При гармоническом зондирующем сигнале принимаемый отраженный сигнал представляет собой несущую с линейной частотной модуляцией со скоростью изменения доплеровской частоты:

$$\frac{dF_d}{dt} = \frac{2a}{\lambda} = 476 \text{ Гц/с.}$$

В приемнике после последнего смесителя устанавливается полосовой фильтр с полосой порядка 40 кГц, который пропускает просачивающийся гармонический зондирующий сигнал передатчика частоты f_0 и отраженный принимаемый сигнал

на частоте $f_0 + F_d$ с доплеровским сдвигом частоты F_d до 35 кГц. Выход фильтра подключается к квадратичному детектору, на выходе которого появляется сигнал доплеровской частоты с линейной частотной модуляцией. На выходе квадратичного детектора устанавливается параллельный анализатор спектра (быстрый преобразователь Фурье) в виде n_Φ параллельных полосовых фильтров с полосой фильтра $\Delta f = 35\,000/n_\Phi$ Гц. Гребенка параллельных фильтров перекрывает всю полосу доплеровских частот 35 кГц. Сигнал на выходе узкополосного фильтра присутствует в течение времени $T_\Phi = \Delta f_\Phi/476$.

После полосового фильтра с полосой Δf_Φ устанавливается амплитудный (линейный) детектор и фильтр нижних частот (интегратор) со временем интегрирования $T_{обн} < T_\Phi$ и пороговое устройство. При превышении сигналом порога срабатывания фиксируется факт обнаружения отраженного сигнала.

При аддитивном шуме приемного устройства точность измерения скорости и высоты КА будет определяться энергетикой каналов измерения доплеровского сдвига частоты и задержки отраженного радиосигнала, то есть отношением сигнал—шум в измерительных каналах на максимальной дальности на начальном участке свободного падения КА. Флуктуации частоты и задержки радиосигнала из-за шероховатости лунной поверхности не зависят от мощности излучения зондирующего сигнала и энергетики измерительных каналов в целом. Поэтому время обнаружения сигнала и время получения первого отсчета доплеровской частоты отраженного сигнала, то есть время радиолокационного захвата лунной поверхности, будем рассматривать для начального участка свободного падения КА при воздействии аддитивных шумов приемного устройства.

В качестве зондирующего сигнала будем рассматривать непрерывное гармоническое колебание, которое используется для измерения скорости КА.

Важным вопросом является выбор полосы пропускания узкополосного фильтра Δf_Φ гребенки параллельных полосовых фильтров. Если доплеровское рассеяние частоты радиосигнала ΔF_d шире полосы фильтра Δf_Φ , то отраженный сигнал

появится одновременно в нескольких соседних фильтрах. Выбрав центральный фильтр, мы получим сигнал, отраженный от центральной части пятна поверхности Луны, вырезаемого диаграммой направленности узкого луча антенны. В этом случае происходит так называемое доплеровское обужение луча с уменьшением эффективной ширины диаграммы направленности антенны, что благоприятно с точки зрения уменьшения ошибок измерения скорости и высоты КА из-за шероховатости подстилающей поверхности.

Однако доплеровское обужение луча будет иметь место только при больших скоростях КА, то есть не на всех участках траектории спуска КА. Поэтому выбираем более простой вариант построения гребенки фильтров с полосой фильтра гребенки Δf_{ϕ} равной максимальной ширине доплеровского рассеяния частоты $\Delta F_{\text{д}} \approx 500$ Гц плюс ширина спектра сигнала с линейной частотной модуляцией на участке свободного падения КА, которая много меньше максимального значения $\Delta F_{\text{д}}$.

Полагая максимальное значение доплеровского смещения частоты $\Delta F_{\text{д}} = 35$ кГц и число фильтров гребенки $n_{\phi} = 64$, получим $\Delta f_{\phi} = 35\,000/n_{\phi} = 547$ Гц. При этом вся отражённая энергия сигнала будет выделяться в одном фильтре гребенки спектроанализатора, обеспечивая зависимость мощности принимаемого сигнала обратно пропорционально квадрату высоты полёта КА.

На участке свободного падения КА время пребывания сигнала в фильтре с полосой $\Delta f_{\phi} = 547$ Гц равно $T_{\phi} = \Delta f_{\phi}/476 = 1,1$ с.

Рассмотрим характеристики радиосигнала на выходе узкополосного фильтра гребенки. Отраженный от шероховатой поверхности сигнал является суммой парциальных сигналов, отраженных от большого числа элементов лунной поверхности и представляет собой гауссовский случайный процесс, огибающая которого описывается релеевской плотностью вероятности. Доплеровские сдвиги частоты парциальных лучей не зависят от формы рельефа лунной поверхности и определяются только величиной углового сдвига блестящей точки относительно центра луча.

Доплеровское рассеяние частоты радиосигнала в узком наклонном луче с шириной луча θ_0 определяется выражением (см. главу 2):

$$\Delta F_D = \frac{4V_B}{\lambda} \sin \beta \sin \frac{\theta_0}{2},$$

где V_B — вертикальная скорость КА; β — строительный угол между осью z КА и направлением узкого луча антенны. При $\lambda = 0,0068$ м, $\beta = 20^\circ$ получим $\Delta F_D = 4,4 V_B$.

Для начального участка спуска КА получаем:

$$\Delta F_D = 4,4 at = 7,13 t.$$

Интервал корреляции замираний сигнала (флюктуаций огибающей радиосигнала) по времени равен $\tau_{\text{кор}} = 1/\Delta F_D$ [12].

Однако величина ΔF_D является функцией времени и меняется внутри некоторого интервала времени от $t - t_0$ до t , достигая максимальной величины в момент времени t .

Целесообразно определить ΔF_D как среднее от

$$\begin{aligned} 0,5 [\Delta F_D(t) - \Delta F_D(t - t_0)] + \Delta F_D(t - t_0) = \\ = 0,5 [\Delta F_D(t) + \Delta F_D(t - t_0)] = \overline{\Delta F_D(t)}. \end{aligned}$$

Аналогично можно получить $\overline{\tau_{\text{кор}}(t)} = 1/\overline{\Delta F_D(t)}$.

На двух интервалах времени, разнесенных на $\overline{\tau_{\text{кор}}}$, сигнал замирает независимо и на интервале времени обнаружения сигнала $T_{\text{обн}} > \overline{\tau_{\text{кор}}}$ может обеспечиваться $T_{\text{обн}}/\overline{\tau_{\text{кор}}}$ — кратный разнесенный прием сигнала.

Рассмотрим вначале случай $T_{\text{обн}} = T_{\text{ф}}/2 = 0,55$ с. Для $t = 0,55$ с получим $\Delta F_D = 4$ Гц и $\overline{\tau_{\text{кор}}} = 0,5$ с. На этом интервале времени $T_{\text{обн}}$ разнесенный приём сигнала не обеспечивается.

Для времени обнаружения сигнала $T_{\text{обн}} = 0,8$ с получим два независимых интервала корреляции $\overline{\tau_{\text{кор}}} = 0,5$ с, и $\overline{\tau_{\text{кор}}} = 0,2$ с.

Для $T_{\text{обн}} = T_{\text{ф}} = 1,1$ с получим три независимых интервала корреляции 0,5 с; 0,2 с; 0,15 с и возможность получения трёхкратного разнесенного приёма сигнала по времени.

Режим обнаружения сигнала

Обнаружитель сигнала, как об этом было сказано ранее, состоит из гребенки узкополосных полосовых фильтров с полосой $\Delta f_{\Phi} = 547$ Гц каждый, после каждого узкополосного фильтра включён амплитудный детектор, интегратор с временем интегрирования $T_{\text{обн}}$ и пороговое устройство.

Сигнал считается обнаруженным, если выходное напряжение интегратора превысило порог срабатывания порогового устройства. Сигнал с линейной частотной модуляцией последовательно появляется на выходе одного узкополосного фильтра после предыдущего.

Отношение сигнал—шум на входе порогового устройства $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вых}}$ можно записать как:

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{вых}} = \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{вх}} \frac{\Delta f_{\Phi}}{1/T_{\text{обн}}} = \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{вх}} \Delta f_{\Phi} T_{\text{обн}},$$

где $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вх}} \gg 1$ есть отношение сигнал—шум на выходе полосового узкополосного фильтра. При $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вх}} \gg 1$ интегрирование сигнала после амплитудного детектора с временем интегрирования $T_{\text{обн}}$ эквивалентно фильтрации сигнала и шумов в полосе $1/T_{\text{обн}}$ до детектора. Шум на выходе интегратора является гауссовским, так как $1/T_{\text{обн}} \ll \Delta f_{\Phi}$.

Рассмотрим один узкий луч антенны. Для нефлюктуирующего сигнала при вероятности ложной тревоги 10^{-8} за время $T_{\text{обн}}$ в канале с одним узкополосным фильтром или вероятности ложной тревоги порядка 10^{-6} для системы обнаружения сигнала с гребенкой из 64 фильтров и вероятности обнаружения сигнала $P_{\text{обн}} = 0,99$ требуется отношение сигнал—шум $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вых}} \approx 20$ дБ. При замирающем по Релею сигнале для $P_{\text{обн}} = 0,99$ требуется увеличение отношения $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вых}}$ до 30 дБ [13]. Если обеспечивается двухкратный разнесённый по времени приём сигнала ($T_{\text{обн}} \geq 0,8$ с), то требуется отношение сигнал—шум $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вых}} = 25$ дБ.

Требуемое отношение сигнал—шум в полосе Δf_Φ узкополосного фильтра определяется выражением:

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}}\right)_{\text{вх}} = \frac{(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вых}}}{\Delta f_\Phi T_{\text{обн}}}.$$

Для наихудшего случая при $T_{\text{обн}} = T_\Phi/2 = 0,55$ с, $P_{\text{обн}} = 0,99$, $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вых}} = 30$ дБ получим, что отношение сигнал—шум на выходе узкополосного фильтра должно быть не менее 5,2 дБ.

Возможна организация двухкратно-разнесённого приёма сигнала следующим способами:

- увеличение времени интегрирования до $T_{\text{обн}} > 0,8$ с;
- при $T_{\text{обн}} = 0,55$ с использованием для наблюдения сигнала двух соседних узкополосных фильтров, в которых сигнал появляется последовательно с течением времени, с автовыбором максимального сигнала;
- использование при $T_{\text{обн}} = 0,55$ с двух узких антенных лучей с автовыбором максимального сигнала.

При двухкратно-разнесённом приёме сигнала и $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вх}} = 5,2$ дБ вероятность обнаружения сигнала возрастает до величины:

$$P_{\text{обн}} = 1 - (1 - 0,99)^2 = 0,9999.$$

Режим измерения доплеровской частоты

Схема измерителя частоты состоит из узкополосного фильтра с полосой Δf_Φ , в котором обнаружен сигнал, на выходе которого включается частотный детектор (частотомер) с интегратором с временем интегрирования $T_{\text{и}} = T_\Phi/2$. Выход частотомера даёт среднее значение доплеровской частоты в интервале времени $T_{\text{и}}$. Удобной также является схема фазовой автоподстройки частоты (ФАП) с двумя интеграторами и полосой захвата $\Delta f_\Phi/2$, которая будет отслеживать весь диапазон изменения доплеровской частоты $F_{\text{д}}$.

В режиме радиолокационного захвата поверхности Луны схема ФАП подключается к выходу узкополосного фильтра, в котором обнаружен сигнал. Схема ФАП эквивалентна сле-

дующему за частотой сигнала полосовому фильтру с полосой Δf_{ϕ} , который отслеживает изменение частоты сигнала во всей полосе доплеровских частот. Далее напряжение управляемого генератора системы ФАП подаётся на частотомер с временем интегрирования $T_{\text{и}}$.

Будем рассматривать аддитивные шумы приёмного устройства и требуемое отношение сигнал—шум на выходе фильтра с полосой Δf_{ϕ} , которое необходимо для обеспечения заданной ошибки измерения доплеровской частоты отраженного сигнала. При аддитивных шумах дисперсия флюктуации частоты сигнала зависит от формы спектра шумов, которая определяется формой амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) узкополосного фильтра гребенки спектроанализатора. Необходимо выбрать АЧХ узкополосного фильтра.

Дисперсия флюктуации частоты на выходе полосового фильтра задаётся выражением [7]:

$$\sigma_{\omega}^2 = \frac{\omega_*^2}{2P_c/P_{\text{ш}}},$$

где

$$\omega_*^2 = \frac{\int_0^{\infty} (\omega - \omega_0)^2 F(\omega) d\omega}{\int_0^{\infty} F(\omega) d\omega},$$

$P_c/P_{\text{ш}}$ есть отношение сигнал—шум в полосе узкополосного фильтра с центральной частотой ω_0 ; $F(\omega)$ — спектр мощности шума на выходе полосового фильтра, который мы будем считать, совпадает с квадратом АЧХ полосового узкополосного фильтра; $2\omega_*$ — полоса пропускания фильтра, определяемая как момент инерции АЧХ фильтра.

Перейдём в выражении для σ_{ω}^2 от радиан к Герцам.

$$\sigma_f = \frac{\sigma_{\omega}}{2\pi}, \quad f_* = \frac{\omega_*}{2\pi}, \quad f_*^2 = \frac{\int_0^{\infty} (f - f_0)^2 F(f) df}{\int_0^{\infty} F(f) df}.$$

Рассмотрим три типа полосовых фильтров с нормированной АЧХ относительно максимума, показанные на рис. 9.

В этом случае $\Delta f_\Phi = \int_0^\infty F(f) df$ есть полоса пропускания фильтра, равная ширине прямоугольника равновеликого по площади под функцией $F(f)$.

1. Фильтр с прямоугольной АЧХ (рис. 9, а).

$$\int_0^\infty F(f) df = \int_{f_0 - \Delta f_\Phi / 2}^{f_0 + \Delta f_\Phi / 2} df = \Delta f_\Phi;$$

$$\int_0^\infty (f - f_0)^2 F(f) df = \int_0^\infty (f - f_0)^2 df = \int_{-f_0}^\infty x^2 dx = \int_{-\Delta f_\Phi / 2}^{\Delta f_\Phi / 2} x^2 dx = \frac{\Delta f_\Phi^3}{12};$$

$$f_*^2 = \frac{\Delta f_\Phi^2}{12}; \quad \sigma_f = \frac{\Delta f_\Phi}{2\sqrt{3}\sqrt{2P_c/P_w}} = 0,2 \frac{\Delta f_\Phi}{\sqrt{P_c/P_w}}.$$

2. Гауссовский фильтр (рис. 9, б).

$$F(f) = e^{-\frac{(f-f_0)^2}{2\beta^2}};$$

$$\begin{aligned} \Delta f_\Phi &= \int_0^\infty F(f) df = \int_0^\infty e^{-\frac{(f-f_0)^2}{2\beta^2}} df = \\ &= \beta \int_{-f_0/\beta}^\infty e^{-x^2/2} dx = \sqrt{2\pi} \beta \int_{-\infty}^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2} dx = \sqrt{2\pi} \beta, \end{aligned}$$

где предел интегрирования $-f_0/\beta$ заменён на $-\infty$.

$$\int_0^\infty (f - f_0)^2 e^{-\frac{(f-f_0)^2}{2\beta^2}} df = \sqrt{2\pi} \beta^3 \int_{-\infty}^\infty \frac{x^2}{\sqrt{2\pi}} e^{-x^2/2} dx = \sqrt{2\pi} \beta^3;$$

$$f_*^2 = \beta^2; \quad \sigma_f = \frac{\beta}{\sqrt{2P_c/P_w}} = \frac{\Delta f_\Phi}{2\sqrt{\pi}\sqrt{P_c/P_w}} = 0,28 \frac{\Delta f_\Phi}{\sqrt{P_c/P_w}}.$$

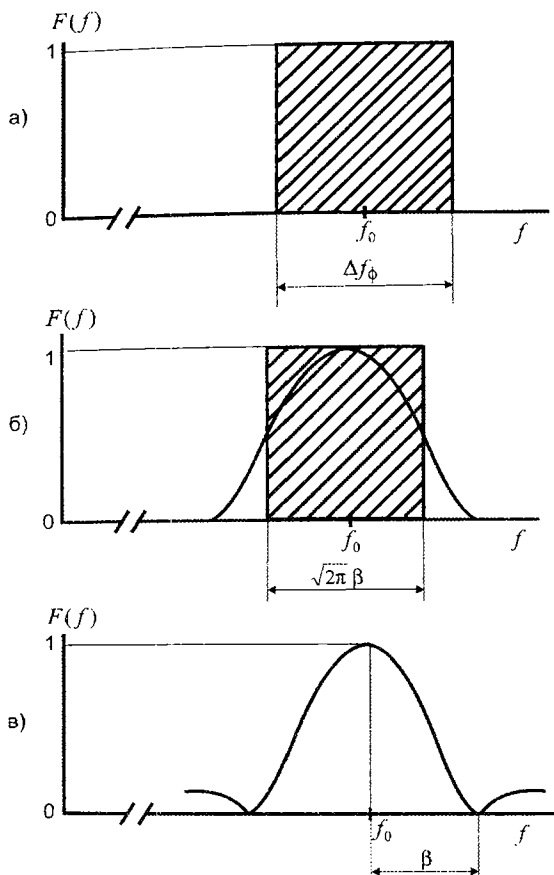


Рис. 9. Квадрат АЧХ полосовых фильтров

3. Квадрат АЧХ фильтра типа $\left[\frac{\sin x}{x} \right]^2$ (рис. 9, в).

$$F(f) = \left[\sin \frac{\pi(f-f_0)}{\beta} \bigg/ \frac{\pi(f-f_0)}{\beta} \right]^2.$$

Будем рассматривать только основной лепесток АЧХ от $f_0 - \beta$ до $f_0 + \beta$, так как интеграл $\int_0^\infty (f-f_0)^2 F(f) df$ расходится.

Тогда, заменяя $\frac{\pi(f-f_0)}{\beta} = x$, $df = \frac{\beta}{\pi} dx$, получим:

$$\Delta f_{\Phi} = \int_0^{\infty} F(f) df = \frac{\beta}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \left(\frac{\sin x}{x} \right)^2 dx = \frac{2\beta}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{\sin x}{x} \right)^2 dx.$$

Полученный интеграл не выражается через известные функции, поэтому используем аппроксимацию подынтегральной функции $\left[(\sin x)/x \right]^2 \approx \cos^2(x/\sqrt{3})$.

Представления этих функций в виде степенного рядов имеют вид [46]:

$$\left[(\sin x)/x \right]^2 = 1 - x^2/3 + 2x^4/45 - \dots;$$

$$\cos^2(x/\sqrt{3}) = 1 - x^2/3 + x^4/27 - \dots$$

Тогда

$$\begin{aligned} \Delta f_{\Phi} &= \frac{2\beta}{\pi} \int_0^{\pi} \cos^2\left(\frac{x}{\sqrt{3}}\right) dx = \beta + \frac{\sqrt{3}\beta}{2\pi} \int_0^{2\pi/\sqrt{3}} \cos y dy = \\ &= \beta \left[1 + \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \sin\left(\frac{2\pi}{\sqrt{3}}\right) \right] = 0,87\beta. \end{aligned}$$

Погрешность (занижение) величины Δf_{Φ} при аппроксимации $\left[(\sin x)/x \right]^2 \approx \cos^2(x/\sqrt{3})$ составляет около 1%. Окончательно $\Delta f_{\Phi} = 0,88\beta$.

Далее получим:

$$\begin{aligned} \int_0^{\infty} (f-f_0)^2 F(f) df &= \left(\frac{\beta}{\pi} \right)^2 \int_0^{\infty} \sin^2 \left[\frac{\pi(f-f_0)}{\beta} \right] df = \\ &= \left(\frac{\beta}{\pi} \right)^3 \int_{-\pi}^{\pi} \sin^2 x dx = \frac{\beta^3}{\pi^2}; \end{aligned}$$

$$f_*^2 = \frac{\beta^3}{0,88\beta\pi^2}; \quad f_* = 0,34\beta; \quad \sigma_f = \frac{0,24\beta}{\sqrt{P_c/P_{\text{ш}}}} = 0,27 \frac{\Delta f_{\Phi}}{\sqrt{P_c/P_{\text{ш}}}}.$$

Полученные выражения для σ_f для разных типов фильтров различаются несущественно, поэтому выбираем быстрое преобразование Фурье с прямоугольным окном, при котором АЧХ фильтров описываются функцией $\sin x/x$.

Рассмотрим флюктуационные ошибки измерения доплеровской частоты за счёт аддитивных шумов на участке свободного падения КА. Будем рассматривать схему, состоящую из узкополосного полосового фильтра с полосой $\Delta f_{\text{ф}}$ и частотомера. Частотомер функционально представляет собой частотный детектор (с коэффициентом передачи равным единице), напряжение на выходе которого повторяет закон изменения частоты колебания на его входе, и интегратор с синхронным разрядом, реализующий функцию:

$$\frac{1}{T_{\text{и}}} \int_0^{T_{\text{и}}} F(t) dt,$$

где $F(t)$ есть напряжение на выходе частотного детектора; $T_{\text{и}}$ — интервал времени интегрирования интегратора со сбросом.

Значение измеренной доплеровской частоты выдаётся в момент времени $T_{\text{и}}$, после чего интегратор со сбросом обнуляется. Интегратор со сбросом является видеофильтром с АЧХ $S(F) = [\sin(\pi F T_{\text{и}})] / \pi F T_{\text{и}}$ и энергетической полосой пропускания $\Delta F = 1/2 T_{\text{и}}$ [12].

В моменты времени, когда на входе частотного детектора огибающая полезного сигнала превышает огибающую шума, аддитивный шум приводит к относительно небольшим флюктуациям частоты суммы сигнала и шума. Эти флюктуации частоты называют нормальными шумами частотного детектора. В момент времени, когда огибающая шума превышает огибающую сигнала, частота суммарного сигнала и шума определяется мгновенной частотой шума, которая может принимать любые значения в пределах полосы пропускания фильтра перед частотным детектором. В этом случае на выходе частотного детектора появляется так называемый импульсный аномальный шум. В итоге, на выходе частотного детектора присутствует как

нормальный, так и аномальный шум, которые фильтруются интегратором со сбросом.

Рассмотрим вначале нормальный шум на выходе частотного детектора и выходе интегратора со сбросом. Спектральная плотность мощности нормального шума на выходе частотного детектора определяется известным выражением [13]:

$$G(F) = \frac{N_0}{P_c} F^2,$$

где N_0 — спектральная плотность шума на входе частотного детектора; P_c — мощность полезного сигнала на входе частотного детектора.

Мощность шума на выходе интегратора со сбросом есть

$$P_{\text{ш}} = \int_0^{1/2 T_{\text{И}}} G(F) dF = \frac{N_0}{24 P_c T_{\text{И}}^3}.$$

Мощность полезного сигнала на выходе частотного детектора и интегратора со сбросом есть $F_{\text{Д}}^2$ — квадрат доплеровского смещения частоты.

Отношение сигнал—шум на выходе интегратора со сбросом равно:

$$\begin{aligned} \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{вых}} &= \frac{24 F_{\text{Д}}^2 P_c T_{\text{И}}^3}{N_0} = 24 \left(\frac{P_c}{N_0 \Delta f_{\text{ф}}} \right) \Delta f_{\text{ф}} T_{\text{И}} (F_{\text{Д}} T_{\text{И}})^2 = \\ &= 24 \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{вх}} \Delta f_{\text{ф}} T_{\text{И}} (F_{\text{Д}} T_{\text{И}})^2, \end{aligned}$$

где $\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{вх}} = \left(\frac{P_c}{N_0 \Delta f_{\text{ф}}} \right)$ есть отношение сигнал—шум на входе частотного детектора.

Для задаваемой относительной среднеквадратической ошибки измерения скорости КА $\varepsilon_{\text{У}} = 3 \cdot 10^{-3}$ потребуем для аддитивного шума $\varepsilon_{\text{У}} = 3 \cdot 10^{-4} = \left[1 / (P_c / P_{\text{ш}})_{\text{вых}} \right]^{1/2}$.

Отсюда требуемое значение $(P_c / P_{\text{ш}})_{\text{вых}} \geq 70$ дБ.

Примем следующие значения параметров:

- $(P_c/P_{ш})_{вх} = 5,2$ дБ (аналогично каналу обнаружения сигнала);
- $\Delta f_{\phi} = 547$ Гц;
- $T_{и} = 0,55$ с;
- $F_{д} = 600$ Гц.

В результате получим $(P_c/P_{ш})_{вых} = 94$ дБ, что с запасом превышает требуемое значение отношения выходного отношения сигнал—шум 70 дБ. Отсюда следует, что нормальными шумами частотного детектора можно пренебречь.

Рассмотрим аномальные шумы частотного детектора. Для гауссовского шума на входе частотного детектора огибающая шума имеет релеевское распределение плотности вероятностей:

$$W(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-x^2/2\sigma^2},$$

где x — значение огибающей шума; σ^2 — мощность шума на входе частотного детектора.

Вероятность появления аномальной ошибки, когда огибающая шума превышает амплитуду сигнала U_c , равна:

$$p = \int_{U_c}^{\infty} \frac{x}{\sigma^2} e^{-x^2/2\sigma^2} dx = e^{-U_c^2/2\sigma^2}.$$

Рассмотрим принимаемый сигнал, замирающий по Релею с плотностью распределения вероятностей:

$$W(U_c) = \frac{U_c}{P_c} e^{-U_c^2/2P_c},$$

где P_c — средняя мощность замирающего сигнала.

После усреднения вероятности аномальной ошибки p по всем значениям U_c получим вероятность аномальной ошибки для замирающего сигнала:

$$p_{ан} = \int_0^{\infty} e^{-U_c^2/2\sigma^2} W(U_c) dU_c = \frac{1}{1 + P_c/\sigma^2}.$$

Так как $P_c/\sigma^2 \gg 1$, то $p_{ан} = \frac{1}{P_c/\sigma^2} = \frac{1}{(P_c/P_{ш})_{вх}}$.

При появлении аномальной ошибки значение частоты принимаемого сигнала равно текущей частоте шума, которая имеет равновероятное значение внутри полосы частот Δf_ϕ с дисперсией $\Delta f_\phi^2/12$ и шириной спектра Δf_ϕ . После интегратора со сбросом с полосой $1/2 T_{и}$, где $T_{и}$ — интервал времени интегрирования, мощность аномального шума уменьшается в $\frac{\Delta f_\phi}{1/2 T_{и}} = 2\Delta f_\phi T_{и}$ число раз и равна $P_{ш} = \Delta f_\phi/24 T_{и}$.

При этом отношение мощностей сигнал—шум на выходе интегратора со сбросом будет равно $(P_c/P_{ш})_{вых} = 24 F_D^2 T_{и}/\Delta f_\phi$.

Результирующее значение измеренной частоты можно записать с учётом среднеквадратического ухода частоты за счёт шумов следующим образом:

$$F = (1 - p_{ан}) F_D + p_{ан} \sqrt{\Delta f_\phi/24 T_{и}}.$$

Так как $p_{ан} \ll 1$, то среднеквадратическая погрешность измерения доплеровской частоты будет равна:

$$\varepsilon_F = \frac{F - F_D}{F_D} = p_{ан} \sqrt{\frac{\Delta f_\phi}{24 F_D^2 T_{и}}} = \frac{p_{ан}}{(P_c/P_{ш})_{вых}^{1/2}}.$$

Заменяя $p_{ан} = 1/(P_c/P_{ш})_{вх}$, получаем окончательно

$$\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{вх} = \frac{1}{\varepsilon_F (P_c/P_{ш})_{вых}^{1/2}} = \frac{1}{\varepsilon_F F_D} \sqrt{\frac{\Delta f_\phi}{24 T_{и}}}.$$

Положим $\varepsilon_F = 10^{-3}$, $F_D = 600$ Гц, $\Delta f_\phi = 547$ Гц, $T_{и} = T_\phi/2 = 0,55$ с.

Тогда требуемое отношение сигнал—шум на выходе узкополосного фильтра равно $(P_c/P_{ш})_{вх} = 10$ дБ.

После радиолокационного захвата лунной поверхности радиолокатор переходит в режим слежения за доплеровской частотой с помощью системы ФАП. Однако измеритель частоты

(частотомер) управляемого генератора системы ФАП должен использовать время интегрирования равное $T_0 = 0,2$ с — темпу обновления радиолокационной информации (см. п. 1.4), которое меньше времени измерения частоты $T_{\text{и}} = 0,55$ с этапа обнаружения и захвата отражённого сигнала. Поэтому для режима слежения за доплеровской частотой необходимо увеличить отношение мощностей сигнал—шум на выходе узкополосного фильтра в $\sqrt{0,55/0,2}$ раз или на 2 дБ.

Отсюда требуемое отношение сигнал—аддитивный шум на выходе узкополосного фильтра гребенки фильтров спектроанализатора должно быть не менее 12 дБ. При этом целесообразно в режиме обнаружения и захвата сигнала установить время обнаружения сигнала $T_{\text{обн}}$ и измерения частоты радиосигнала $T_{\text{и}}$ равное $T_{\text{обн}} = T_{\text{и}} = T_0 = 0,2$ с — темпу обновления радиолокационной информации в режиме слежения за доплеровской частотой.

В итоге для наихудшего случая принимаем следующие вероятностно-временные характеристики этапа радиолокационного захвата поверхности Луны при совместном обнаружении сигнала и измерения его частоты:

- вероятность обнаружения сигнала $P_{\text{обн}} \geq 0,99$;
- время обнаружения и захвата сигнала — около 1 с;
- число фильтров спектроанализатора $n_{\text{ф}} = 64$;
- полоса узкополосного фильтра $\Delta f_{\text{ф}} = 547$ Гц;
- требуемое отношение сигнал—аддитивный шум на выходе узкополосного фильтра — не менее 12 дБ;
- интервал времени между соседними отсчётами (выборками) измеренной доплеровской частоты на всём участке спуска КА — 0,2 с.

1.4. Темп обновления радиолокационной информации в контуре управления КА

Темп или интервал времени T_0 обновления радиолокационной информации является важнейшим параметром радиолокатора, поскольку увеличение интервала обновления инфор-

мации (интегрирования сигнала при его обработке) позволяет пропорционально уменьшить дисперсию флюктуационной ошибки измерения скорости и высоты КА, что в итоге приводит к уменьшению массы и габаритов радиолокатора.

Частота дискретизации случайного стационарного процесса F_T или интервал дискретизации $T_0 = 1/F_T$ определяется двумя его параметрами на интервале стационарности: 1) шириной спектра $\Delta F_{\text{ш}}$ случайного процесса или постоянной времени контура управления КА $T_K = 1/2\Delta F_{\text{ш}}$ и 2) формой АЧХ контура управления, а точнее — крутизной спада АЧХ. При прямоугольной форме АЧХ (бесконечная крутизна спада АЧХ) $T_0 = 1/2\Delta F_{\text{ш}}$ (теорема Котельникова), а при АЧХ с полосой $\Delta F_{\text{ш}}$ и спадом АЧХ 6 дБ на октаву для достижения ошибки дискретизации порядка 5% требуется уменьшить интервал дискретизации до величины $T_0 = 10^{-3}/\Delta F_{\text{ш}}$ [12], то есть в 500 раз по отношению к АЧХ прямоугольной формы. Подробный анализ формы АЧХ контура управления КА будет представлен ниже. Определённые трудности возникают при определении постоянной времени T_K контура управления КА или его звена управления «двигатель—КА».

Динамические характеристики звена «двигатель—КА» определяются мощностью двигателя и массой КА и в итоге развиваемым ускорением КА. Двигатель должен создавать ускорение в направлении от поверхности Луны, компенсирующее ускорение силы тяжести a на Луне плюс дополнительное ускорение $a_{\text{доп}}$ с тем, чтобы гасить полученную в результате свободного падения скорость КА.

Можно считать, что максимальное значение $a_{\text{доп}}$ развивается на конечном участке спуска КА, на котором инерционность КА определяет промах КА относительно выбранной точки прилунения.

Пусть на последнем участке спуска КА необходимо снизить скорость КА с $V_0 = 10$ м/с до 1 м/с. При $a_{\text{доп}}$ на это снижение скорости КА потребуется время $t \approx V_0/a_{\text{доп}}$. При $a_{\text{доп}} = (0,5 \div 1) a$ это время составляет $6 \div 12$ с.

Это время следует принять как оценку постоянной времени контура управления КА.

Далее перейдём к определению АЧХ контура управления КА. В системах радиоуправления движением летательных аппаратов темп передачи команд управления и темп обновления радиолокационной информации, как правило, определяются в процессе моделирования системы радиоуправления. Для прогнозирования характеристик лунного посадочного радиолокатора при его проектировании необходимо иметь аналитические методы оценки его характеристик.

Рассмотрим траекторию движения КА при работе тормозной двигательной установки. Для управления движением центра масс КА используется так называемый корректирующий метод управления, когда на органы управления КА подаются только отклонения от заданной траектории КА. Эти отклонения создаются флюктуационными ошибками измерения скорости и высоты КА, а также внутренними шумами контура управления. Таким образом, сигнал управления КА представляет собой флюктуационный сигнал, профильтрованный контуром управления КА, и имеет спектр мощности, совпадающий с квадратом АЧХ контура управления КА.

При цифровом представлении измеренных значений скорости и высоты полёта КА необходимо выбрать такую частоту дискретизации по времени измеряемых значений скорости и высоты КА, которая бы незначительно увеличивала ошибки контура управления КА.

Система управления движением КА имеет четыре независимых контура управления: по высоте КА, по его скорости, по угловому положению продольной оси КА относительно радиовертикали и контур управления направлением вектора скорости относительно продольной оси КА.

Обозначим корректирующий флюктуационный сигнал контура управления КА по дальности или скорости или по угловому положению продольной оси КА относительно радиовертикали или вектора скорости через $x(t)$. В контуре управления КА сигнал $x(t)$ подвергается дискретизации по времени, оцифровке, обработке и восстановлению в аналоговую форму для непрерывного управления тягой соответствующих двигателей КА.

Примем, что для восстановления сигнала $x(t)$ по его дискретным выборкам используется ступенчатая экстраполяция, как это показано на рис. 10, где экстраполирующий сигнал обозначен через $y(t)$. Найдём ошибку дискретизации и экстраполяции сигнала $x(t)$.

Квадрат относительной ошибки есть:

$$\varepsilon_D^2(\tau) = \frac{1}{\sigma_c^2} [x(t_i) - y(t_i)]^2,$$

где $x(t_i)$ — значение непрерывного сигнала $x(t)$ в момент времени t_i ; $y(t_i)$ — восстановленное значение сигнала между выборками в момент времени t_i ; σ_c^2 — мощность флюктуационного сигнала $x(t)$.

Для ступенчатого экстраполятора $y(t_i) = x(t_i - \tau)$. Усредним функцию $\varepsilon_D^2(\tau)$ по ансамблю (обозначение горизонтальной чертой):

$$\overline{\varepsilon_D^2(\tau)} = \frac{1}{\sigma_c^2} [\overline{x^2(t_i)} + \overline{x^2(t_i - \tau)} - 2\overline{x(t_i)x(t_i - \tau)}] = 2[1 - R(\tau)],$$

где $\overline{x^2(t_i)} = \overline{x^2(t_i - \tau)} = \sigma_c^2$, $\overline{x(t_i)x(t_i - \tau)}/\sigma_c^2 = R(\tau)$ — коэффициент корреляции случайного процесса $x(t)$.

Усредняя $\overline{\varepsilon_D^2(\tau)}$ по времени на интервале дискретизации T_0 , получим окончательно:

$$\varepsilon_D^2 = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} \overline{\varepsilon_D^2(\tau)} d\tau = 2 \left[1 - \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} R(\tau) d\tau \right]. \quad (1)$$

В свою очередь, коэффициент корреляции случайного процесса $x(t)$ определяется выражением [12]:

$$R(\tau) = \frac{\int_0^\infty G(F) \cos(2\pi F\tau) dF}{\int_0^\infty G(F) dF},$$

где $G(F)$ есть спектр мощности шумов, прошедших контур управления КА с АЧХ $|H(j\omega)|$, где $\omega = 2\pi F$.

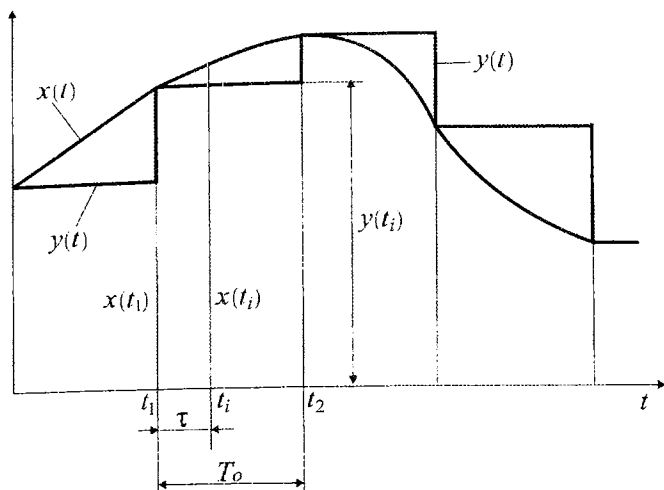


Рис. 10. Ступенчатая экстраполяция корректирующего сигнала управления $x(t)$

Полагая шумовые ошибки измерения параметров движения КА и внутренние шумы источников помех контура управления КА широкополосными относительно полосы пропускания контура управления, можно записать:

$$G(F) = \frac{1}{2\pi} |H(j\omega)|^2.$$

Для определения функции $|H(j\omega)|^2$ рассмотрим следующие три модели контуров управления КА.

Контур управления КА по дальности

Заранее задаётся некая оптимальная (эталонная) функция измерения дальности (высоты) КА от времени $r_0(t)$. Посадочный радиолокатор измеряет текущую дальность $r(t)$ и формирует корректирующий сигнал $\epsilon_r(t) = r(t_0) - r(t) = x(t)$, который обрабатывается контуром управления КА, стремя величину $\epsilon_r(t)$ к нулю. Функциональная схема контура управления КА по дальности представлена на рис. 11. На вход дискриминатора

дальности от бортовой ЭВМ поступает эталонная дальность $r_0(t)$, из которой вычитается текущая дальность $r(t)$, так что на выходе дискриминатора появляется сигнал ошибки $\epsilon_r(t)$.

Электрический сигнал $\epsilon_r(t)$ поступает на вход усилителя с коэффициентом усиления k_0 , выходное напряжение которого u_r управляет подачей топлива реактивного двигателя КА через форсунку или посредством поворота дроссельной заслонки.

Инерционные свойства КА в пределах рабочих режимов двигателя удовлетворительно описываются передаточной функцией инерционного звена $1/(1 + pT)$, где T есть постоянная времени двигателя и КА. В результате КА приобретает скорость $V(t)$, изображение которой есть $V(p)$ и

$$\frac{V(p)}{u_r(p)} = \frac{1}{1 + pT}, \quad V(p) = \frac{u_r(p)}{1 + pT},$$

где $p = j\omega$ есть оператор преобразования Лапласа.

В результате развиваемой КА скорости $V(t)$ изменяется дальность $r(t)$. Так как $dr(t)/dt = V(t)$, то дальность $r(t)$ есть интеграл от $V(t)$ или в операторной форме $r(p)/V(p) = 1/p$.

Дальность $r(t)$ измеряется радиолокационным измерителем и поступает на второй вход дискриминатора дальности. Флюктуационная ошибка измерения дальности создаёт флюктуационную ошибку контура управления КА. Согласно схеме рис. 11 в контуре управления КА определяется и скорость КА как производная дальности. Однако в этом случае измеряемая скорость КА будет зависеть от рельефа лунной поверхности, и ошибки измерения скорости КА будут значительно выше по сравнению с доплеровским методом измерения скорости, точность которого не зависит от рельефа лунной поверхности.

На рис. 12 изображена структурная схема контура управления КА по дальности. Эта схема является структурно-устойчивой.

Контур управления КА по скорости

Функциональная схема контура управления КА по скорости показана на рис. 13. На вход дискриминатора скорости поступает эталонная скорость КА $V_0(t)$ от бортового вычисли-

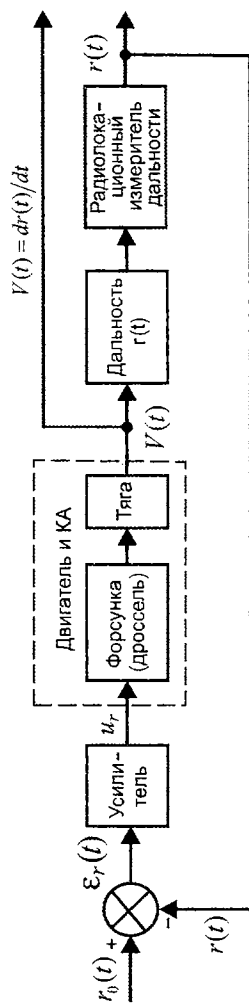


Рис. 11. Функциональная схема контура управления КА по дальности

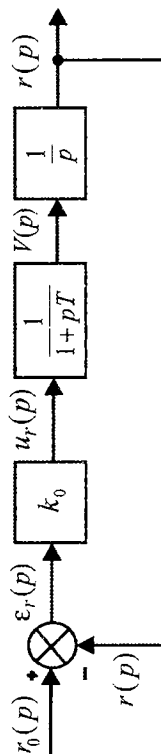


Рис. 12. Структурная схема контура управления КА по дальности

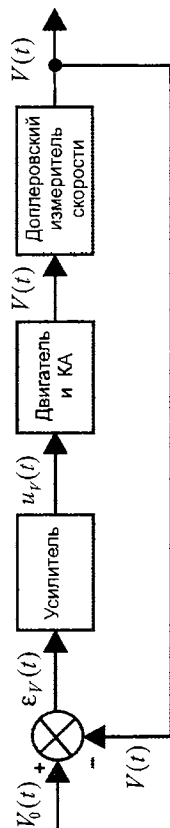


Рис. 13. Функциональная схема контура управления КА по скорости

тельного комплекса, из которой вычитается скорость $V(t)$, измеренная доплеровским измерителем скорости, так что на выходе дискриминатора появляется сигнал ошибки $\epsilon_V(t)$. Этот сигнал ошибки после усилителя управляет подачей топлива двигателя.

Двигатель и КА имеют передаточную функцию инерционного звена $1/(1 + pT)$. В этой схеме, для того чтобы скачком изменить скорость КА необходимо иметь некоторую установившуюся ошибку $\epsilon_V(t)$, что является недостатком этой схемы. Чтобы получить нулевую установившуюся ошибку по скорости необходимо в состав усилителя включить интегратор, электронный или в виде электрического двигателя постоянного тока, выходной вал которого будет управлять поворотом заслонки дросселя двигателя или подачей топлива через форсунки. В итоге принимаем передаточную функцию усилителя в виде k_0/p , так что мы приходим к структурной схеме контура управления КА по скорости, представленной на рис. 14.

Эта структурная схема идентична структурной схеме контура управления КА по дальности с заменой $r_0(p)$ и $r(p)$ на $V_0(p)$ и $V(p)$.

Контур управления по углу продольной оси КА

Рассмотрим контур управления по углу продольной оси КА по отношению к радиовертикали. Функциональная схема этого контура управления представлена на рис. 15. На вход дискриминатора от бортового вычислительного комплекса поступает угловое положение радиовертикали $\varphi_0(t)$ относительно гировертикали, которое вычисляется по измеренным разностям дальностей в наклонных лучах антенны радиолокатора.

На второй вход дискриминатора поступает угловое положение продольной оси КА $\varphi(t)$ относительно гировертикали. Сигнал рассогласования $\epsilon_\varphi(t) = \varphi_0(t) - \varphi(t)$, равный углу между радиовертикалью и продольной осью КА, поступает в усилитель с коэффициентом усиления k_0 , выход которого управляет газовыми рулями реактивного двигателя или тягой между парами двигателей, которые создают угловое вращение КА с угловой скоростью $V_\varphi(t)$, стремя угловое рассогласование $\epsilon_\varphi(t)$ к нулю.

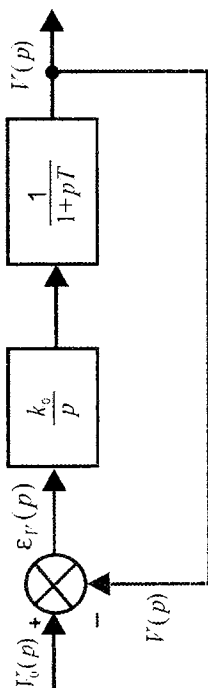


Рис. 14. Структурная схема контура управления КА по скорости

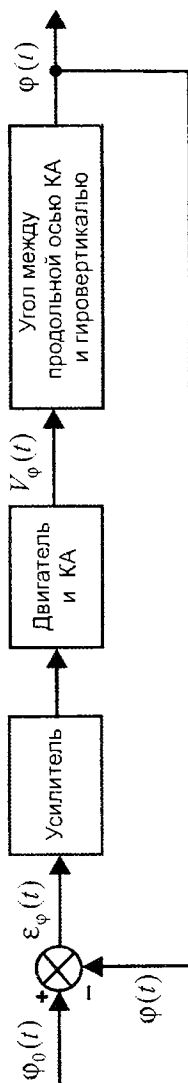


Рис. 15. Функциональная схема контура управления по углу продольной оси КА

Структурная схема контура управления КА по угловым координатам показана на рис. 16, где передаточная функция двигателя и КА принята равной $1/(1 + pT_{yr})$, а $\varphi(p) = V_\varphi(p)/p$.

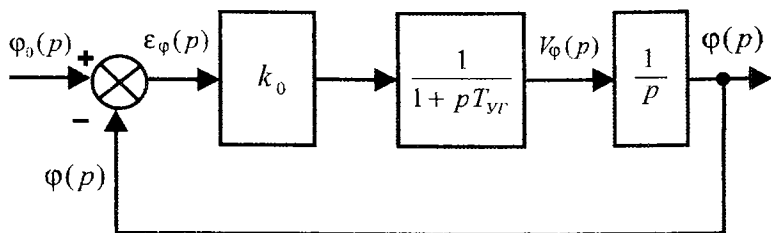


Рис. 16. Структурная схема контура управления угловым положением продольной оси КА

Аналогичная структурная схема управления может быть получена и для контура управления угловым положением продольной оси КА относительно вектора скорости КА, которое вычисляется по разности доплеровских частот в наклонных лучах радиолокатора.

Итак, мы получили, что все выше рассмотренные контуры управления КА описываются одной и той же структурной схемой по типу рис. 12, которая является структурно-устойчивой. Принимая эту модель управления, определим её основные характеристики.

Изобразим структурную схему рис. 12 в виде, показанном на рис. 17, где $K(p) = k_0/p(1 + pT)$. Из рис. 17 следует, что справедливо равенство $[r_0(p) - r(p)]K(p) = r(p)$.

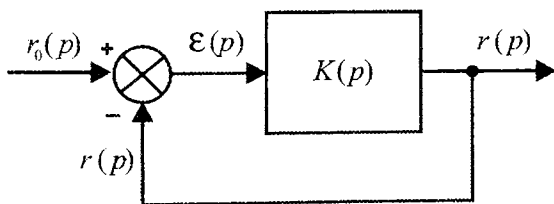


Рис. 17. Структурная схема контура управления КА по дальности

Отсюда передаточная функция контура управления есть:

$$H(p) = \frac{r(p)}{r_0(p)} = \frac{K(p)}{1 + K(p)}.$$

Передаточная функция по сигналу ошибки $\varepsilon_r(p)$ равна:

$$Y(p) = \frac{\varepsilon_r(p)}{r_0(p)} = \frac{1}{1 + K(p)} = 1 - H(p).$$

Как известно, характеристики следящей системы выбираются по результатам анализа отклика системы на воздействие скачка входного параметра $r_0(t)$ и белого шума.

Передаточная функция $H(p)$ равна:

$$H(p) = \frac{K(p)}{1 + K(p)} = \frac{k_0}{p^2 T + p + k_0} = \frac{k_0}{T} \cdot \frac{1}{p^2 + \frac{p}{T} + \frac{k_0}{T}}.$$

При воздействии скачка $r_0(t) = \Delta r$ имеем $r_0(p) = \Delta r/p$ и получаем:

$$\begin{aligned} r(p) &= \frac{\Delta r}{p} H(p) = \Delta r \frac{k_0}{T} \cdot \frac{1}{p \left(p^2 + \frac{p}{T} + \frac{k_0}{T} \right)} = \\ &= \Delta r \frac{k_0}{T} \cdot \frac{1}{p \left[\left(p + \frac{1}{2T} \right)^2 + \frac{k_0}{T} - \frac{1}{4T^2} \right]} = \\ &= \Delta r \frac{k_0}{T} \cdot \frac{1}{p \left[\left(p + \frac{1}{2T} \right)^2 + \frac{4k_0 T - 1}{4T^2} \right]} = \Delta r \frac{k_0}{T} \cdot \frac{1}{p \left[(p+b)^2 + a^2 \right]}, \end{aligned}$$

где

$$b = \frac{1}{2T}, \quad a^2 = \frac{4k_0 T - 1}{4T^2}, \quad 4k_0 T - 1 \geq 0.$$

Изображению $\frac{1}{p[(p+b)^2+a^2]}$ соответствует оригинал [48]:

$$\frac{1}{a^2+b^2} \left[1 - e^{-bt} \left(\cos at + \frac{b}{a} \sin at \right) \right].$$

В итоге получим

$$r(t) = \Delta r \left[1 - e^{-t/2T} \left(\cos at + \frac{1}{\sqrt{4k_0T-1}} \sin at \right) \right];$$

$$\varepsilon_r(t) = \Delta r e^{-t/2T} \left(\cos at + \frac{1}{\sqrt{4k_0T-1}} \sin at \right).$$

Для случая $4k_0T=1$ имеем:

$$r(t) = \Delta r \left[1 - e^{-t/2T} \left(1 + \frac{t}{2T} \right) \right] = \Delta r \left[1 - e^{-2k_0t} (1 + 2k_0t) \right];$$

$$\varepsilon_r(t) = \Delta r e^{-t/2T} \left(1 + \frac{t}{2T} \right) = \Delta r e^{-2k_0t} (1 + 2k_0t).$$

Для $4k_0T < 0$ получим:

$$\begin{aligned} r(p) &= \Delta r \frac{k_0}{T} \cdot \frac{1}{p \left[\left(p + \frac{1}{2T} \right)^2 - \left(\frac{1-4k_0T}{4T^2} \right) \right]} = \\ &= \Delta r \frac{k_0}{T} \cdot \frac{1}{p \left[p + \frac{1}{2T} + \frac{\sqrt{1-4k_0T}}{2T} \right] \left[p + \frac{1}{2T} - \frac{\sqrt{1-4k_0T}}{2T} \right]} = \\ &= \Delta r \frac{k_0}{T} \frac{1}{p(p+\alpha)(p+\beta)}, \end{aligned}$$

$$\text{где } \alpha = \frac{1+\sqrt{1-4k_0T}}{2T}, \quad \beta = \frac{1-\sqrt{1-4k_0T}}{2T}.$$

Изображению $\frac{1}{p(p+\alpha)(p+\beta)}$ соответствует оригинал [48]:

$$\frac{1}{\alpha\beta} \left(1 + \frac{\beta}{\alpha-\beta} e^{-\alpha t} - \frac{\alpha}{\alpha-\beta} e^{-\beta t} \right).$$

В итоге получаем:

$$r(t) = \Delta r \left(1 + \frac{1 - \sqrt{1 - 4k_0 T}}{2\sqrt{1 - 4k_0 T}} e^{-\frac{1 + \sqrt{1 - 4k_0 T}}{2T} t} - \right. \\ \left. - \frac{1 + \sqrt{1 - 4k_0 T}}{2\sqrt{1 - 4k_0 T}} e^{-\frac{1 - \sqrt{1 - 4k_0 T}}{2T} t} \right).$$

На рис. 18 представлены кривые $r(t)$ для различных значений параметра $4k_0 T$ для оценки динамических свойств контура управления КА.

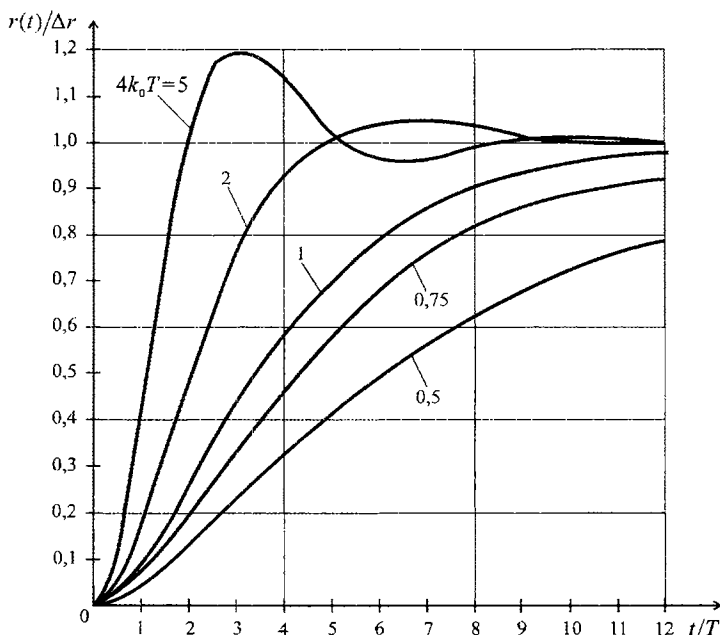


Рис. 18. Реакция контура управления КА по дальности на скачок дальности Δr

Принято, что постоянная времени двигательной установки и КА $T = \text{const}$, а изменение параметра $4k_0 T$ производится изменением коэффициента усиления петли обратной связи k_0 .

Кривые рис. 18 показывают, что с увеличением параметра $4k_0 T$ быстродействие контура управления КА увеличивается при фиксированной постоянной времени T звена двигатель-КА, что благоприятно. Можно считать, что значение параметра $4k_0 T$ должно лежать в области $4k_0 T = 2-5$.

Под постоянной времени T_K контура управления принято считать интервал времени, при котором переходный процесс достигает величины 0,9 от установившегося значения. При $4k_0 T = 2$ из рис. 18 следует, что $T_K/T = 4$. Заменяя $T = 1/2 k_0$, получим $T_K = 2/k_0$. Аналогичный результат $T_K = 2/k_0$ справедлив и для других значений параметра $4k_0 T$.

Для оценки влияния шумов на контур управления КА необходимо знать его полосу пропускания. Заменяя в передаточной функции контура управления $H(p)$ параметр p на $p = j\omega$ получаем квадрат АЧХ контура управления $|H(j\omega)|^2 = G(\omega)$. При этом $G(0) = 1$. Определим шумовую полосу контура управления как ширину прямоугольника с высотой равной единице, площадь которого равна площади под кривой $G(\omega)$.

Шумовую полосу будем определять в Герцах как $\Delta F_{\text{ш}}$:

$$\Delta F_{\text{ш}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} G(\omega) d\omega.$$

Для передаточной функции $H(p) = k_0 / (p^2 T + p + k_0)$ получим:

$$\begin{aligned} |H(j\omega)|^2 = G(\omega) &= \frac{k_0^2}{\omega^2 + (k_0 - \omega^2 T)^2} = \frac{k_0^2}{\omega^4 T^2 + \omega^2 (1 - 2k_0 T) + k_0^2} = \\ &= \frac{k_0^2}{\left(\omega^2 T + \frac{1 - 2k_0 T}{2T}\right)^2 + k_0^2 - \left(\frac{1 - 2k_0 T}{2T}\right)^2} = \end{aligned}$$

$$= \frac{(k_0/T)^2}{\left(\omega^2 + \frac{1-2k_0T}{2T^2}\right)^2 + \frac{4k_0T-1}{4T^4}} = \frac{(k_0/T)^2}{(\omega^2 + b^2)^2 + c^2},$$

где

$$b^2 = \frac{1-2k_0T}{2T^2}, \quad c^2 = \frac{4k_0T-1}{4T^4}, \quad 4k_0T \geq 1.$$

Шумовая полоса $\Delta F_{\text{ш}}$ равна:

$$\Delta F_{\text{ш}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty G(\omega) d\omega = \frac{k_0^2}{2\pi T^2} \int_0^\infty \frac{d\omega}{(\omega^2 + b^2)^2 + c^2}.$$

Из [46] значение интеграла равно:

$$\int_0^\infty \frac{dx}{(x^2 + b^2)^2 + c^2} = \frac{\pi B}{2c\sqrt{b^4 + c^2}},$$

где $2B^2 = \sqrt{b^4 + c^2} - b^2$.

Имеем $\sqrt{b^4 + c^2} = \frac{k_0}{T}$, $B = \frac{\sqrt{4k_0T-1}}{2T}$, $\frac{B}{c} = T$.

В итоге получаем $\Delta F_{\text{ш}} = k_0/4$.

Для $4k_0T < 0$ можно записать:

$$\begin{aligned} G(\omega) &= \frac{k_0^2}{\left(\omega^2 T + \frac{1-2k_0T}{2T}\right)^2 - \frac{1-4k_0T}{4T^2}} = \\ &= \frac{(k_0/T)^2}{\left(\omega^2 + \frac{1-2k_0T + \sqrt{1-4k_0T}}{2T^2}\right)\left(\omega^2 + \frac{1-2k_0T - \sqrt{1-4k_0T}}{2T^2}\right)} = \\ &= \frac{(k_0/T)^2}{(\omega^2 + \alpha^2)(\omega^2 + \beta^2)}, \end{aligned}$$

где $\alpha^2 = \frac{1-2k_0T + \sqrt{1-4k_0T}}{2T^2}$, $\beta^2 = \frac{1-2k_0T - \sqrt{1-4k_0T}}{2T^2}$.

Для вычисления $\Delta F_{\text{ш}}$ воспользуемся значением интеграла [47]

$$\int_0^{\infty} \frac{dx}{(x^2 + \alpha^2)(x^2 + \beta^2)} = \frac{\pi}{2\alpha\beta(\alpha + \beta)}.$$

Имеем $\alpha\beta = k_0/T$, $(\alpha + \beta)^2 = 1/T^2$, $\alpha + \beta = 1/T$.

В итоге получаем:

$$\Delta F_{\text{ш}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} G(\omega) d\omega = \frac{k_0}{4}.$$

Таким образом, для любых значений $4k_0T$ шумовая полоса контура управления равна $\Delta F_{\text{ш}} = k_0/4$ и не зависит от постоянной времени T . Также справедливо важное равенство $\Delta F_{\text{ш}} = 1/2T_K$. Определим форму амплитудно-частотной характеристики контура управления КА.

$$\begin{aligned} |H(j\omega)|^2 = G(\omega) &= \frac{k_0^2}{\omega^2 + (k_0 - \omega^2 T)^2} = \frac{1}{1 + \omega^2 \left(\frac{1 - 2k_0 T}{k_0^2} \right) + \omega^4 \left(\frac{T}{k_0} \right)^2} = \\ &= \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{k_0} \right)^2 (1 - 2k_0 T) + \left(\frac{\omega}{k_0} \right)^4 (k_0 T)^2} = \\ &= \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\frac{\pi}{2} k_0} \right)^2 \left(\frac{\pi}{2} \right)^2 (1 - 2k_0 T) + \left(\frac{\omega}{\frac{\pi}{2} k_0} \right)^4 \left(\frac{\pi}{2} \right)^4 (k_0 T)^2}. \end{aligned}$$

Обозначим $x = \frac{\omega}{\frac{\pi}{2} k_0} = \frac{F}{\Delta F_{\text{ш}}}$.

Получим

$$G(x) = \frac{1}{1 + x^2 \left(\frac{\pi}{2} \right)^2 (1 - 2k_0 T) + x^4 \left(\frac{\pi}{2} \right)^4 (k_0 T)^2}.$$

Кривые $G(x)$ для различных значений параметра $4k_0T$ показаны на рис. 19. Из рис. 19 следует, что наименьшие частотные искажения входного воздействия создаёт АЧХ при $4k_0T = 2$.

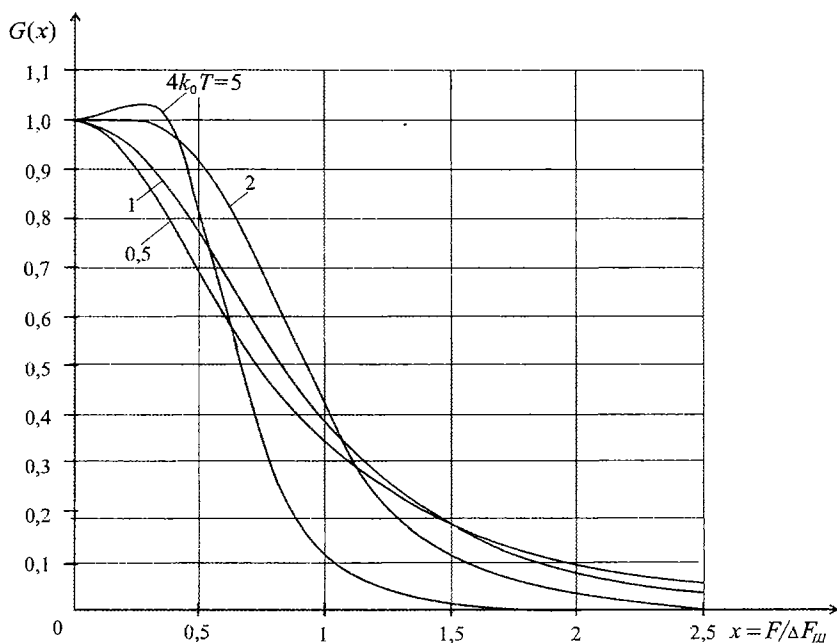


Рис. 19. Квадрат амплитудно-частотной характеристики контура управления КА по дальности

Крутизна спада АЧХ для $4k_0T = 2 \div 5$ составляет величину 10–13 дБ на октаву.

Корреляционная функция управляющего сигнала

Для определения ошибки дискретизации управляющего сигнала и интервала времени T_0 обновления радиолокационной информации (выражение (1)) необходимо определить корреляционную функцию управляющего воздействия.

Ограничимся рассмотрением наиболее интересного случая, когда параметр $4k_0T \geq 1$. Корреляционная функция управляю-

щего сигнала определяется выражением:

$$K(\tau) = \int_0^{\infty} G(F) \cos(2\pi F\tau) dF = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} G(\omega) \cos(\omega\tau) d\omega,$$

где $G(\omega)$ есть спектр мощности флюктуационного управляющего воздействия, прошедшего через контур управления КА с квадратом амплитудно-частотной характеристики $G(\omega) = |H(j\omega)|^2$.

Коэффициент корреляции $R(\tau)$ есть:

$$R(\tau) = \frac{K(\tau)}{K(0)} = \frac{\int_0^{\infty} G(\omega) \cos(\omega\tau) d\omega}{\int_0^{\infty} G(\omega) d\omega},$$

где ранее было найдено, что $K(0) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} G(\omega) d\omega = \Delta F_{\text{ш}} = \frac{k_0}{4}$.

Используя ранее полученное выражение

$$G(\omega) = \frac{(k_0/T)^2}{\left(\omega^2 + \frac{1-2k_0T}{2T^2}\right)^2 + \frac{4k_0T-1}{4T^4}},$$

получим

$$K(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{(k_0/T)^2 \cos(\omega\tau) d\omega}{\left(\omega^2 + \frac{1-2k_0T}{2T^2}\right)^2 + \frac{4k_0T-1}{4T^4}} = \frac{k_0^2}{2\pi T^2} \int_0^{\infty} \frac{\cos(ax) dx}{(x^2 + b^2)^2 + c^2},$$

где $a = \tau$, $\omega = x$, $b^2 = \frac{1-2k_0T}{2T^2}$, $c^2 = \frac{4k_0T-1}{4T^4}$.

Из [46] значение интеграла равно:

$$\int_0^{\infty} \frac{\cos(ax) dx}{(x^2 + b^2)^2 + c^2} = \frac{\pi}{2c} \frac{e^{-aA} [B \cos(aB) + A \sin(aB)]}{\sqrt{b^4 + c^2}},$$

где $2A^2 = \sqrt{b^4 + c^2} + b^2$, $2B^2 = \sqrt{b^4 + c^2} - b^2$.

Имеем $\sqrt{b^4 + c^2} = \frac{k_0}{T}$, $A = \frac{1}{2T}$, $B = \frac{\sqrt{4k_0T-1}}{2T}$.

В результате получим

$$R(\tau) = e^{-\tau/2T} \left[\cos \left(\frac{\sqrt{4k_0T-1}}{2T} \tau \right) + \frac{1}{\sqrt{4k_0T-1}} \sin \left(\frac{\sqrt{4k_0T-1}}{2T} \tau \right) \right].$$

В частных случаях имеем:

- для $4k_0T = 1$

$$R(\tau) = e^{-\tau/2T} (1 + \tau/T),$$

- для $4k_0T = 2$

$$R(\tau) = e^{-\tau/2T} \left[\cos \left(\frac{\tau}{2T} \right) + \sin \left(\frac{\tau}{2T} \right) \right],$$

- для $4k_0T = 5$

$$R(\tau) = e^{-\tau/2T} \left(\cos \frac{\tau}{T} + \frac{1}{2} \sin \frac{\tau}{T} \right).$$

На рис. 20 представлены кривые коэффициента корреляции и его параболической аппроксимации (пунктирные линии).

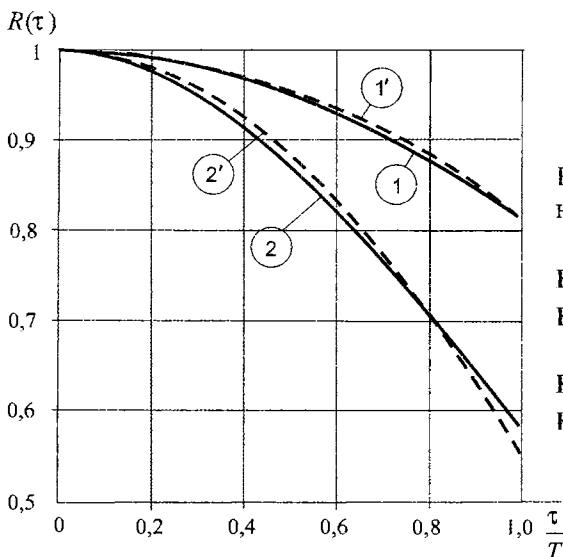


Рис. 20. Корреляционная функция управляющего сигнала:

Кривая 1 — для $4k_0T = 2$

Кривая 1' — для $R(\tau) \approx 1 - 0,18(\tau/T)^2$

Кривая 2 — для $4k_0T = 5$

Кривая 2' — для $R(\tau) \approx 1 - 0,45(\tau/T)^2$

Для вычисления ошибки дискретизации ϵ_d управляющего сигнала используем выражение (1), в котором τ меняется от нуля до $\tau = T_0$. Ниже мы получим, что для малых значений ошибки дискретизации справедливо условие $T_0/T < 1$, так что нас будет интересовать поведение коэффициента корреляции в области $\tau/T < 1$ (рис. 20).

Для случая $4k_0T = 2$ получим:

$$\epsilon_d^2 = 2 \left[1 - \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} R(\tau) d\tau \right] = 2 \left[1 - \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} 1 - 0,18 \left(\frac{\tau}{T} \right)^2 d\tau \right] = 0,12 \left(\frac{T_0}{T} \right)^2.$$

Отсюда получаем $\epsilon_d = 0,35 T_0/T$. Положим, что величина ϵ_d не должна превышать значение $\epsilon_d = 3\%$. Тогда $T_0 \leq 0,086 T$. Полагая, что постоянная времени звена контура управления «двигатель—КА» составляет величину порядка $T = 3$ с, получаем $T_0 \leq 0,26$ с.

В дальнейшем полагаем, что интервал времени обновления радиолокационной информации равен $T_0 = 0,2$ с.

1.5. Влияние факела тормозной двигательной установки на работу радиоканалов измерения дальности и скорости КА

При работе реактивного двигателя из его сопла истекает со сверхзвуковой скоростью газовая струя, которая в вакууме быстро расширяется. За счёт высокой температуры струя представляет собой ионизированную турбулентную плазму, содержащую свободные электроны, ионы и нейтральные частицы. При работе радиолокатора радиосигнал проходит через плазму, испытывая при этом флуктуации амплитуды, фазы, рассеяние и поглощение. Анализ показывает, что в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн необходимо учитывать только поглощение и рассеяние радиосигнала, остальными эффектами можно пренебречь.

Результаты обширных теоретических и экспериментальных работ по изучению радиофизических характеристик факела реактивных двигателей в атмосфере Земли изложены в рабо-

те [10]. Мы используем эти результаты для случая больших высот полёта ракеты, когда можно считать, что истечение газовой струи происходит в вакуум.

Поглощение радиосигнала в ионизированной среде определяется двумя параметрами: электронной концентрацией N_e эл/м³ и частотой столкновения электронов с ионами и нейтральными частицами ν . На рис. 21 [10] представлена радиофизическая модель высотного факела реактивного двигателя в зависимости от отношения расстояния z факела от сопла вдоль продольной оси КА к радиусу ρ_c среза сопла двигателя.

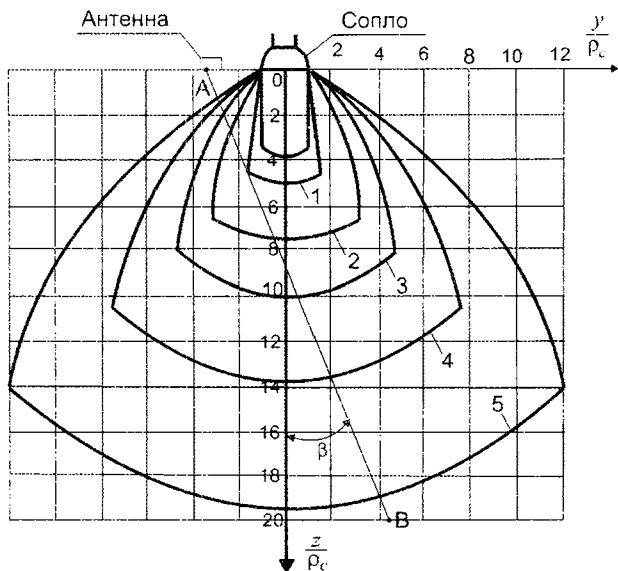


Рис. 21. Линии постоянных значений числа столкновений электронов с ионами и нейтральными молекулами в секунду ν и электронной концентрации N_e эл/м³ в факеле двигателя (ρ_c есть радиус среза сопла двигателя):

- | | | | |
|-----------|------------------------------|----------------------------|-----------------------|
| Кривая 1: | $\nu = 1,3 \times 10^{10}$, | $N_e = 1,5 \times 10^{15}$ | при $z/\rho_c = 5,46$ |
| Кривая 2: | $\nu = 5,0 \times 10^9$, | $N_e = 5,0 \times 10^{14}$ | при $z/\rho_c = 7,4$ |
| Кривая 3: | $\nu = 2,0 \times 10^9$, | $N_e = 2,0 \times 10^{14}$ | при $z/\rho_c = 10$ |
| Кривая 4: | $\nu = 7,0 \times 10^8$, | $N_e = 1,0 \times 10^{14}$ | при $z/\rho_c = 13,7$ |
| Кривая 5: | $\nu = 3,0 \times 10^8$, | $N_e = 4,0 \times 10^{13}$ | при $z/\rho_c = 19,4$ |

Напряжённость поля электромагнитной волны, прошедшей элементарный отрезок пути dz в поглощающей среде, определяется выражением:

$$E = E_0 e^{-\delta dz},$$

где δ — коэффициент поглощения.

Уменьшение напряжённости поля есть $E_0/E = e^{\delta dz}$. Величина уменьшения (поглощения) сигнала в децибелах равна $20 \lg(e^{\delta dz}) = 8,686 \delta dz$, а поглощение сигнала в дБ/м есть $\gamma = 8,686 \delta$.

Величина потерь сигнала за счёт его поглощения вдоль пути z есть:

$$L = \int_z \gamma(z) dz.$$

Коэффициент поглощения δ определяется выражением [10]:

$$\delta = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\frac{1}{2} \left[-\epsilon + \sqrt{\epsilon^2 + (60 \lambda \sigma_{\text{и}})^2} \right]},$$

где ϵ — относительная диэлектрическая постоянная ионизированного газа; $\sigma_{\text{и}}$ — удельная электрическая проводимость газа, сим/м;

$$\epsilon = 1 - 3190 \frac{N_e}{\omega^2 + \nu^2}; \quad \sigma_{\text{и}} = 2,82 \cdot 10^{-8} \frac{N_e \nu}{\omega^2 + \nu^2},$$

где ω — круговая частота сигнала.

Для величин N_e и ν , приведённых на рис. 21, и длин волн $\lambda < 1$ м имеем $\epsilon \approx 1$; $60 \lambda \sigma_{\text{и}} \ll 1$ и $\delta = 60 \pi \sigma_{\text{и}}$.

В итоге получаем:

$$\gamma \text{ дБ/м} = 4,62 \cdot 10^{-5} \frac{N_e \nu}{\omega^2 + \nu^2}.$$

На рис. 21 показано некоторое положение антенны радиолокатора относительно сопла реактивного двигателя с расстоянием между краями антенны и двигателя порядка $2\rho_c$ и направлением узких лучей радиолокатора относительно продольной оси КА в виде прямой АВ под углом $\beta = 20^\circ$. Этот угол равен строительным углам узких лучей радиолокатора относи-

тельно продольной оси КА, а также примерно половине ширины диаграммы направленности антенны радиовысотомера на частоте 4,2 ГГц комплекса ДИСД-РВ. Поглощение радиосигнала в ионизированной плазме факела двигателя на частоте 4,2 ГГц намного больше поглощения радиосигнала на частоте 44 ГГц в узких лучах радиолокатора, поэтому вначале найдём поглощение радиосигнала в направлении линии АВ (рис. 21) на частоте 4,2 ГГц.

Кривая удельного поглощения радиосигнала γ дБ/м в зависимости от нормированного расстояния z/ρ_c (рис. 22)

может быть построена по отдельным точкам на основании приведённых на рис. 21 значений N_e и ν и последующей интерполяции, однако нам необходимо иметь аналитическое выражение для $\gamma(z/\rho_c)$ для вычисления результирующих потерь сигнала L .

Примем гипотезу о том, что при расширении факела при увеличении расстояния z/ρ_c число частиц (электронов, ионов и нейтральных частиц) в расширяющемся объёме не изменится.

Тогда для значения z/ρ_c от 5,4 (координата максимума функции $\gamma(z/\rho_c)$) до бесконечности можно записать:

$$\nu = 1,3 \cdot 10^{10} \left(\frac{5,46}{z/\rho_c} \right)^3; \quad N_e = 1,5 \cdot 10^{15} \left(\frac{5,46}{z/\rho_c} \right)^3. \quad (2)$$

Вычисленные по этим формулам значения ν и N_e практически совпадают с приведенными на рис. 21 значениями ν и N_e в отдельных точках z/ρ_c , что подтверждает справедливость вышеуказанной гипотезы.

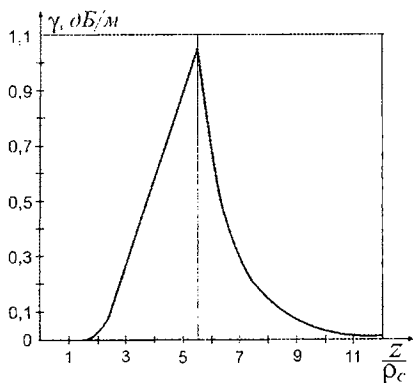


Рис. 22. Удельное поглощение радиосигнала вдоль оси факела двигателя z на частоте 4,2 ГГц

Для $z/\rho_c \geq 5,46$ получаем:

$$\gamma \text{ дБ/м} = 4,62 \cdot 10^{-5} \left(\frac{N_e v}{\omega^2 + v^2} \right) = \frac{4,62 \cdot 10^{-5}}{\omega^2} \left(\frac{N_e v}{1 + v^2/\omega^2} \right).$$

При $z/\rho_c \geq 5,46$ выполняется условие $(v/\omega)^2 \ll 1$ и полученное выражение показывает явную зависимость поглощения радиосигнала в плазме от частоты радиосигнала $\omega = 2\pi f$.

Для частоты радиосигнала $f = 4,2$ ГГц получаем из (2):

$$\gamma \text{ дБ/м} = 1,29 \left(\frac{5,46}{z/\rho_c} \right)^6 \left(\frac{1}{1 + v^2/6,96 \cdot 10^{20}} \right),$$

где v берётся согласно выражению (2).

Полученное выражение для γ при $z/\rho_c \geq 5,46$ представлено на рис. 22. Значения γ в области z/ρ_c от нуля до $z/\rho_c \geq 5,46$ получены из графиков рис. 21 и также представлены на рис. 22.

Суммируя потери сигнала в направлении от радиолокатора к поверхности Луны и в обратном направлении, можно записать суммарное поглощение радиосигнала вдоль пути АВ рис. 21 следующим образом, обозначив $x = z/\rho_c$:

$$L = \frac{2}{\cos \beta} \int_0^\infty \gamma(z/\rho_c) dz = \frac{2\rho_c}{\cos \beta} \int_0^\infty \gamma(x) dx.$$

Положим

$$\gamma(x) = \begin{cases} 0,3x - 0,6 & 2 \leq x \leq 5,46 \\ 1,29 \left(\frac{5,46}{x} \right)^6 & x \geq 5,46 \end{cases}$$

где было принято $(v/\omega)^2 \ll 1$.

Тогда

$$L = \frac{2\rho_c}{\cos \beta} \left(\int_2^{5,46} (0,3x - 0,6) dx + 1,29 \cdot 5,46^6 \int_{5,46}^\infty \frac{dx}{x^6} \right).$$

Полагая $\beta = 20^\circ$, получим $L = 6,8\rho_c$ дБ.

Тормозная двигательная установка состоит из нескольких реактивных двигателей с радиусом сопла 10—20 см каждый

в зависимости от типа КА. Полагая эквивалентный радиус сопла тормозной двигательной установки из четырёх двигателей $\rho_c = 0,4$ м, получим $L = 2,7$ дБ. Для частоты радиосигнала 44 ГГц поглощение радиосигнала будет на 20 дБ меньше по сравнению с частотой 4,2 ГГц.

В результате можно сделать следующий вывод: при расположении антенны комплекса ДИСД-РВ таким образом, что край антенны будет отстоять от края сопла двигателя на расстояние не менее диаметра сопла, влиянием факела двигателя на поглощение радиосигнала с частотами 4,2÷44 ГГц можно пренебречь.

1.6. Влияние пылевого облака, возникающего при посадке КА, на характеристики радиосигнала

При посадке КА на поверхность Луны всегда образуется пылевое или газопылевое облако в результате воздействия факела реактивного двигателя на подстилающую поверхность. Поскольку эффективная протяжённость факела двигателя невелика (рис. 21) следует предположить, что влияние пылевого облака может сказываться на высотах КА порядка единиц метров.

Опубликованные данные по характеристикам пылевого облака и его влиянию на характеристики радиолокатора отсутствуют. Известно лишь, что практически во всех лунных миссиях радиолокаторы выключались до возможного появления пылевого облака и посадка КА на последних метрах производилась по прогнозным значениям высоты и скорости КА.

Пылевое облако может привести к поглощению радиосигнала и к появлению ложных отражённых сигналов, приводящих к неверным измерениям дальности. Априори поглощение радиосигнала в пылевом облаке не кажется опасным, поскольку на малых высотах имеется большой запас по энергетике измерительных каналов. При максимальной высоте КА 5000 м и рассматриваемой высоте 20 м и ниже этот запас составит около 50 дБ.

Поглощение радиосигнала в пылевом облаке

Пусть N есть число пылевых частиц в 1 м^3 , σ_{Π} — эффективное сечение поглощения одной частицы. При прохождении сигналом отрезка пути Δz поток мощности радиосигнала через 1 м^3 равен:

$$P = P_0 e^{-N\sigma_{\Pi}\Delta z},$$

где P_0 — поток мощности радиосигнала на входе поглощающей среды.

Отсюда ослабление сигнала на пути Δz есть $P_0/P = e^{N\sigma_{\Pi}\Delta z}$ и в дБ/м равно ($\Delta z = 1 \text{ м}$)

$$\gamma_{\Pi} = 10 \lg(e^{N\sigma_{\Pi}}) = 4,34 N\sigma_{\Pi}.$$

Пылевое облако будем характеризовать массой частиц m в граммах в 1 м^3 облака; $m = NV_0\rho$, где $V_0 = \pi d^3/6$ есть объём одной частицы, которую для удобства примем шаровой, $\rho \text{ г/см}^3$ есть удельный вес вещества частицы.

Выражая удельный вес вещества в г/м^3 как $\rho \cdot 10^6$, получим массу одной частицы в граммах

$$V_0\rho \cdot 10^6 = \frac{\pi d^3}{6} \rho \cdot 10^6 \quad \text{и} \quad m = N \frac{\pi d^3}{6} \rho \cdot 10^6.$$

Обозначим погонный массовый коэффициент поглощения сигнала как $\gamma_{\Pi\text{м}} = \gamma_{\Pi}/m$, который будет равен:

$$\gamma_{\Pi\text{м}} = \frac{4,34 \sigma_{\Pi}}{(\pi d^3/6) \rho \cdot 10^6}.$$

Выражение для γ_{Π} можно записать как

$$\gamma_{\Pi} = m\gamma_{\Pi\text{м}} = \frac{4,34 \sigma_{\Pi} m}{(\pi d^3/6) \rho \cdot 10^6}.$$

В этом выражении отношение m/ρ одинаково для ускорения силы тяжести Луны и Земли, поэтому для численных расчётов будем использовать отношение m/ρ для условий Земли.

Сечение поглощения пылевой частицы определяется выражением [11]:

$$\sigma_{\Pi} = \frac{3\pi^2 d^3 \operatorname{tg} \delta}{\lambda \varepsilon \left[\left(1 + \frac{2}{\varepsilon}\right)^2 + \operatorname{tg}^2 \delta \right]},$$

где ε — относительная диэлектрическая постоянная вещества; $\operatorname{tg} \delta$ — тангенс угла потерь вещества; λ — длина волны радиосигнала;

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{60 \sigma_{\Pi} \lambda}{\varepsilon},$$

где σ_{Π} — электрическая проводимость материала вещества; для $\lambda < 1 \text{ м}$ $\operatorname{tg} \delta \ll 1$.

Тогда

$$\sigma_{\Pi} = \frac{3\pi^2 d^3 \varepsilon \operatorname{tg} \delta}{\lambda (\varepsilon + 2)^2} = \frac{180 \pi^2 d^3}{(\varepsilon + 2)^2} \sigma_{\Pi}.$$

Используя полученные выражения для σ_{Π} и m , получим:

$$\gamma_{\Pi\text{М}} = \frac{\gamma_{\Pi}}{m} = \frac{0,0147 \sigma_{\Pi}}{\rho (\varepsilon + 2)^2}.$$

Это выражение не зависит от размера частиц d . Полагая для земных условий значение удельного веса материала пыли $\rho = 2,5 \text{ г/см}^3$ и значение $\varepsilon = 1,5$ для Луны [4], получим:

$$\gamma_{\Pi\text{М}} = 4,8 \cdot 10^{-4} \sigma_{\Pi}, \quad \frac{\text{дБ/м}}{\text{г/м}^3}.$$

Используя кривые для проводимости сухого грунта в зависимости от частоты радиосигнала, приведённые в [36], получаем график погонного массового коэффициента поглощения радиосигнала в пылевом облаке $\gamma_{\Pi\text{М}}$, который приведен на рис. 23. С учётом пути распространения радиосигнала от КА до поверхности Луны и обратно поглощение радиосигнала составит величину $L = 2 \gamma_{\Pi\text{М}} m z_{\text{Э}} / \cos \beta$ дБ, где $\beta = 20^\circ$, $z_{\text{Э}}$ — эквивалентная толщина пылевого облака. Из рис. 23 для частоты 44 ГГц получаем $\gamma_{\Pi\text{М}} = 2,86 \cdot 10^{-4}$ и $L = 6,08 \cdot 10^{-4} m z_{\text{Э}}$ дБ.

Для вычисления поглощения радиосигнала L необходимо знать геометрическую форму пылевого облака (z_3) и массу частиц пыли в единице объёма, по которым данные отсутствуют. Поэтому сделаем некоторые предположения для наихудшего сценария.

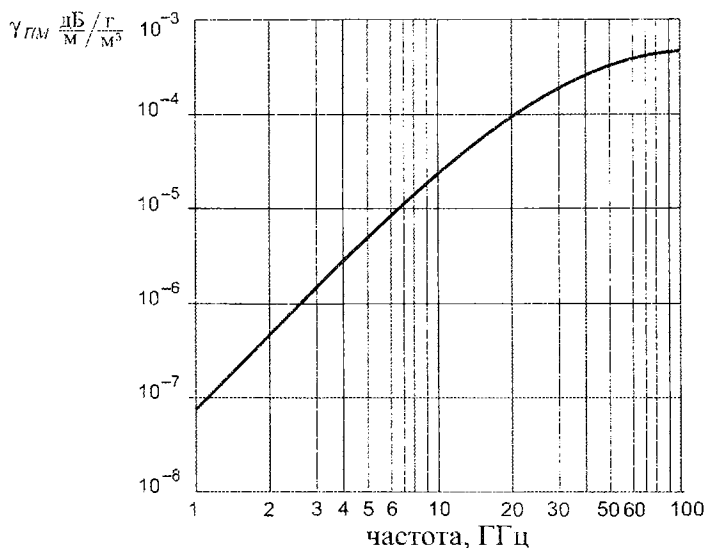


Рис. 23. Погонный массовый коэффициент поглощения радиосигнала в пылевом облаке

Из [35] наиболее сильные пылевые бури, наблюдаемые в торнадо на Земле, имеют величину m не превышающую $m = 50 \text{ г/м}^3$. Примем эту величину для расчётов. Толщина пылевого облака z_3 от поверхности Луны до КА не может превышать длину факела реактивного двигателя. Отсюда $z_3 \leq 20 \rho_c$, где радиус сопла $\rho_c = 0,2 \text{ м}$. Тогда $z_3 \leq 4 \text{ м}$. В итоге получаем оценку $L \leq 0,12 \text{ дБ}$ и делаем вывод о том, что ослаблением радиосигнала в пылевом облаке можно пренебречь.

Удельная ЭПР пылевого облака

Будем сравнивать удельную ЭПР пылевого облака с удельной ЭПР поверхности Луны. Удельная ЭПР поверхности Луны

определяет мощность полезного отражённого сигнала. Как будет показано в главе 4 эта удельная ЭПР равна минус 12 дБ. Удельная ЭПР пылевого облака есть ЭПР столба пылевого облака сечением 1 м^2 и высотой, равной разрешающей способности радиолокатора по дальности. Эта удельная ЭПР определяет мощность мешающего сигнала.

Примем, что разрешающая способность радиолокатора по дальности равна $0,5 \text{ м}$. Тогда удельная ЭПР помехи будет определяться отражениями пылевых частиц в объёме $V_{\text{отр}} = 0,5 \text{ м}^3$.

Удельная ЭПР помехи определяется выражением $\sigma_0 = NV_{\text{отр}}\sigma_1$, где N — число частиц пыли в 1 м^3 ; σ_1 — сечение отражения или ЭПР одной частицы.

В свою очередь, $N = m/V_0\rho$, где m — масса частиц в 1 м^3 ; V_0 — объём одной частицы; ρ г/см³ — удельный вес вещества пыли; $V_0\rho$ — масса одной частицы.

Примем, что частица пыли представляет собой шар диаметром d и объёмом $V_0 = \pi d^3/6$. В выражении для N отношение m/ρ для Луны совпадает с величиной m/ρ для Земли, поэтому будем использовать значения m и ρ , принятые для Земли.

Размер пылевых частиц лежит в пределах $100\ldots 200 \text{ мкм}$. Принимаем $d = 0,02 \text{ см}$. Тогда при $\rho = 2,5 \text{ г/см}^3$ масса одной частицы равна $V_0\rho = 1,047 \cdot 10^{-5} \text{ г}$.

Массовая удельная ЭПР помехи от пылевого облака будет равна:

$$\frac{\sigma_0}{m} = \frac{NV_{\text{отр}}\sigma_1}{m} = \frac{V_{\text{отр}}\sigma_1}{V_0\rho} = 4,78 \cdot 10^4 \sigma_1 \frac{\text{м}^2}{\text{г/м}^3},$$

где $V_{\text{отр}} = 0,5 \text{ м}^3$.

ЭПР одной частицы как диэлектрического шара даётся известным выражением:

$$\sigma_1 = \frac{\pi^5 d^6 (\epsilon - 1)^2}{\lambda^4 (\epsilon + 2)^2}.$$

Для вещества Луны $\epsilon = 1,5$.

Принимая $d = 2 \cdot 10^{-4} \text{ м}$, $\lambda = 6,8 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ (частота 44 ГГц), получим $\sigma_1 = 1,83 \cdot 10^{-13}$ и $\sigma_0/m = 8,75 \cdot 10^{-9}$.

Далее полагая для одного реактивного двигателя $m \leq 50 \text{ г/м}^3$, получим для четырех одновременно работающих двигателей с $m \leq 200 \text{ г/м}^3$

$$\sigma_0 = 1,75 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2 = -57,6 \text{ дБ}$$

($\sigma_0 = -78 \text{ дБ}$ для частоты $4,2 \text{ ГГц}$).

Отношение сигнал—помеха на частоте 44 ГГц будет равно при удельной ЭПР сигнала $\sigma_c = -12 \text{ дБ}$ $\sigma_c - \sigma_0 = 45,6 \text{ дБ}$, что соответствует относительной среднеквадратической ошибке измерения дальности $0,005$ и относительной ошибки измерения по уровню трех сигм $\epsilon_r = 0,015$, что укладывается в требования по ошибкам измерения дальности. Отсюда делаем вывод о том, что отражениями сигнала от пылевого облака можно пренебречь.

КАНАЛ ИЗМЕРЕНИЯ ДОПЛЕРОВСКОГО СМЕЩЕНИЯ ЧАСТОТЫ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА

Для измерения доплеровского смещения частоты отраженного сигнала (измерения скорости КА) и его задержки (измерения наклонных дальностей и высоты КА) могут использоваться как непрерывный, так и импульсный зондирующие сигналы. Преимуществом импульсного зондирующего сигнала является возможность использования совмещенной антенны для передачи-приема сигналов. Однако импульсный зондирующий сигнал имеет ряд принципиальных недостатков. Для измерения доплеровского смещения частоты необходима высокая частота повторения импульсов, превышающая в несколько раз значения доплеровского смещения частоты, что приводит к неоднозначности и, следовательно, к невозможности измерения дальности. Вследствие этого необходимы независимые каналы измерения дальности и скорости КА с разделением их по времени или частоте.

Погрешность измерения задержки импульсного сигнала составляет величину $0,1 \div 0,2$ от его длительности, в то время как при фазовом методе измерения дальности при непрерывном зондирующем сигнале измерение фазы (запаздывания отраженного сигнала), осуществляемое фазометром, обеспечивается с погрешностью в 10–100 раз меньшей, чем при импульсном сигнале. К этому необходимо также добавить сложность измерения малых дальностей (высот) КА при импульсном зондирующем сигнале, длительность которого должна составлять единицы наносекунд.

Имея в виду, что для измерения доплеровского смещения частоты отраженного сигнала наибольшая точность и простота обеспечивается применением непрерывного немодулированного гармонического зондирующего сигнала, а наибольшую точность измерения дальности (высоты) обеспечивают

фазовые дальномеры [8], принимается вариант радиолокатора с непрерывным зондирующим сигналом. Платой за более высокие точности измерения скорости и дальности КА является использование двух отдельных антенн на передачу и прием.

Измерение скорости КА может производиться как измерением доплеровского смещения частоты отраженного сигнала, так и вычислением производной измерения дальности (высоты) КА. При измерении доплеровского смещения частоты отраженного сигнала чувствительность (точность измерения) измерителя скорости КА будет возрастать с увеличением значения несущей частоты зондирующего сигнала в отличие от измерителя производной дальности до КА.

Пусть для измерения дальности используется фазовый метод измерения, при котором задержка сигнала определяется разностью фаз масштабной (модулирующей) частоты F_m зондирующего и отраженного сигналов. Производная дальности — скорость КА определяется производной разности фаз, то есть доплеровским смещением масштабной частоты F_m . Аналогичным образом при импульсном методе определения дальности можно заключить, что производная дальности определяется доплеровским смещением частоты, равной ширине спектра видеоимпульса.

Отсюда следует, что точность определения скорости КА по доплеровскому смещению частоты несущей зондирующего сигнала во много раз превышает точность определения скорости КА как производной дальности или других аналогичных методов таких, как, например, метод корреляционного измерения скорости летательного аппарата [9].

Так как рельеф поверхности Луны неподвижен, то доплеровское смещение частоты отраженного сигнала не зависит от формы рельефа лунной поверхности (наличие холмов, впадин и др.). Доплеровское смещение частоты определяется только косинусом угла между вектором скорости КА и направлениями распространения радиосигнала в пределах ширины диаграммы направленности антенны. В этом смысле доплеровский измеритель вектора скорости КА является идеальным физическим

измерительным прибором, в котором может быть получена любая наперед заданная точность измерения вектора скорости КА. Доплеровское смещение частоты, а также интеграл и производная от него являются наиболее точными известными измерениями параметров движения лунного КА.

Действительно, влияние аддитивного шума на точность измерения доплеровского смещения частоты радиосигнала практически может быть устранено за счет большого отношения сигнал—шум, что не представляет проблемы при задаваемой небольшой дальности действия радиолокатора (единицы километров). Единственным принципиальным источником погрешности доплеровского измерителя частоты радиосигнала является недостаточно узкая ширина антенного луча, что из-за шероховатости отражающей поверхности приводит к случайному разбросу доплеровских частот внутри узкого луча за счет блуждания блестящих точек внутри луча.

Теоретически этот источник погрешности может быть сведен к наперед задаваемому минимуму за счет использования оптических антенн со сверхузкими оптическими лучами и лазерными передатчиками и приемниками. В этом случае лазерный передатчик с непрерывным излучением может модулироваться по амплитуде гармонической СВЧ поднесущей частотой с измерением в приемнике после фотодетектора доплеровского смещения частоты СВЧ поднесущей.

Рассмотрим вычисление интеграла от скорости КА в направлении оси z КА для вычисления малых высот КА на последнем участке спуска КА, на котором наиболее сложно измерять высоту КА с высокой точностью. На этом участке с некоторой высоты H_0 , известной с погрешностью ΔH_0 , КА движется с постоянной скоростью $V = 1 \div 3$ м/с.

Пусть ΔV есть максимальная погрешность измерения скорости. Тогда ошибка измерения текущей высоты есть $\Delta r = \Delta V t + \Delta H_0$, где t — текущее время. К моменту касания КА поверхности Луны $t = H_0/V$.

Тогда $\Delta r = (\Delta V/V)H_0 + \Delta H_0$, где $\Delta V/V$ есть максимальная относительная ошибка измерения скорости КА. Например, если $\Delta V/V = 0,01$; $H_0 = 20$ м, то ошибка измерения высоты КА

вплоть до момента прилунения не будет превышать величины $\Delta r = 0,2 \text{ м} + \Delta H_0$.

Следует считать, что основным методом измерения малых высот КА является метод вычисления интеграла от скорости КА.

2.1. Функциональная схема радиолокационной станции

Радиолокационная станция ДИСД-РВ состоит из двух блоков: антенно-электронного блока (АЭБ) и блока цифрового приема-передачи (ЦПП), как это показано на рис. 24.

Антенно-электронный блок состоит из четырехлучевой антенны с узкими лучами в диапазоне частот 44 ГГц, одного широкого надирного луча радиовысотомера (РВ) в диапазоне частот 4,2 ГГц и СВЧ приема-передающей и преобразующей аппаратуры с интерфейсом на частоте 20 МГц с блоком цифрового приема-передачи. Функциональная упрощенная схема антенно-электронного блока представлена на рис. 25, где обозначено: УМ — усилитель мощности, МШУ — малошумящий усилитель, УПЧ — усилитель промежуточной частоты.

На рис. 26 представлена функциональная схема блока цифрового приема-передачи. Сигнал от антенно-электронного блока на промежуточной частоте 20 МГц поступает на 5-канальный цифровой приемник, в котором каждый приемник начинается с АЦП. Сигнал на передачу на антенно-электронный блок одинаков для всех пяти передающих трактов и формируется на промежуточной частоте цифровым способом. В целом блок цифрового приема-передачи спроектирован по технологии SDR (Software Defined Radio) на базе специализированных цифровых СБИС российской разработки.

2.2. Характеристики аналого-цифрового преобразования сигнала и помех

Интерфейс между антенно-электронным блоком и блоком цифрового приема-передачи может быть аналоговым или цифровым. Тип интерфейса определяется мощностью просачи-

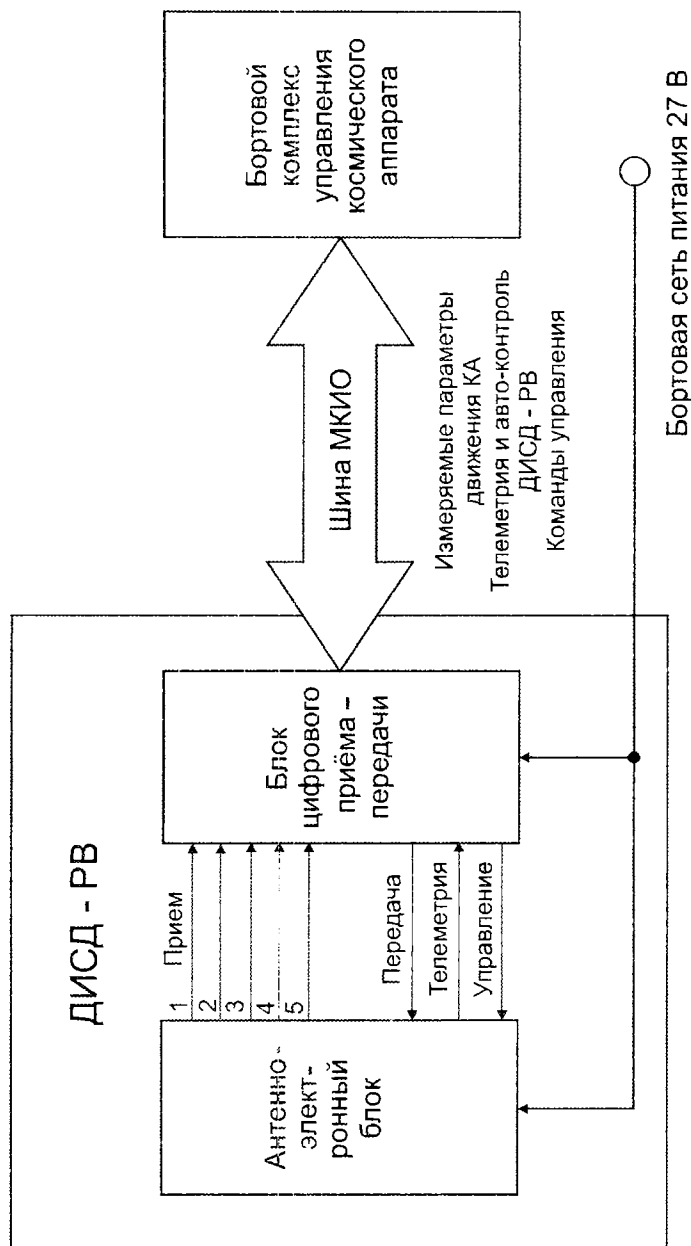


Рис. 24. Блок-схема комплекса ДИСД-РВ.
МКИО-мультиплексный канал информационного обмена

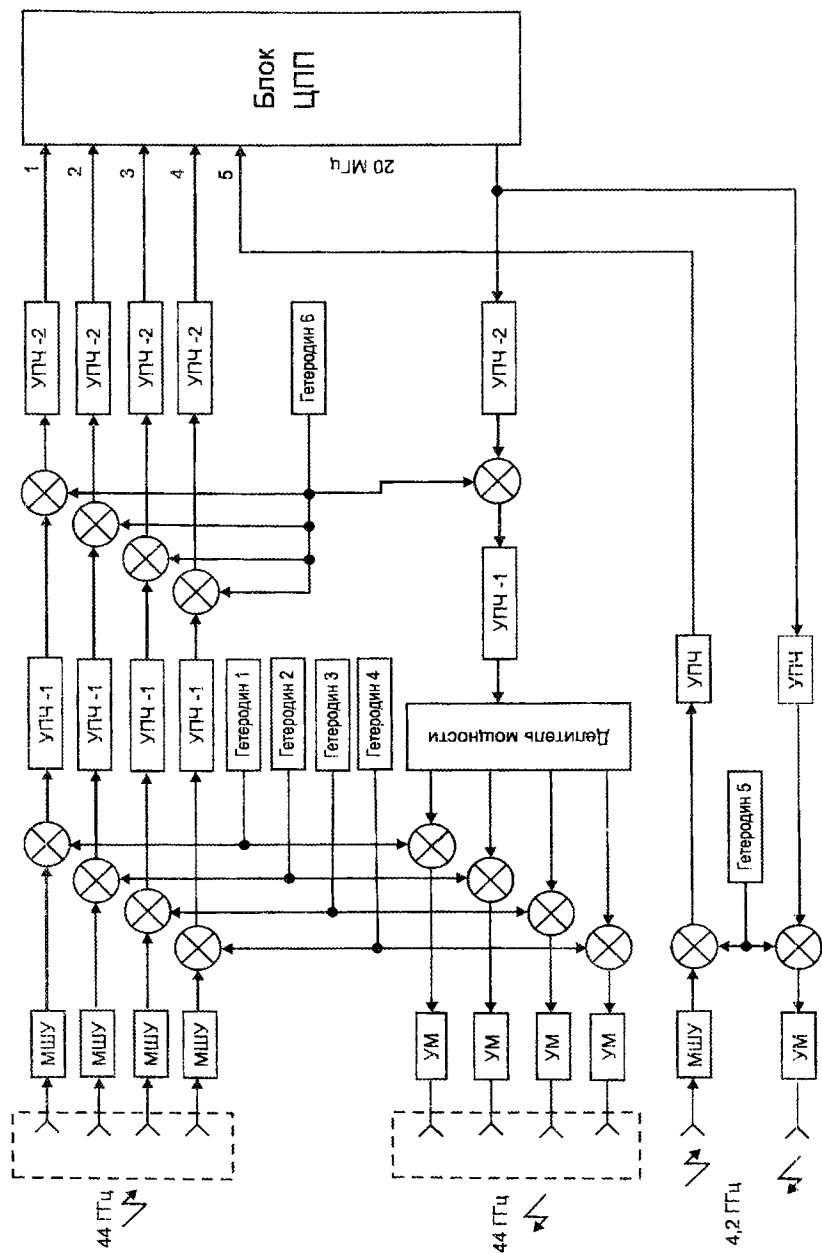


Рис. 25. Функциональная схема антенно-электронного блока

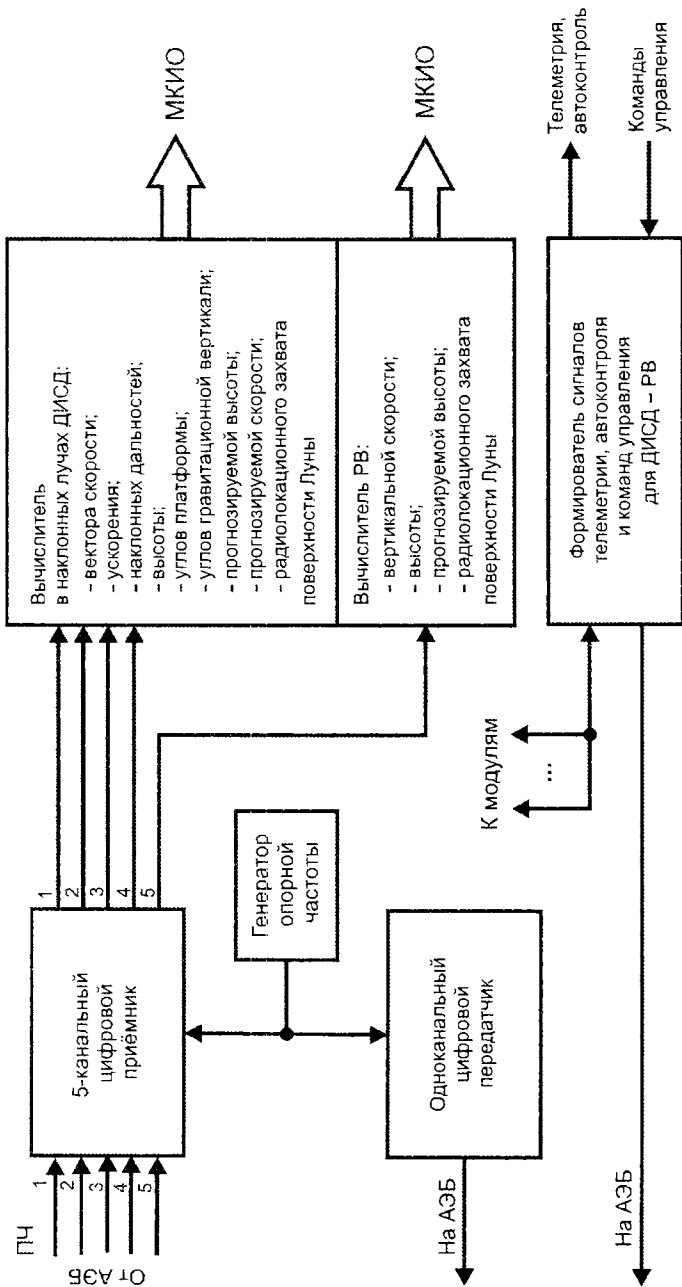


Рис. 26. Функциональная схема блока цифрового приема-передачи

вающегося в приемник зондирующего сигнала от передатчика, который необходимо подавить для последующей обработки сигнала. При аналоговом интерфейсе принятый отраженный сигнал с доплеровским сдвигом частоты и просачивающийся зондирующий сигнал подаются на квадратичный детектор, на выходе которого просачивающийся зондирующий сигнал переносится на нулевую частоту и с помощью переходного конденсатора (фильтра верхних частот) полностью подавляется. Полезный сигнал на доплеровской частоте выделяется полосовым фильтром и поступает на АЦП для последующей обработки.

При цифровом интерфейсе сигнал с выхода антенно-электронного блока на промежуточной частоте 20 МГц сразу поступает на АЦП, далее в цифровой форме поступает на квадратичный детектор, на выходе которого подавляется просачивающийся зондирующий сигнал и выделяется полезный сигнал на доплеровской частоте.

Рассмотрим характеристики цифрового интерфейса. Определим относительные уровни сигнала и помех на выходе приемной антенны на максимальной дальности. Будем считать, что эти относительные уровни справедливы и для входа АЦП.

Уровень полезного сигнала определим следующим образом. Излучаемая мощность радиосигнала должна обеспечивать с большим запасом требуемое отношение сигнал—аддитивный шум на выходе приемной антенны в полосе частот следящих измерителей. Далее имея в виду, что блок ЦПП потребляет около 10 Вт электроэнергии от первичного источника питания, примем, что антенно-электронный блок может потреблять мощность такого же порядка.

При КПД антенно-электронного блока около 10%, трех поднесущих частотах (сигналы измерения скорости и дальности) в каждом из пяти лучей и при потребляемой мощности АЭБ порядка 15 Вт получим, что излучаемая мощность на каждой поднесущей частоте составит величину около $P_{\Pi} = 50 \text{ мВт}$.

Мощность принимаемого сигнала одной поднесущей частоты на выходе приемной антенны определяется выражением

$$P_c = \frac{P_{\Pi} \sigma_0(\beta) S_A}{4\pi r^2} = \frac{P_{\Pi} \sigma_0(\beta) G_{\Pi\Pi}}{(4\pi r/\lambda)^2},$$

где $\sigma_0(\beta)$ есть удельная ЭПР лунной поверхности в направлении на КА; $S_A = G_{\Pi\Pi} \lambda^2 / 4\pi$ — эффективная площадь приемной антенны; $G_{\Pi\Pi}$ — коэффициент усиления приемной антенны.

Вывод этого выражения будет приведен в главе 4.

В децибелах выражение для P_c записывается в следующем виде:

$$P_c = P_{\Pi} + \sigma_0(\beta) + G_{\Pi\Pi} - (4\pi r/\lambda)^2.$$

В главе 4 будет показано, что $\sigma_0(\beta) = -12$ дБ.

Тогда при $G_{\Pi\Pi} = 33$ дБ, $\lambda = 0,0068$ м, дальности $r = 5000$ м имеем $(4\pi r/\lambda)^2 = 139,3$ дБ и при $P_{\Pi} = 50$ мВт = -13 дБ Вт получаем $P_c = -131,3$ дБВт.

Мощность аддитивного шума на выходе приемной антенны в полосе Δf есть $P_{\text{ш}} = k T_{\text{ш}} \Delta f$, где k — постоянная Больцмана, $k = -228,6$ дБ; $T_{\text{ш}} = 30$ дБ К — шумовая температура приемной системы, приведенная к выходу приемной антенны; Δf есть полоса частот пропускания приемника на входе АЦП, которая должна пропускать весь спектр масштабных частот канала измерения дальности, включая максимальную масштабную частоту $F_M = 1$ МГц. Положим $\Delta f = 1$ МГц, тогда $P_{\text{ш}} = -138,6$ дБВт.

Отношение сигнал—аддитивный шум на входе АЦП будет равно 7,3 дБ и следует заключить, что аддитивный шум не влияет на динамический диапазон сигналов на входе АЦП.

Мощность просачивающегося зондирующего сигнала на выходе приемной антенны есть $P_{\Pi\Pi} = P_{\Pi} / L_A$, где L_A есть развязка между приемной и передающей антеннами. Экспериментально определено, что эта развязка между антеннами в диапазоне частот 44 ГГц не превышает 70 дБ. В этом случае $P_{\Pi\Pi} = -83$ дБ Вт. На максимальной дальности отношение мощ-

ностей просачивающегося сигнала к принимаемому составляет $P_{\text{пх}}/P_c = 48,3$ дБ.

Если использовать предельный ограничитель на выходе УПЧ (одноразрядный АЦП), то отношение сигнал—помеха на выходе ограничителя по сравнению с отношением сигнал—помеха на его входе при гармонической помехе ухудшается на 6 дБ. Каждый разряд АЦП увеличивает динамический диапазон выходного сигнала на 6 дБ. При отношении $P_{\text{пх}}/P_c = 48,3$ дБ требуется 8-разрядный АЦП, чтобы не ухудшить отношение сигнал—помеха на его выходе по отношению к его входу. Окончательно выбираем 10-разрядный АЦП с частотой дискретизации сигнала по времени 200 МГц.

Подавление просачивающегося зондирующего сигнала будем осуществлять цифровым методом путем переноса обрабатываемого сигнала на нулевую промежуточную частоту с помощью квадратичного детектора (алгоритм цифрового преобразования) с блокированием постоянной составляющей (просачивающийся зондирующий сигнал) на выходе квадратичного детектора.

2.3. Измеритель доплеровской частоты на базе системы фазовой автоподстройки частоты. Функциональная схема цифрового приемника

Доплеровское смещение частоты на несущей частоте 44 ГГц ($\lambda = 0,0068$ м) равно $F_d = 2V/\lambda = 300V$, где V — скорость движения КА. Значение F_d лежит в пределах от 600 Гц до 35 кГц. В качестве измерителя доплеровской частоты удобно использовать систему фазовой автоподстройки частоты (ФАП), которая представляет собой эквивалентный узкополосный следящий фильтр, автоматически подстраивающий свою частоту в необходимых пределах (600 Гц ... 35 кГц) [12].

Полоса следящего фильтра выбирается равной полосе одноканального фильтра гребенки спектроанализатора. Как было показано выше, отношение сигнал—шум в полосе узкополосного фильтра много больше единицы и работа системы ФАП обеспечивается в линейном режиме.

Функциональная схема (алгоритм работы) цифрового приемника для одного антенного луча представлена на рис. 27. Сигнал промежуточной частоты 20 МГц поступает на АЦП и далее в блок ЦПП, в котором реализуются алгоритмы обработки сигналов в соответствии со схемой рис. 27.

Вначале реализуется алгоритм полосовой фильтрации сигнала на промежуточной частоте с выделением просачивающегося зондирующего сигнала и отраженного доплеровского сигнала. В квадратичном детекторе производится подавление просачивающегося зондирующего сигнала и фильтрация доплеровской частоты принимаемого сигнала в полосе 600 Гц... 35 кГц широкополосным фильтром. Далее с помощью быстрого преобразования Фурье определяется значение доплеровской частоты с неопределенностью, определяемой разрешающей способностью быстрого преобразования Фурье (547 Гц).

Обнаружитель принятого сигнала устанавливает первоначальную настройку управляемого генератора системы ФАП, которая начинает следить за изменением частоты Доплера в диапазоне доплеровских частот 600 Гц... 35 кГц. При случайном срыве слежения в системе ФАП обнаружитель сигнала быстро восстанавливает нужную настройку управляемого генератора системы ФАП. Система ФАП традиционно включает на своем входе ограничитель входного сигнала.

В качестве выходного сигнала системы ФАП используется напряжение на входе генератора, управляемого напряжением, которое является выходным напряжением частотного детектора. Далее сигнал поступает на интегратор со сбросом с временем интегрирования T_0 . Напряжение интегратора со сбросом дает точную оценку доплеровского смещения частоты принятого сигнала. Также в качестве выходного сигнала системы ФАП может быть использовано колебание генератора, управляемого напряжением с последующей подачей этого колебания на частотомер с интегратором со сбросом. Эти две схемы (алгоритмы) использования системы ФАП эквивалентны по шумовым характеристикам. В дальнейшем будем проводить анализ спектра шумов напряжения на входе управляемого генератора.

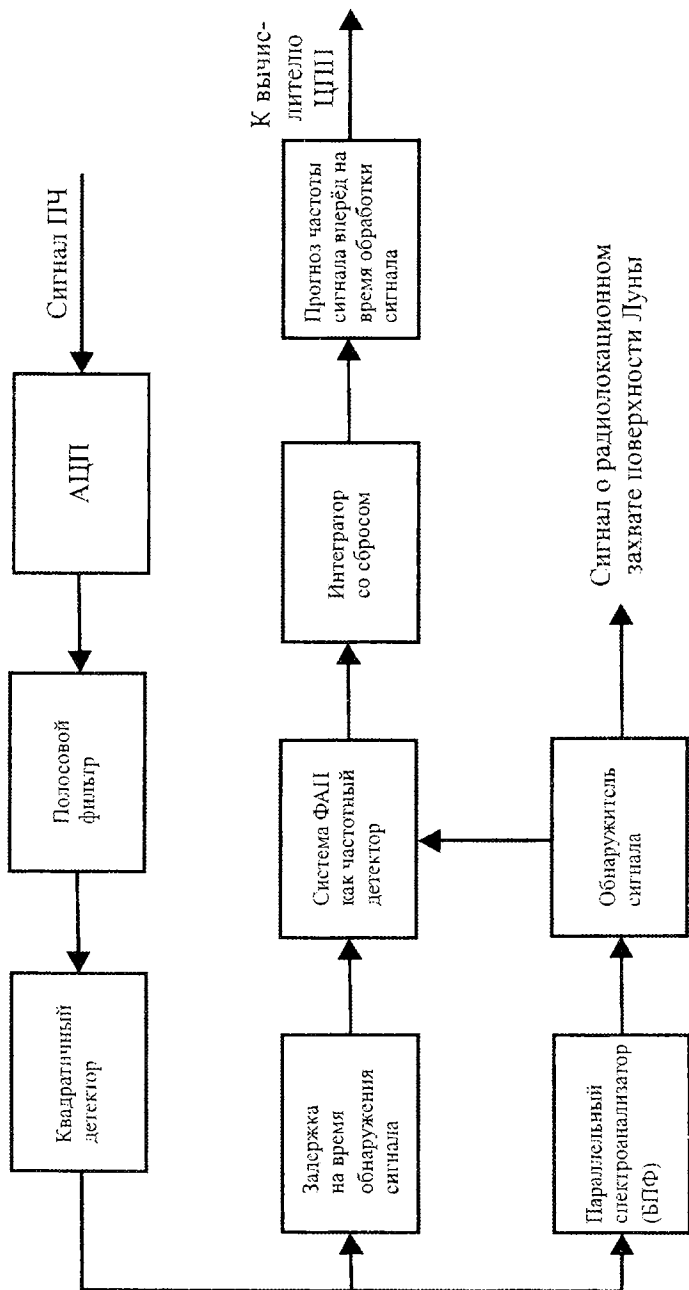


Рис. 27. Функциональная схема (алгоритмы) цифрового приемника

Сравним характеристики системы ФАП как частотного детектора с характеристиками стандартного частотного детектора на базе периодомера с интегратором с разрядом при воздействии аддитивного шума. Структурная схема системы ФАП изображена на рис. 28, где $1/p$ есть передаточная функция генератора, управляемого напряжением; k_0 — коэффициент усиления усилителя; $K_\Phi(p)$ — передаточная функция фильтра нижних частот.

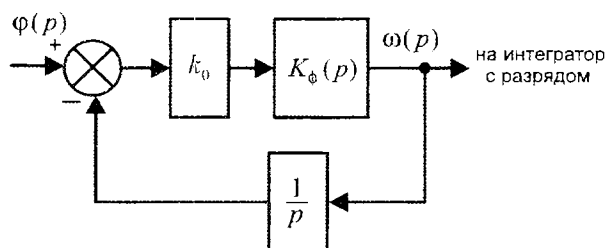


Рис. 28. Структурная схема системы ФАП как частотного детектора

На входе системы ФАП действует мгновенная фаза смеси гармонического сигнала и аддитивного шума с эквивалентной спектральной плотностью $N_{0\varphi} = N_0/P_c$ [13], где N_0 есть спектральная плотность аддитивного шума на выходе узкополосного фильтра спектроанализатора БПФ; P_c — мощность отраженного сигнала на выходе узкополосного фильтра спектроанализатора.

Спектральная плотность мощности шума на выходе системы ФАП как частотного детектора есть:

$$G(F) = N_{0\varphi} |H_F(jF)|^2,$$

где $H_F(jF) = H_\omega(j\omega)/2\pi$ и $H_\omega(j\omega) = H_\omega(p)$ есть передаточная функция следящей системы $H_\omega(p) = \omega(p)/\varphi(p)$.

Из рис. 28 имеем:

$$H_\omega(p) = \frac{k_0 K_\Phi(p)}{1 + \frac{k_0}{p} K_\Phi(p)}.$$

Для системы ФАП с двумя интеграторами передаточная функция фильтра нижних частот $K_{\phi}(p) = 1 + \gamma/p$ [13].

Тогда

$$H_{\omega}(p) = k_0 \frac{p^2 + p\gamma}{p^2 + k_0 p + k_0 \gamma}.$$

Максимальное значение отношения полосы захвата системы ФАП к ее шумовой полосе $\Delta\omega_{\text{ш}} = 2\pi\Delta F_{\text{ш}}$ достигается при $\gamma = k_0/4$ [13]. При этом $\Delta\omega_{\text{ш}} = 2k_0$.

Тогда имеем следующую цепочку равенств:

$$\begin{aligned} H_{\omega}(p) &= k_0 \frac{p^2 + p\frac{k_0}{4}}{\left(p + \frac{k_0}{2}\right)^2}; \quad H_{\omega}(j\omega) = k_0 \frac{-\omega^2 + j\omega\frac{k_0}{4}}{\left(-\omega^2 + \frac{k_0^2}{4}\right) + j\omega k_0}; \\ |H_{\omega}(j\omega)|^2 &= k_0^2 \frac{\omega^4 + \omega^2\left(\frac{k_0}{4}\right)^2}{\left(\frac{k_0^2}{4} - \omega^2\right)^2 + \omega^2 k_0^2} = k_0^2 \frac{\omega^4 + \omega^2\left(\frac{k_0}{4}\right)^2}{\left(\omega^2 + \frac{k_0^2}{4}\right)^2} = \\ &= k_0^2 \frac{1 + \left(\frac{k_0}{4\omega}\right)^2}{\left[1 + \left(\frac{k_0}{2\omega}\right)^2\right]^2} = \omega^2 \frac{1 + \left(\frac{4\omega}{k_0}\right)^2}{\left[1 + \left(\frac{2\omega}{k_0}\right)^2\right]^2}. \end{aligned}$$

Заменяя $k_0 = \Delta\omega_{\text{ш}}/2$, можно записать:

$$\frac{|H_{\omega}(j\omega)|^2}{\Delta\omega_{\text{ш}}^2} = \frac{|H_F(jF)|^2}{\Delta F_{\text{ш}}^2} = \left(\frac{F}{\Delta F_{\text{ш}}}\right)^2 \frac{1 + \left(8\frac{F}{\Delta F_{\text{ш}}}\right)^2}{\left[1 + \left(\frac{4F}{\Delta F_{\text{ш}}}\right)^2\right]^2}$$

и окончательно:

$$|H_F(jF)|^2 = F^2 \frac{1 + \left(\frac{8F}{\Delta F_{\text{ш}}}\right)^2}{\left[1 + \left(\frac{4F}{\Delta F_{\text{ш}}}\right)^2\right]^2}.$$

При $F \ll \Delta F_{\text{ш}}$ $|H_F(jF)|^2 \approx F^2$, $G(F) = \frac{N_0}{P_c} F^2$ как и в случае стандартного частотного детектора. Принимаем, что система ФАП в качестве частотного детектора эквивалентна стандартному частотному детектору.

2.4. Требования к уровню фазовых шумов канала измерения доплеровской частоты

Известно, что увеличение рабочей частоты сигнала в n раз увеличивает мощность фазовых шумов в n^2 раз, что может привести к ухудшению работы канала измерения доплеровской частоты при переходе на работу в миллиметровый диапазон волн.

Частота генератора зондирующего сигнала за счет фазовых шумов генератора совершает случайное блуждание во времени и за счет запаздывания отраженного сигнала в момент времени приема отраженного сигнала будет отличаться от частоты ранее излученного зондирующего сигнала. Изменение частоты зондирующего сигнала за время τ распространения радиосигнала даст ошибку измерения доплеровской частоты. Эта ошибка численно равна кратковременной нестабильности частоты генератора зондирующего сигнала за время τ .

Колебание автогенератора имеет постоянную амплитуду U_0 и флюктуирующую фазу и, следовательно, частоту. За счет фазовых флюктуаций спектр мощности колебания автогенератора $N_{0\phi}(f)$ будет иметь вид, показанный на рис. 29. Представим этот спектр шума в одной боковой полосе в виде суммы синусоидальных составляющих со случайными фазами

$\sum_i U_i \sin(2\pi f_i t + \psi_i)$, где мощность синусоидального колебания на частоте f_i равна $U_i^2/2 = N_{0\varphi}(f_i) \Delta f_0$ (заштрихованная площадка на рис. 29). Положим для удобства $\Delta f_0 = 1$ Гц. В этом случае мощность синусоидальной составляющей $U_i^2/2$ численно равна спектральной плотности шумов в одной боковой полосе.

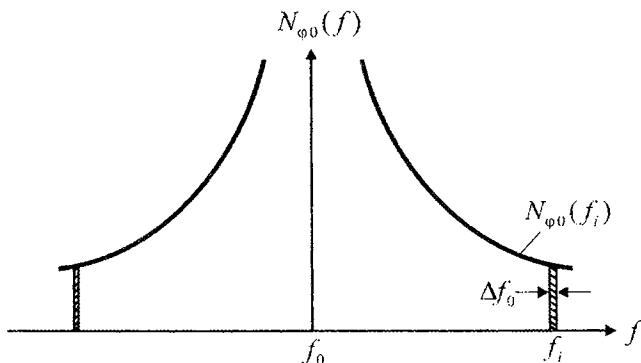


Рис. 29. Спектральная плотность фазовых шумов генератора

Найдем спектр случайной фазы автогенератора. Векторная диаграмма синусоидального сигнала с амплитудой U_0 и двух компонент фазового шума с амплитудами U_i , отстоящих от частоты f_0 на расстоянии $F_i = f_i - f_0$ справа и слева (заштрихованные полоски на рис. 29), показана на рис. 30.

Два вектора — две компоненты фазового шума вращаются в противоположные стороны с частотой F_i относительно вектора U_0 , образуя помеховый сигнал с текущей амплитудой $U_i(t)$. Для мгновенной фазы $\varphi_i(t)$ можно записать:

$$\text{tg } \varphi_i(t) \approx \varphi_i(t) = \frac{U_i(t)}{U_0} = \frac{2U_i}{U_0} \sin(2\pi F_i t + \psi_i) = \varphi_i \sin(2\pi F_i t + \psi_i),$$

где $\varphi_i = 2U_i/U_0 \ll 1$.

На частоте F_i мощность колебания $\varphi_i(t)$ есть:

$$\frac{\varphi_i^2}{2} = \frac{2U_i^2}{U_0^2} = 2N_{0\varphi}(F_i)/C,$$

где принято обозначать мощность несущей как $U_0^2/2 = C$.

Таким образом, форма спектра мощности фазы автогенератора повторяет форму спектра фазовых шумов в одной боковой полосе $N_{0\phi}(F)$. В литературе под спектром фазовых шумов автогенератора в одной боковой полосе понимают величину $N_{0\phi}(F)/C$, где F есть частота отстройки от значения несущей частоты f_0 .

Кривая спектральной плотности фазовых шумов в одной боковой полосе имеет несколько разных участков, зависящих от частоты отстройки F как F^{-n} . На практике ограничиваются аппроксимацией фазовых шумов до степени не более $n = 3$. На рис. 31 показано поведение спектральной плотности фазовых шумов в логарифмическом масштабе, где F_B — верхняя частота спектра фазовых шумов.

Большинство генераторов имеют точки перегиба кривой спектральной плотности фазовых шумов в логарифмическом масштабе на частотах $F_2 = 100$ Гц, $F_1 = 1$ кГц, $F_0 = 10$ кГц (рис. 31). На рис. 32 представлена спектральная плотность фазовых шумов в одной боковой полосе серийных кварцевых генераторов ОАО Морион типа ГК87-ТС на частоте 120 МГц с низким уровнем фазовых шумов, которая аппроксимируется графиком рис. 31 с точками перегиба на частотах $F_2 = 100$ Гц, $F_1 = 1$ кГц, $F_0 = 10$ кГц.

В приемном устройстве производится цифровая фильтрация сигнала промежуточной частоты в полосе от $f_0 - 1$ кГц до $f_0 + 35$ кГц. Поэтому принимаем, что спектр мгновенной фазы сигнала $G(F)$ равен $2N_{0\phi}(F)/C$ в области частот до 1 кГц и $N_{0\phi}(F)/C$ в области частот от 1 кГц до 35 кГц.

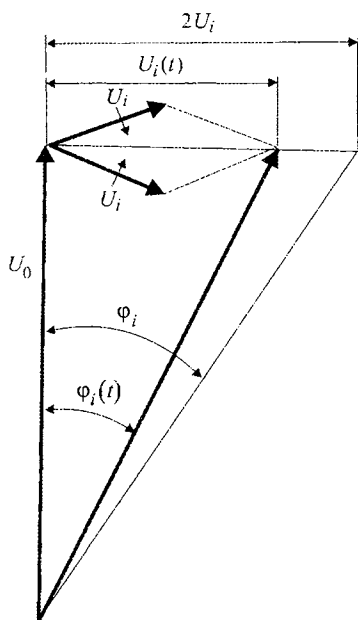


Рис. 30. Векторная диаграмма синусоидального сигнала и двух компонент фазового шума

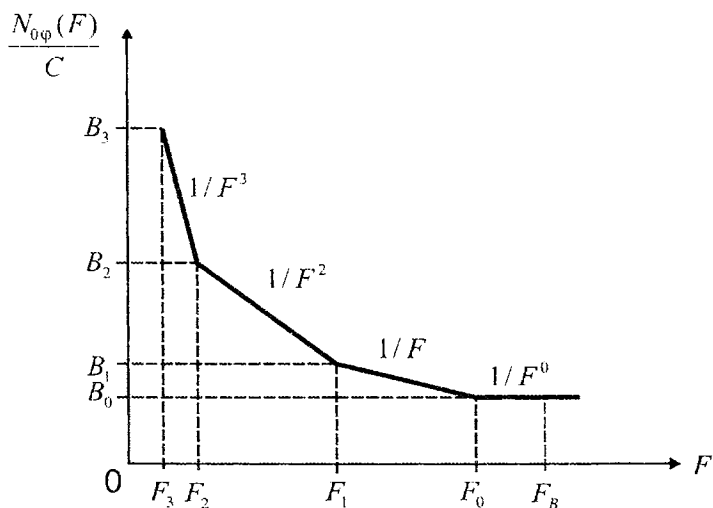


Рис. 31. Спектральная плотность фазовых шумов в логарифмическом масштабе

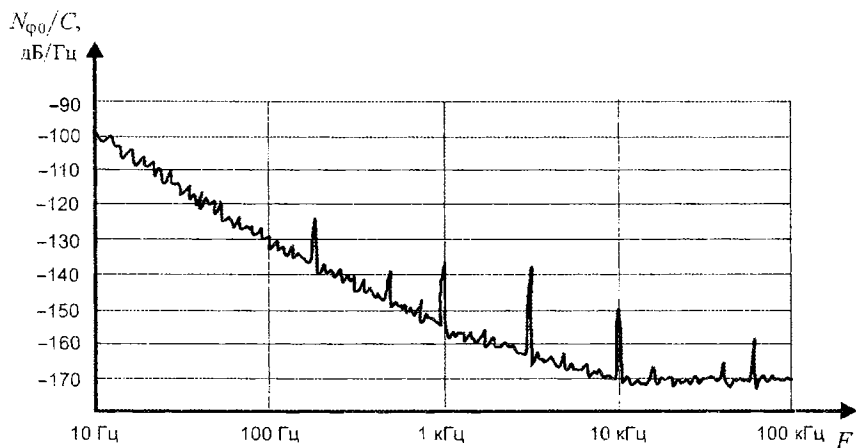


Рис. 32. Спектральная плотность фазовых шумов кварцевых генераторов ОАО Морион ГК87-ТС на частоте 120 МГц

Обозначим через x мгновенное значение флюктуаций фазы сигнала. При большом отношении мощности несущей к мощности фазового шума, что имеет место в нашем случае, плотность распределения вероятностей флюктуаций мгновенной фазы является нормальной. Условное распределение вероятностей мгновенной фазы x_τ в момент времени, отстоящий на величину τ от предыдущего значения фазы x является нормальным и записывается как [7]:

$$W(x_\tau/x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_\tau} e^{-\frac{[x_\tau - xR(\tau)]^2}{2\sigma_\tau^2}},$$

где $R(\tau)$ — коэффициент корреляции случайного процесса $x(t)$;

$$\sigma_\tau^2 = \sigma_x^2 [1 - R^2(\tau)],$$

где σ_x^2 есть дисперсия случайного процесса $x(t)$.

Для текущего значения случайной фазы x наиболее вероятным значением фазы через интервал времени τ будет значение случайной фазы $xR(\tau)$, то есть можно считать, что за время τ уход случайной фазы генератора будет равен $x - xR(\tau) = x[1 - R(\tau)]$. Для среднеквадратического значения случайной фазы σ_x получим среднеквадратическое значение ухода случайной фазы генератора за время τ , равное $\sigma_\varphi = \sigma_x [1 - R(\tau)]$.

Считая, что случайный уход фазы генератора обусловлен случайным уходом частоты генератора за время τ , получим следующее уравнение для среднеквадратического значения ухода частоты генератора ΔF_τ :

$$2\pi \Delta F_\tau \tau = \sigma_\varphi = \sigma_x [1 - R(\tau)]; \quad \Delta F_\tau = \frac{\sigma_x [1 - R(\tau)]}{2\pi \tau}.$$

Найдем значения σ_x и $R(\tau)$, зная спектральную плотность мощности случайной фазы $G(F)$. Аппроксимируем $G(F)$ непрерывной функцией (см. рис. 31):

$$G(F) = 2B_2 \left(\frac{F_2}{F} \right)^2 + B_0, \quad F_2 \leq F \leq F_B.$$

Так как доплеровское смещение частоты принимаемого сигнала лежит в пределах 600 Гц ... 35 кГц на частоте 44 ГГц и в приемнике после квадратичного детектора устанавливается полосовой фильтр с полосой 600 Гц ... 35 кГц, то принимаем с запасом $F_2 = 100$ Гц и верхнюю частоту спектра фазового шума $F_B = 35$ кГц.

Для низкочастотной части спектра мощности случайной фазы $G_2(F) = 2B_2(F_2/F)^2$ ее мощность равна:

$$\sigma_\phi^2 = \int_{F_2}^{F_B} G_2(F) dF = 2B_2 F_2^2 \int_{F_2}^{F_B} \frac{dF}{F^2} = 2B_2 F_2^2 \left(\frac{1}{F_2} - \frac{1}{F_B} \right) \approx 2B_2 F_2$$

при $F_B \gg F_2$.

Для равномерной части спектра мощности случайной фазы ее мощность равна $B_0(F_B - F_2) \approx B_0 F_B = 0,35 B_2 F_2$.

Мощность низкочастотной части спектра случайной фазы в 5,7 раз превышает мощность равномерной части случайной фазы, поэтому средний набег фазы автогенератора будет определяться низкочастотной частью спектра случайной фазы на фоне ее равномерного спектра как помехи.

Корреляционная функция $K(\tau)$ случайной фазы определяется низкочастотной частью спектра случайной фазы:

$$\begin{aligned} K(\tau) &= \int_0^\infty G_2(F) \cos(2\pi\tau F) dF = \\ &= 2B_2 F_2^2 \int_{F_2}^{F_B} \frac{\cos(2\pi\tau F) dF}{F^2} = \\ &= 2B_2 F_2^2 (2\pi\tau) \int_{2\pi\tau F_2}^{2\pi\tau F_B} \frac{\cos x}{x^2} dx. \end{aligned}$$

Значение интеграла равно [47]:

$$\int \frac{\cos x}{x^2} dx = -\frac{\cos x}{x} - \int \frac{\sin x}{x} dx.$$

Первое слагаемое интеграла дает:

$$-\frac{\cos x}{x} \Bigg|_{\frac{2\pi\tau F_2}{2\pi\tau F_B}}^{\frac{2\pi\tau F_B}{2\pi\tau F_2}} = \frac{\cos(2\pi\tau F_2)}{2\pi\tau F_2} - \frac{\cos(2\pi\tau F_B)}{2\pi\tau F_B} \approx \frac{\cos(2\pi\tau F_2)}{2\pi\tau F_2}$$

при $F_B \gg F_2$.

Второе слагаемое интеграла оценим следующим образом:

$$\int_{2\pi\tau F_2}^{2\pi\tau F_B} \frac{\sin x}{x} dx < \int_0^{\infty} \frac{\sin x}{x} dx = \frac{\pi}{2}.$$

При $2\pi\tau F_2 \leq 0,1$ вторым слагаемым интеграла, равного $\pi/2$, можно пренебречь по сравнению с первым слагаемым.

В этом случае получим:

$$K(\tau) = 2B_2 F_2 \cos(2\pi F_2 \tau)$$

при $2\pi F_2 \tau \leq 0,1$.

Коэффициент корреляции равен $R(\tau) = K(\tau)/K(0) = \cos(2\pi F_2 \tau)$. Для наших условий $2\pi F_2 \tau \ll 1$ можно записать $R(\tau) \approx 1 - 2(\pi F_2 \tau)^2$. Из условия $2\pi F_2 \tau \leq 0,1$ полученными результатами можно пользоваться при задержках отраженного сигнала $\tau \leq 0,1/2\pi F_2$, что при $F_2 = 100$ Гц дает $\tau \leq 160$ мкс, то есть для высот полета КА до 24 км, что с большим запасом выполняется для лунного посадочного радиолокатора.

Тогда среднеквадратическое значение ухода частоты генератора будет равно с учетом $\sigma_x^2 = 2B_2 F_2$:

$$\Delta F_{\Gamma} = \frac{\sigma_x [1 - R(\tau)]}{2\pi\tau} = \sqrt{2B_2} \pi F_2^{2,5} \tau.$$

Относительный уход частоты генератора, дающий относительную погрешность измерения доплеровской частоты принимаемого сигнала за счет фазовых шумов, равен:

$$\frac{\Delta F_{\Gamma}}{F_{\text{Д}}} = \sqrt{2B_2} \pi F_2^{2,5} \frac{\tau}{F_{\text{Д}}}.$$

Отсюда допустимое значение спектральной плотности фазовых шумов в одной боковой полосе на частоте отстройки F_2 равно:

$$B_2 = \frac{N_{0\phi}(F_2)}{C} = \frac{(\Delta F_{\Gamma}/F_{\text{Д}})^2}{2\pi^2 F_2^5} \left(\frac{F_{\text{Д}}}{\tau} \right)^2.$$

Влиянием фазовых шумов на точность измерения доплеровской частоты принимаемого сигнала можно пренебречь, если выполняется условие $\Delta F_{\Gamma}/F_{\text{Д}} < 10^{-4}$. В этом случае для частоты отстройки $F_2 = 100$ Гц получаем:

$$\frac{N_{0\phi}(F_2)}{C} = 5 \cdot 10^{-20} \left(\frac{F_{\text{Д}}}{\tau} \right)^2.$$

Для частоты зондирующего сигнала 44 ГГц, когда доплеровский сдвиг частоты минимален ($F_{\text{Д}} = 600$ Гц), а задержка сигнала $\tau = 33$ мкс максимальна (высота КА 5 км) получаем, что должно выполняться условие $N_{\phi 0}(F_2)/C < -48$ дБ.

Отсюда, согласно графику рис. 31, получаем шаблон спектра фазовых шумов в одной боковой полосе, который не должен превышать. Этот шаблон представлен на рис. 33, кривая 1, и должен задаваться при разработке СВЧ аппаратуры радиолокатора. Кривая 2 на рис. 33 дает шаблон достигаемого уровня фазовых шумов в приемных устройствах диапазона частот 43—45 ГГц, выпускаемых ОАО ЭЛСОВ (Москва).

Аналогичный уровень фазовых шумов в диапазоне частот 43—45 ГГц имеют конверторы и синтезаторы частот, выпускаемые научно-производственной фирмой МИКРАН (г. Томск).

Кривая 3 рис. 33 дает уровень огибающей спектра фазовых шумов (рис. 32) по уровню трех сигм кварцевого генератора ГК87-ТС на частоте 120 МГц, поднятого на 51,3 дБ на частоту 44 ГГц.

На основании вышеизложенного заключаем, что требуемый уровень фазовых шумов радиолокатора на частоте 44 ГГц реализуем. При этом можно пренебречь влиянием фазовых шумов на точность измерения доплеровского сдвига частоты отраженного сигнала.

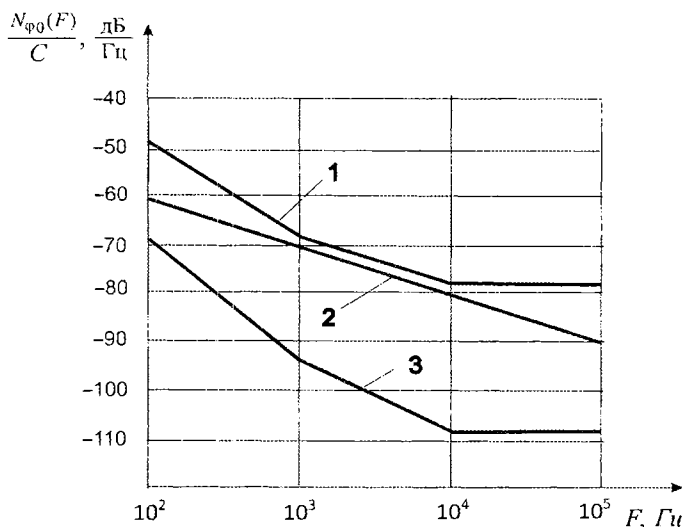


Рис. 33. Спектральная плотность фазовых шумов в одной боковой полосе на частоте 44 ГГц:

- 1 — шаблон допустимого уровня фазовых шумов;
- 2 — уровень фазовых шумов синтезатора сетки частот приемного устройства фирмы ЭЛСОВ (Москва) диапазона частот 44 ГГц;
- 3 — уровень фазовых шумов по уровню трех сигм кварцевого генератора ГК-87-ТС ОАО «Морион» с идеальным умножителем частоты до 44 ГГц

2.5. Флюктуационные ошибки измерения скорости КА за счет шероховатости лунной поверхности

Флюктуационные ошибки измерения скорости КА за счет шероховатости лунной поверхности являются неустраняемыми в радиодиапазоне и вносят основной вклад в погрешности измерения скорости КА. Эти флюктуационные ошибки определяют необходимую ширину диаграммы направленности узких лучей антенны и, следовательно, апертуру антенны, габариты, массу антенной системы и всего радиолокатора.

Статистические характеристики отраженного от лунной поверхности сигнала определяются так называемой функцией

рассеяния сигнала по частоте или спектром мощности отраженного сигнала [12]. На рис. 34 показана геометрия расположения узкого наклонного луча относительно горизонтальной поверхности.

Отражатели, создающие одинаковое доплеровское смещение частоты, лежат внутри узкого луча с шириной диаграммы направленности θ_0 на пересечении конуса с углом при вершине $2\beta \pm \theta$ с горизонтальной плоскостью (заштрихованная полоска в пятне на рис. 34), где β есть угол между осью узкого луча и продольной осью КА, а диаграмма направленности узкого луча есть произведение диаграмм направленности передающей и приемной антенн.

Пятно и ширина узкого луча могут быть расширены вдоль заштрихованной полосы равных доплеровских сдвигов частоты и равных наклонных дальностей. При этом рассеяние отраженного сигнала в пятне по доплеровским частотам и задержкам сигнала не изменится, что позволяет уменьшить апертуру антенны, формирующую размер пятна на поверхности Луны вдоль полосок равных доплеровских сдвигов частоты и задержек отраженного сигнала.

Отраженный сигнал представляет собой квазигармоническое колебание, у которого частота и амплитуда меняются случайным образом при движении КА, но являются постоянными на интервале корреляции по времени $1/\Delta F_d$, где ΔF_d есть ширина доплеровского рассеяния отраженного сигнала. Следует считать, что на интервале корреляции по времени случайной частоте отраженного сигнала f_i соответствует приход отраженного сигнала с направления θ_i и, следовательно, с полосы отражателей (блестящих точек), соответствующей этому углу θ_i .

Флюктуациям частоты отраженного сигнала соответствует случайное блуждание блестящих точек на поверхности Луны, вырезаемых узким лучом. Блуждание блестящих точек на поверхности Луны приводит также к случайным задержкам отраженного сигнала и погрешностям при измерении наклонных дальностей в узких лучах и высоты полета КА.

На рис. 35 представлена функция рассеяния отраженного сигнала по частоте.

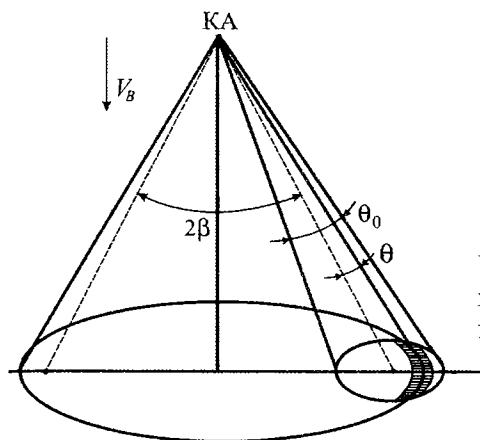


Рис. 34. Полоска отражателей в пятне, создающих одинаковые доплеровские сдвиги частоты радиосигнала

Спектр
мощности

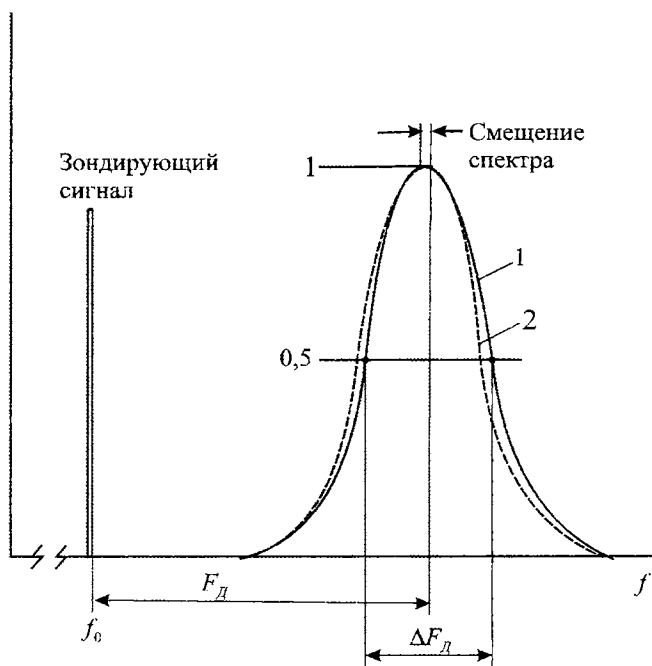


Рис. 35. Функция рассеяния сигнала по частоте:
1 — для наклонного луча; 2 — для вертикального луча

Если бы узкий луч был вертикальным, то огибающая функции рассеяния повторяла бы форму диаграммы направленности узкого луча как произведение диаграмм направленности передающей и приемной антенн. При отклонении узкого луча от вертикали происходит искажение формы функции рассеяния и ее смещение по оси частот, как это условно показано на рис. 35. Анализ показывает, что это смещение спектра функции рассеяния незначительно и им можно пренебречь при определении доплеровского сдвига частоты радиосигнала [1].

Рассмотрим геометрию узкого луча антенной системы, представленную на рис. 36 совместно с векторами вертикальной V_B и горизонтальной V_T скоростями КА. Угол наклона оси узкого луча относительно продольной оси КА есть строительный угол β .

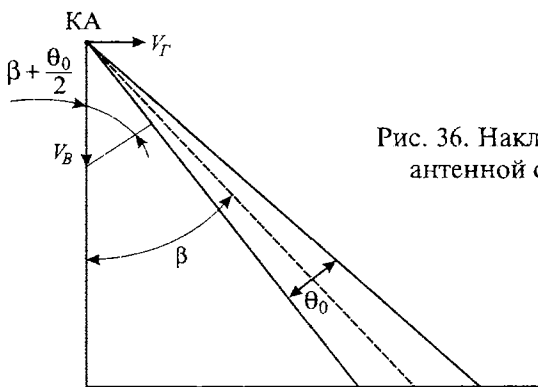


Рис. 36. Наклонный луч антенной системы

При анализе отраженных сигналов будем использовать общепринятый метод геометрической оптики, который по точности практически не уступает другим более сложным методам (метод Кирхгофа и др.).

Из рис. 36 доплеровское рассеяние отраженного сигнала по частоте за счет вертикальной скорости КА V_B есть:

$$\Delta F_{ДВ} = \frac{2V_B}{\lambda} \left[\cos \left(\beta - \frac{\theta_0}{2} \right) - \cos \left(\beta + \frac{\theta_0}{2} \right) \right] = \frac{4V_B}{\lambda} \sin \beta \cdot \sin \frac{\theta_0}{2}.$$

Доплеровское рассеяние отраженного сигнала по частоте за счет горизонтальной скорости КА равно:

$$\Delta F_{\text{ДГ}} = \frac{2V_{\text{Г}}}{\lambda} \left[\sin \left(\beta + \frac{\theta_0}{2} \right) - \sin \left(\beta - \frac{\theta_0}{2} \right) \right] = \frac{4V_{\text{Г}}}{\lambda} \cos \beta \cdot \sin \frac{\theta_0}{2}.$$

Результирующее доплеровское рассеяние по частоте $\Delta F_{\text{Д}}$ равно $\Delta F_{\text{ДВ}}$ при $\Delta F_{\text{ДВ}} \gg \Delta F_{\text{ДГ}}$, так что

$$\Delta F_{\text{Д}} = \frac{4V_{\text{В}}}{\lambda} \sin \beta \cdot \sin \frac{\theta_0}{2}.$$

Для значений параметров $\beta = 20^\circ$, $\theta_0 = 2,5^\circ$, $\lambda = 6,8$ мм значения $\Delta F_{\text{Д}} = 4,4 V_{\text{В}}$ представлены в табл. 7.

Таблица 7

$V_{\text{В}}, \text{ м/с}$	3	10	30	100	120
$\Delta F_{\text{Д}}, \text{ Гц}$	13	44	130	440	528

Сигнал, отраженный от шероховатой поверхности, является узкополосным гауссовским случайным процессом и имеет энергетическую ширину спектра $\Delta F_{\text{Д}}$. Флюктуации измеряемой скорости КА есть флюктуации мгновенной частоты гауссовского случайного процесса с шириной спектра $\Delta F_{\text{Д}}$.

В работе [6] для гауссовской формы спектра случайного процесса найден спектр мощности случайной частоты F в виде:

$$S(F) = 2\pi \Delta F_{\text{Д}} \sum_{n=1}^{\infty} n^{-3/2} e^{-\frac{\pi}{2n} \left(\frac{F}{\Delta F_{\text{Д}}} \right)^2},$$

где $S(0) = 11,69 \Delta F_{\text{Д}}$.

График функции $S(F)$ представлен на рис. 37 [6]. Этот спектр наблюдается на выходе частотного детектора до интегратора со сбросом. Полоса частот интегратора как фильтра нижних частот есть $F_0 = 1/2 T_0 \ll F_{\text{Д}}$, где $T_0 = 0,2$ с есть время интегрирования измерителя частоты.

В этом случае дисперсия флюктуаций частоты на выходе измерителя частоты равна $\sigma_F^2 = S(0) F_0 = 11,69 \Delta F_{\text{Д}} \cdot F_0$.

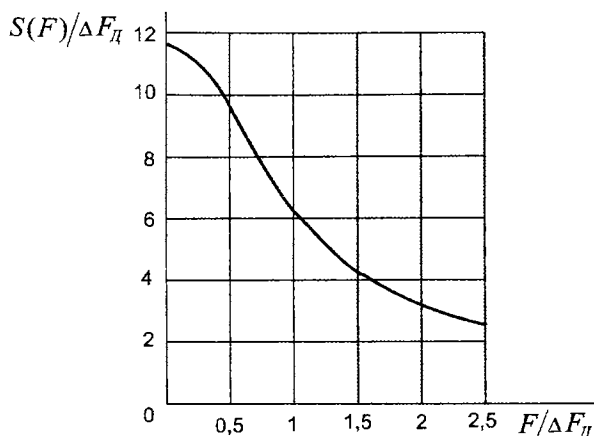


Рис. 37. Спектральная плотность случайной частоты

Отсюда относительная дисперсия флуктуаций измеряемой частоты есть:

$$\frac{\sigma_F^2}{F_D^2} = 11,69 \frac{F_0 \cdot \Delta F_D}{F_D^2}.$$

Относительная среднеквадратическая ошибка измерения вертикальной скорости КА $V_B \approx V$ равна:

$$\begin{aligned} \frac{\sigma_V}{V} = \frac{\sigma_F}{F_D} &= 3,42 \frac{\sqrt{\Delta F_D F_0}}{F_D} = 3,42 \frac{\sqrt{F_0}}{2V(\cos\beta)/\lambda} \sqrt{\frac{4V}{\lambda} \sin\beta \cdot \sin\frac{\theta_0}{2}} = \\ &= 3,42 \frac{\sqrt{\sin\beta}}{\cos\beta} \sqrt{\frac{\lambda}{V}} F_0 \sin\frac{\theta_0}{2}. \end{aligned}$$

В соответствии с полученным выражением относительная среднеквадратическая погрешность измерения скорости КА снижается при уменьшении:

- длины волны λ несущей;
- ширины диаграммы направленности антенн радиолокатора;
- полосы частот интегратора со сбросом F_0 ;
- строительного угла β .

При одновременной обработке сигналов от четырех наклонных лучей за счет усреднения флуктуаций частоты по ансамблю среднеквадратическая ошибка измерения скорости КА уменьшается в два раза и равна:

$$\frac{\sigma_V}{V} = 1,71 \frac{\sqrt{\sin \beta}}{\cos \beta} \sqrt{\frac{\lambda}{V} F_0 \sin \frac{\theta_0}{2}} = 1,2 \frac{\sqrt{\sin \beta}}{\cos \beta} \sqrt{\frac{\lambda}{V T_0} \sin \frac{\theta_0}{2}}. \quad (3)$$

Рассмотрим переменные, входящие в полученное уравнение. Поскольку радиолокатор должен измерять как вертикальную, так и горизонтальную скорости КА, то угол β должен быть наклонным и больше угла неопределенности положения платформы КА относительно вертикали (типовое значение 7°) плюс угол наклона рельефа поверхности Луны (до 12°) при наведении КА по радиовертикали. С учетом сказанного выбираем строительный угол наклонного луча $\beta = 20^\circ$.

Повышение рабочей частоты радиолокатора (уменьшение длины волны λ) ограничивается существующей элементной компонентной базой радиочастотной части радиолокатора. В любом случае ясно, что выгодно переходить с традиционной частоты 13 ГГц в миллиметровый диапазон длин волн. При этом не только уменьшается погрешность измерения скорости КА, но, что весьма существенно, уменьшается апертура антенны при фиксированной ширине узких наклонных лучей и, следовательно, уменьшаются габариты и масса радиолокатора. Исходя из возможностей элементной компонентной базы, наличия измерительной аппаратуры, задела и др. выбираем рабочую частоту радиолокатора 44 ГГц.

Время интегрирования измерителя частоты выбираем максимально возможным $T_0 = 0,2$ с. Но здесь возможны варианты. Так, в радиолокаторах, описанных в [16, 21], используется последовательное, а не одновременное излучение зондирующего сигнала в четырех узких лучах с одним общим усилителем мощности и МШУ. При аддитивных шумах приемного устройства это не приводит к уменьшению помехоустойчивости измерителя частоты, но при флуктуационных помехах за счет шероховатости отражающей поверхности время интегрирова-

ния измерителя частоты в узком луче уменьшается в четыре раза, что вдвое увеличивает среднеквадратическую ошибку измерения скорости КА.

Мы выбираем вариант с одновременным излучением зондирующего сигнала во всех четырех узких лучах, что также благоприятно с точки зрения повышения надежности аппаратуры радиолокатора.

Перепишем уравнение (3) в виде $\sigma_V = A\sqrt{V}$, где

$$A = 1,2 \frac{\sqrt{\sin \beta}}{\cos \beta} \sqrt{\frac{\lambda}{T_0} \sin \frac{\theta_0}{2}}.$$

Для выбранных нами значений $\beta = 20^\circ$, $\lambda = 0,0068$ м, $T_0 = 0,2$ с получаем

$$A = 0,138 \sqrt{\sin \frac{\theta_0}{2}}.$$

Из табл. 2 и 5 шаблон допустимых максимальных ошибок измерения скорости КА в наиболее жестком варианте может быть записан как $\Delta V \leq 0,15 + 0,01 V$ м/с. Будем считать, что эти требования устанавливаются по уровню трех сигм. Тогда шаблон для допустимой среднеквадратической ошибки измерения скорости КА имеет вид: $\sigma_{VM} \leq 0,05 + 0,0033 V$ м/с.

Выражение для $\sigma_V = A\sqrt{V}$ вписывается в этот шаблон при $\theta_0 = 4^\circ$, что показано на рис. 38. При $\theta_0 = 4^\circ$ $\sigma_V = 0,026 \sqrt{V}$.

Примем, что среднеквадратическая ошибка σ_V должна вписываться в шаблон для σ_{VM} с запасом, поскольку, кроме флюктуационных ошибок, за счет шероховатой поверхности существуют малые ошибки за счет фазовых и аддитивных шумов. Беря запас по среднеквадратической ошибке порядка 30%, получим $\theta_0 = 2,5^\circ$, $\sigma_V = 0,02 \sqrt{V}$. Кривая σ_V для $\theta_0 = 2,5^\circ$ также показана на рис. 38.

Определим связь параметров шаблона допустимой среднеквадратической ошибки $\sigma_{VM} = a + bV$ с параметром A среднеквадратической ошибки $\sigma_V = A\sqrt{V}$. Кривая σ_V как функция V является выпуклой и должна касаться прямой σ_{VM} в некоторой точке V_* .

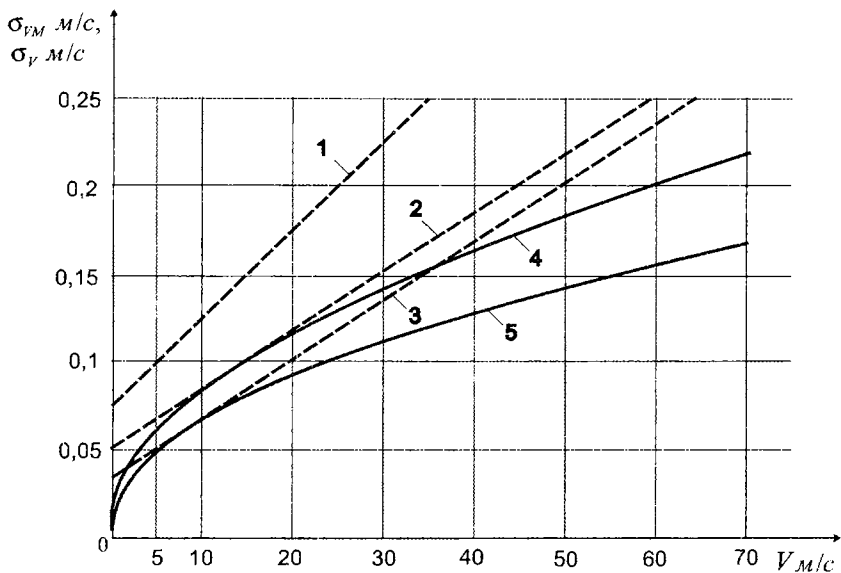


Рис. 38. Среднеквадратическая погрешность измерения скорости КА:

- 1 — допустимая среднеквадратическая ошибка по скорости $\sigma_{VM} = 0,075 + 0,005V$ м/с (максимальная ошибка не должна превышать величину $0,15 + 0,01V$ м/с по уровню двух сигм);
- 2 — допустимая среднеквадратическая ошибка по скорости $\sigma_{VM} = 0,05 + 0,0033V$ м/с (максимально допустимая ошибка $0,15 + 0,01V$ м/с по уровню трех сигм);
- 3 — допустимая среднеквадратическая ошибка по скорости $\sigma_{VM} = 0,03 + 0,0033V$ м/с (максимально допустимая ошибка $0,09 + 0,01V$ м/с по уровню трех сигм);
- 4 — расчетная среднеквадратическая ошибка по скорости σ_V , обусловленная шероховатостью отражающей поверхности при ширине узкого луча радиолокатора $\theta_0 = 4^\circ$;
- 5 — то же самое, что и кривая 4, но для $\theta_0 = 2,5^\circ$

Принимаем условие

$$\frac{d\sigma_V}{dV} = \frac{A}{2\sqrt{V}} \text{ в точке } V_*; \quad \frac{A}{2\sqrt{V_*}} = b.$$

Отсюда $V_* = (A/2b)^2$.

Тогда

$$\sigma_{VM}(V_*) = a + bV_* = A\sqrt{V_*} \text{ и}$$

$$a = A\sqrt{V_*} - bV_* = A^2/2b - A^2/4b = A^2/4b.$$

Если задаются параметры a и b , то вычисляется значение $A = 2\sqrt{ab}$ и по формуле $A = 0,138 \sqrt{\sin(\theta_0/2)}$ вычисляется требуемое значение θ_0 . Если же задаться углом θ_0 , то вычисляется значение A и затем величина $a = A^2/4b$, где наклон b прямой σ_{VM} считается заданным $b = 0,0033$ и неизменным при вариациях коэффициента a .

Например, для комплекса ДИСД-РВ выбираем ширину луча $\theta_0 = 2,5^\circ$ и получаем $A = 0,02$; $V_* = 9$ м/с и при $b = 0,0033$ имеем $a = 0,03$. Для допустимого шаблона σ_{VM} получаем $\sigma_{VM} = 0,03 + 0,0033V$, а для шаблона по уровню трех сигм $3\sigma_{VM} = 0,09 + 0,01V$.

Одной из главных задач построения перспективного лунного посадочного радиолокатора является повышение точности измерений скорости и высоты КА по сравнению с известными аналогами. В связи с этим проведем сравнение погрешностей измерения скорости КА радиолокатором ДИСД-РВ с известными радиолокаторами, представленными в табл. 2, 4, 5.

Сравнение шаблонов допустимой максимальной ошибки измерения скорости КА разных радиолокаторов некорректно. Во-первых, эти шаблоны в виде $\Delta V = a + bV$ имеют различные сочетания коэффициентов a и b и не ясно какое сочетание коэффициентов a и b даст минимальную погрешность измерения скорости КА. Во-вторых, отсутствуют данные по какому уровню двух или трех сигм должны обеспечиваться требования этих шаблонов ошибок. На рис. 38 представлены шаблоны σ_{VM} для одного и того же требования $\Delta V = 0,15 + 0,01V$ м/с по уровню

двух сигм (кривая 1) и трех сигм (кривая 2). Видно насколько сильно отличаются кривые 1 и 2 между собой.

В-третьих, не очевидно, что требования шаблонов радиолокаторов выполняются и с каким запасом в аппаратуре с конкретными параметрами, приведенными в табл. 2, 4, 5. В связи с этим сравнение посадочных радиолокаторов будем производить по величине среднеквадратической ошибки (по параметру A) за счет шероховатой лунной поверхности согласно выражению $\sigma_V = A\sqrt{V}$, где

$$A = 1,2 \frac{\sqrt{\sin \beta}}{\cos \beta} \sqrt{\frac{\lambda}{T_0} \sin \frac{\theta_0}{2}}.$$

Сравнительные данные параметров радиолокаторов представлены в табл. 8 на основании табл. 2, 4, 5. Кроме того, приняты следующие допущения. Шаблон допустимых ошибок измерения скорости КА определяется по уровню трех сигм для всех КА. Величина θ_0 вычислялась по наименьшей ширине диаграммы направленности эллиптического луча. Время интегрирования T_0 не известно для всех КА, кроме КА «Фобос-Грунт», где оно определено для каждого луча как $T_0 = 0,04$ с. Поэтому для всех остальных радиолокаторов в интересах сравнения принята величина $T_0 = 0,2$ с.

Результаты сравнения радиолокаторов по величине среднеквадратической ошибки измерения скорости КА, представленные в последнем столбце табл. 8, показывают весьма существенное повышение точности измерения скорости КА радиолокатором ДИСД-РВ по сравнению со всеми остальными аналогами.

2.6. Особенности работы доплеровского измерителя скорости КА на малых высотах

На малых высотах на результаты измерений скорости и высоты КА оказывает влияние величина параллакса-непараллельности путей распространения радиосигнала от передающей антенны КА до поверхности Луны и от поверхности Луны

Таблица 8

Миссия	Заявленный шаблон допустимых ошибок измерения скорости КА по уровню трех сигм	Длина волны λ , м	β град.	Ширина диаграммы направлен- ности антенны КА, град.	θ_0 град.	Время интерри- рования T_0 , сек	A	СКО измерения скорости КА относительно СКО * ДИСД-РВ
Луна 16...	—	0,023	24	5,3×5,3	3,75	0,2	0,051	2,55
Луна 24								
Surveyor	0,3+0,02V	0,023	25	5,4×5,4	3,8	0,2	0,053	2,65
Apollo	0,15+0,01V	0,028	23	3,7×7,3	2,6	0,2	0,05	2,5
Viking	0,3+0,015V	0,023	20,5	3,7×7,3	2,6	0,2	0,045	2,2
Фобос	0,15+0,007V	0,023	25	5,6×5,6	4	0,2	0,055	2,75
Фобос-Грунт	0,01V	0,023	30	5×10**	3,5	0,04	0,13	6,5
Комплекс ДИСД-РВ	0,09+0,01V	0,0068	20	3,5×3,5	2,5	0,2	0,02	1

* СКО — среднеквадратическая ошибка.

** Прогноз по габаритным размерам и фотографиям антенны [16].

мерения скорости КА $V - V \cos \alpha$. Относительная ошибка измерения скорости КА будет равна $(V - V \cos \alpha)/V = 1 - \cos \alpha$.

Найдем величину $\cos \alpha$. На рис. 39 отрезок $OD = a$ есть перпендикуляр к линии BC , а отрезок OE — перпендикуляр к линии $OB = b$. Тогда справедливы два равенства: $a = b \sin \alpha$ и $a = d \cos(\alpha + \beta)$.

Заменяя $b = H/\cos \beta$, получаем уравнение:

$$\sin \alpha = \frac{d}{H} \cos \beta \cdot \cos(\alpha + \beta),$$

и окончательно

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\cos^2 \beta}{H/d + \sin \beta \cdot \cos \beta}; \quad \cos \alpha = \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \alpha}}.$$

Полагая $\beta = 20^\circ$, $d = 0,25$ м, получаем $\operatorname{tg} \alpha = 0,22/(H + 0,08)$ и следующую табл. 9 для систематической ошибки измерения скорости КА $1 - \cos \alpha$. Для данных табл. 9 $\operatorname{tg} \alpha \ll 1$.

Тогда $1 - \cos \alpha \approx 0,0242/(H + 0,08)^2$.

Таблица 9

$H, \text{ м}$	0,5	1	2	3	4	5	10
$1 - \cos \alpha$	0,065	0,02	0,0055	0,0025	0,00145	0,00094	0,00024

Систематическая ошибка измерения скорости КА из-за параллакса есть $(1 - \cos \alpha)V$, а максимальная допустимая ошибка измерения скорости КА согласно шаблону кривой 3 на рис. 38 есть $0,09 + 0,01V$. Тогда допустимая систематическая ошибка измерения скорости КА из-за параллакса есть:

$$(1 - \cos \alpha)V \leq 0,09 + 0,01V - 3\sigma_V,$$

где σ_V дается кривой 5 рис. 38.

Согласно табл. 9 для скорости снижения КА $V = 3$ м/с на малых высотах получим, что ошибка измерения скорости КА из-за параллакса будет превышать допустимую величину на высотах менее 2 м. В этом случае возможно ввести компенсацию систематической ошибки, используя данные по измерению или прогнозу малых высот или использовать на малых высотах прогнозные значения скорости КА.

РАДИОКАНАЛ ИЗМЕРЕНИЯ НАКЛОННЫХ ДАЛЬНОСТЕЙ И ВЫСОТЫ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

3.1. Характеристики отраженного сигнала измерения дальности

Механизм рассеяния сигнала по дальности иллюстрируется на рис. 40, где γ есть угол наклона отражающего участка поверхности Луны относительно горизонта.

Рассеяние отраженного сигнала по дальности $\Delta r = r_1 - r_2$ равно при угле $\gamma = 0$:

$$\begin{aligned}\Delta r &= \frac{H}{\cos(\beta + \theta_0/2)} - \frac{H}{\cos(\beta - \theta_0/2)} = \\ &= H \frac{\cos(\beta - \theta_0/2) - \cos(\beta + \theta_0/2)}{\cos(\beta + \theta_0/2) \cdot \cos(\beta - \theta_0/2)} = \\ &= 4H \frac{\sin \beta \cdot \sin(\theta_0/2)}{\cos 2\beta + \cos \theta_0} \approx 2H\theta_0 \frac{\sin \beta}{1 + \cos 2\beta}.\end{aligned}$$

Угол наклона γ облучаемого участка лунной поверхности является случайной величиной и может характеризоваться типовым значением не более $7...10^\circ$.

С учетом угла γ из рис. 40 получаем:

$$\Delta r \approx 2H\theta_0 \frac{\sin(\beta + \gamma)/\cos \gamma}{1 + \cos [2(\beta + \gamma)]} \approx 2H\theta_0 \frac{\sin(\beta + \gamma)}{1 + \cos [2(\beta + \gamma)]}.$$

Для $\theta_0 = 2,5^\circ$, $\beta = 20^\circ$, $\gamma = 7^\circ$ получаем $\Delta r = 0,025H$.

Максимальный разброс дальностей относительно дальности r (см. рис. 40) составит величину $\Delta r/2 = 0,0125H$.

Полученные характеристики по рассеянию сигнала по дальности относятся к так называемой малой однородной шероховатости поверхности Луны в пределах пятна на поверхно-

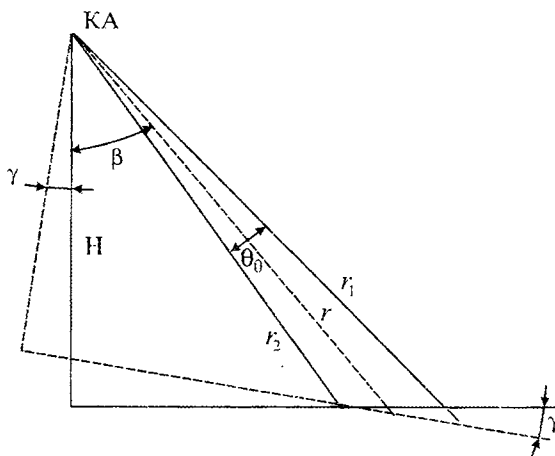


Рис. 40. Параметры узкого луча радиолокатора

сти, вырезаемого узким лучом радиолокатора. Неровности поверхности будем считать малыми, если в пятне узкого луча среднеквадратическое значение высоты неровностей не превышает значения $\Delta r / 2\sqrt{3} = 0,0072 H$. Этой величиной можно руководствоваться для выбора площадки на поверхности Земли при проведении летных испытаний радиолокатора для оценки погрешностей измерения дальности.

Как было показано в главе 2, отраженный сигнал определяется блужданием внутри угла θ_0 блестящей полоски равных доплеровских скоростей и равных дальностей, находящейся под случайным углом θ_i внутри узкого наклонного луча.

Поскольку дальность $r = ct/2$ вызывает запаздывание отраженного сигнала величиной τ , рассеяние сигнала по дальности Δr вызывает рассеяние сигнала по задержке $\Delta t = 2\Delta r/c$. Полагая $\Delta r = 0,025 H$, получаем $\Delta t = 0,05 H/c$.

Полоса частотной когерентности флюктуирующего отраженного сигнала $\Delta f_{\text{ког}}$, внутри которой все частотные компоненты замирают дружно, определяется соотношением $\Delta f_{\text{ког}} = 1/\Delta t$ [12]. Тогда $\Delta f_{\text{ког}} = 6000/H$ МГц.

График $\Delta f_{\text{ког}}$ представлен на рис. 41. Значения масштабных частот фазового метода измерения дальности должны лежать ниже кривой $\Delta f_{\text{ког}}$ рис. 41.

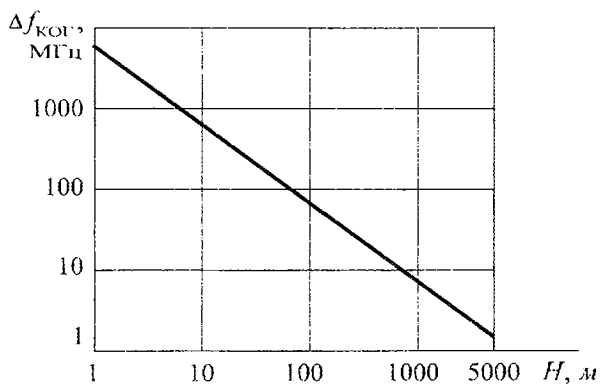


Рис. 41. Когерентная полоса частот отраженного сигнала

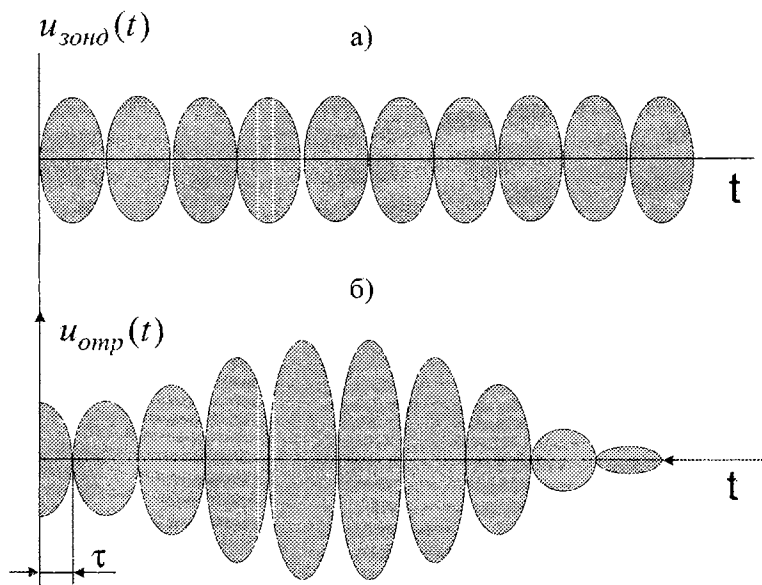


Рис. 42. Временные структуры:
 а — излучаемый зондирующий сигнал;
 б — отраженный флюктуирующий сигнал

На рис. 42 показаны временные структуры излучаемого зондирующего сигнала и отраженного флюктуирующего сигнала при излучении радиосигнала, состоящего из суммы двух гармонических сигналов, отличающихся по частоте на значение масштабной частоты F_M .

Зондирующий сигнал на передаче запишем как

$$u_{\text{зонд}}(t) = U_0 \sin(\omega t + \varphi_1) + U_0 \sin[(\omega + \Omega_M)t + \varphi_2] = \\ = 2U_0 \cos\left(\frac{\Omega_M}{2}t + \varphi_2 - \varphi_1\right) \sin\left[\left(\omega + \frac{\Omega_M}{2}\right)t + \varphi_1 + \varphi_2\right].$$

где круговая масштабная частота $\Omega_M = 2\pi F_M$, а огибающая зондирующего сигнала есть $A = 2U_0 \cos\left(\frac{\Omega_M}{2}t + \varphi_2 - \varphi_1\right)$, которая называется кривой биений двух гармонических сигналов и может быть выделена линейным или квадратичным детектором.

Рассмотрим принцип измерения дальности фазовым методом. На передаче формируем опорный сигнал с помощью квадратичного детектирования зондирующего сигнала. Из выражения $[u_{\text{зонд}}(t)]^2$, оставляя только низкочастотные компоненты, получаем опорный сигнал

$$A_{\text{оп}} = U_0^2 \cos(\Omega_M t + \varphi_2 - \varphi_1) = U_0^2 \cos \varphi_1.$$

Рассмотрим принимаемый сигнал, состоящий из двух гармонических колебаний, на входе квадратичного детектора без учета шумов и просачивающегося в приемник зондирующего сигнала. Сигнал на входе квадратичного детектора на интервале временной когерентности сигнала есть:

$$u_{\text{пр}}(t) = U \sin[(\omega + \Omega_D)(t - \tau) + \varphi_1 + \varphi_{\text{отр}}] + \\ + U \sin[(\omega + \Omega_D + \Omega_M + \Delta\Omega_{\text{МД}})(t - \tau) + \varphi_2 + \varphi_{\text{отр}}],$$

где Ω_D — доплеровское смещение частоты ω ; $\Delta\Omega_{\text{МД}}$ — доплеровское смещение масштабной частоты Ω_M ; τ — задержка отраженного сигнала; $\varphi_{\text{отр}}$ — набег фазы сигнала при его отражении от поверхности Луны.

Возведя $u_{\text{ПР}}(t)$ в квадрат и выделив низкочастотные составляющие, получим для выхода квадратичного детектора:

$$A_{\text{ПР}} = U^2 \cos [\Omega_{\text{М}}(t - \tau) + \Delta\Omega_{\text{МД}}(t - \tau) + \varphi_2 - \varphi_1] = U^2 \cos \varphi_2.$$

С помощью линейного фазового детектора выделяется напряжение, пропорциональное $\varphi = \varphi_1 - \varphi_2 = \Omega_{\text{М}}\tau - \Delta\Omega_{\text{МД}}(t - \tau)$.

Полагая $\Delta\Omega_{\text{МД}} = \frac{2V}{c}\Omega_{\text{М}} = \frac{4\pi V}{c}F_{\text{М}}$, где V — проекция вектора скорости КА на ось узкого луча, получим:

$$\varphi = 2\pi F_{\text{М}}\tau - \frac{4\pi F_{\text{М}}V}{c}(t - \tau).$$

Умножим левую и правую часть равенства на $c/4\pi F_{\text{М}}$:

$$\frac{c\varphi}{4\pi F_{\text{М}}} = \frac{c\tau}{2} - V(t - \tau) = \tau \left(\frac{c}{2} + V \right) - Vt = \frac{c\tau}{2} - Vt.$$

Обозначим $c\varphi/4\pi F_{\text{М}}$ как дальность $r(t)$ в момент времени t , $c\tau/2 = r(\tau)$ — дальность для задержки сигнала τ до начала обработки сигнала. Тогда $r(t) = r(\tau) - Vt$. Для интервала времени $t = \tau + T_0 \approx T_0$, где $t = T_0$ — время обработки сигнала, получим нужное нам значение дальности в момент времени T_0 :

$$r(T_0) = r(\tau) - VT_0.$$

3.2. Выбор структуры зондирующего сигнала и метода его обработки в приемном устройстве

Из всех известных методов измерения дальности в радиолокации фазовый метод измерения является наиболее точным при наличии аддитивных шумов. Теория устанавливает, что оптимальная форма зондирующего сигнала для измерения дальности при аддитивных шумах представляет собой сумму двух гармонических сигналов, разнесенных на некоторую масштабную частоту $F_{\text{М}}$.

При фазовом методе измерения дальности для каждой цели требуется свой независимый измерительный канал, поэтому, как правило, фазовый метод измерения дальности применя-

ется при локации только одной цели. При наличии многих целей с близкими радиальными скоростями фазовый метод определения дальности не работает.

Основные области применения фазового метода измерения дальности — это доплеровские методы измерения скорости и дальности летательных аппаратов относительно отражающей поверхности [16, 17], лазерные дальномеры [37], космические траекторные радиолинии (радиолокация с активным ответом).

В космических траекторных радиолиниях для измерения радиальной скорости КА и его дальности используется фазовая (она же частотная) модуляция несущего колебания масштабной частотой F_M . Спектр такого колебания состоит из несущей частоты f_0 и большого числа боковых полос, расстояние между которыми равно F_M . Ближайшие две боковые полосы имеют наибольшую амплитуду, остальные боковые полосы малы. Несущая на частоте f_0 используется для измерения радиальной скорости КА, ближайшие две боковые полосы — для измерения дальности до КА фазовым методом.

Аналогичный спектр имеет зондирующий сигнал с частотной модуляцией с малым индексом модуляции, рассмотренный в [16, 17].

В транзисторных усилителях мощности потребление электроэнергии определяется пиковой излучаемой мощностью безотносительно от величины средней излучаемой мощности, которая определяет отношение сигнал—шум в приемнике. Поэтому важно иметь малое отношение пиковой мощности излучаемого радиосигнала к средней, которое называется пик-фактором сигнала и обычно измеряется в дБ.

В приемном устройстве выделяется несущая и две боковые полосы фазо- или частотно-модулированного сигнала, остальные боковые полосы не используются. Это эквивалентно тому, что на передаче отфильтровываются все боковые полосы за исключением двух ближайших около несущей частоты. Эта фильтрация приводит к появлению амплитудной модуляции фазо-модулированного или частотно-модулированного сигнала и появлению пик-фактора больше единицы.

Сравним пик-фактор и средние мощности боковых полос, используемых для измерения дальности, для двух типов зондирующего сигнала: двух- и трехчастотного, спектры которых показаны на рис. 43.

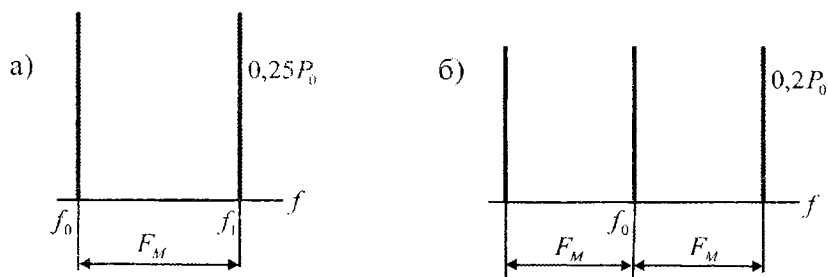


Рис. 43. Зондирующий сигнал для измерения скорости и дальности:
 а — двухчастотный; б — трехчастотный

При двухчастотном сигнале для измерения скорости используется гармоническое колебание, например на частоте f_0 , для измерения дальности используются два гармонических колебания, разнесенных по частоте на F_M — значение масштабной частоты.

В трехчастотном сигнале положим амплитуды всех трех гармонических колебаний одинаковыми. Гармоническое колебание на частоте f_0 используется для измерения скорости, боковые частоты — для измерения дальности. Боковые колебания и гармоническое колебание на частоте f_0 находятся в квадратуре, как это показано на векторной диаграмме рис. 44, где вертикальный неподвижный вектор отображает гармоническое колебание на частоте f_0 , а вращающиеся в противоположные стороны с частотой F_M векторы отображают боковые полосы трехчастотного сигнала.

Обозначим мощность насыщения усилителя мощности через P_0 . Эта мощность равна пиковой мощности двухчастотного или трехчастотного сигналов. Пусть для двухчастотного сигнала амплитуда одного гармонического сигнала равна U , мощность $U^2/2$ на единичном сопротивлении.

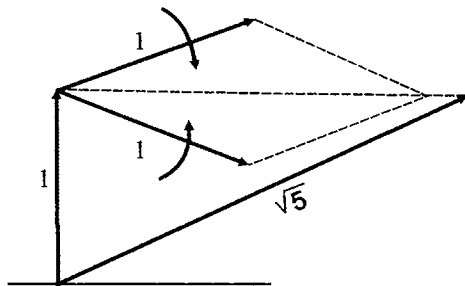


Рис. 44. Векторная диаграмма трехчастотного сигнала

Пиковое значение двухчастотного сигнала (см. рис. 42, *a*) равно $2U$, пиковая мощность $(2U)^2/2 = 2U^2$. Средняя мощность двухчастотного сигнала есть U^2 и пик-фактор равен 2 (3 дБ). Полагая $2U^2 = P_0$, получаем, что средняя мощность излучаемого двухчастотного сигнала есть $P_0/2$, а мощность одного гармонического сигнала есть $P_0/4 = 0,25P_0$, как это показано на рис. 43, *a*.

Аналогичные расчеты для трехчастотного сигнала в соответствии с векторной диаграммой рис. 44 дают значение пик-фактора 2,2 дБ, значение средней мощности $0,6P_0$ и значение мощности одного гармонического колебания $0,2P_0$.

Приведенные расчеты показывают, что энергетические преимущества двухчастотного сигнала измерения дальности по отношению к трехчастотному сигналу измерения дальности являются незначительными. Из-за более простой обработки двухчастотного сигнала выбираем двухчастотный зондирующий сигнал измерения дальности и скорости КА.

Предлагается следующий новый алгоритм обработки двухчастотного сигнала измерения дальности в приемном устройстве при наличии мощного просачивающегося сигнала от передающей антенны. Будем предполагать, что масштабные частоты передаются по очереди. При одновременной передаче нескольких масштабных частот алгоритм обработки сигналов остается прежним для каждой масштабной частоты.

На рис. 45 изображена функциональная схема цифрового приемника для измерения дальности в одном узком луче радиолокатора. С выхода усилителя промежуточной частоты

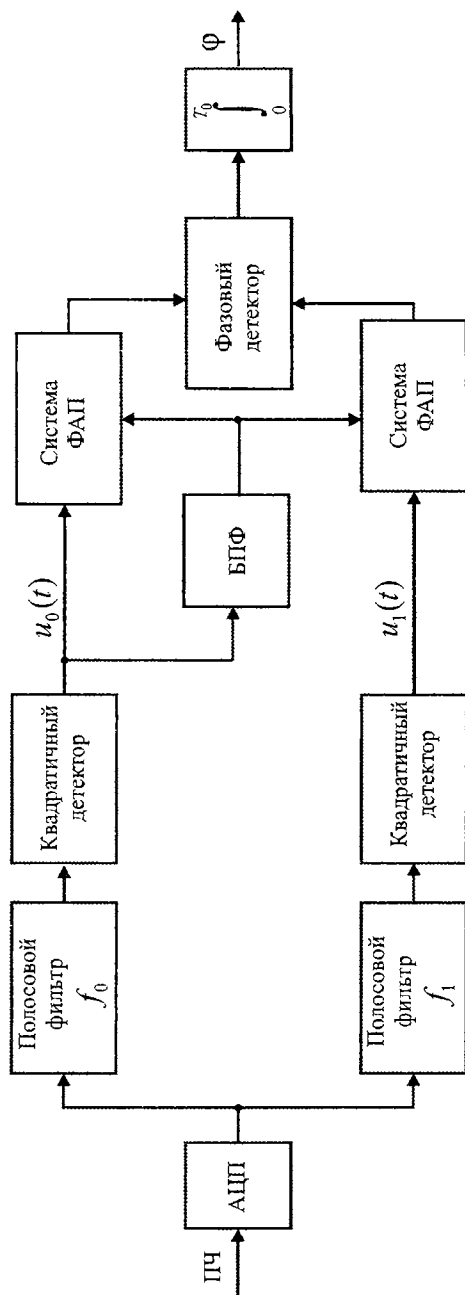


Рис. 45. Функциональная схема измерителя дальности

просачивающийся сигнал передатчика и отраженный сигнал поступают на АЦП и далее на два параллельных канала. Верхний канал на частоте f_0 до входа фазового детектора идентичен каналу измерения скорости КА, рассмотренного в главе 2. В этом канале блок быстрого преобразования Фурье определяет фильтр с полосой 547 Гц, в котором находится сигнал доплеровской частоты $F_{Д0}$ и управляет частотой управляемого генератора системы ФАП для захвата системой ФАП этого сигнала. Система ФАП как следящий фильтр имеет полосу 547 Гц. Аналогичным образом обрабатывается сигнал в нижнем канале на частоте f_1 .

Сигналы на выходах полосовых фильтров имеют вид, показанный на рис. 46. Амплитудно-частотные характеристики фильтров показаны на рис. 46 пунктиром. Ширина полосы пропускания полосовых фильтров обеспечивает фильтрацию доплеровских сигналов в интервале от 600 Гц до 35 кГц.

Для удобства аналитических расчетов будем использовать круговые частоты.

Принимаем следующие обозначения:

$\omega_0 = 2\pi f_0$ — значение частоты первого гармонического колебания;

$\omega_1 = 2\pi f_1$ — значение частоты второго гармонического колебания;

$\Omega_M = 2\pi F_M$ — значение масштабной частоты;

$\omega_1 = \omega_0 + \Omega_M$;

$\Omega_{Д0} = 2\pi F_{Д0}$ — доплеровское смещение частоты ω_0 ;

$\Omega_{Д1}$ — доплеровское смещение частоты ω_1 .

Частоты ω_0 и ω_1 есть некоторые низкие промежуточные частоты.

Также на рис. 46 обозначено:

U_0 — амплитуда просачивающегося зондирующего сигнала на частотах ω_0 и ω_1 ;

U — амплитуда принятого отраженного сигнала.

Алгоритм обработки двухчастотного отраженного сигнала совместно с просачивающимся сигналом от передатчика состоит в следующем.

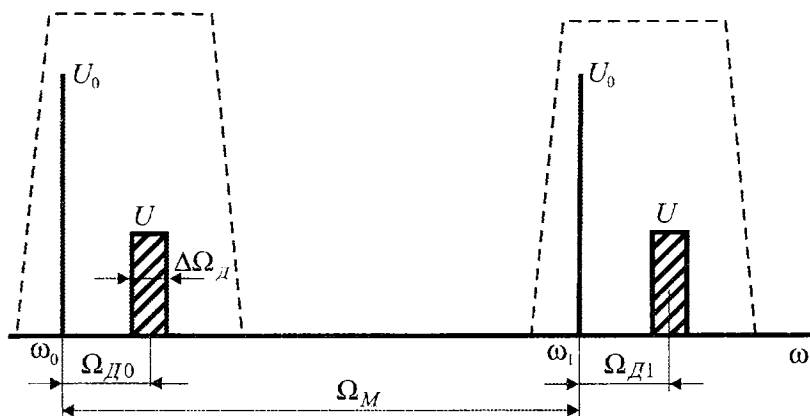


Рис. 46. Спектры сигналов на выходах полосовых фильтров

ШАГ 1. Фильтруем в цифровом приемнике спектры сигналов около частот ω_0 и ω_1 (рис. 46).

ШАГ 2. Сигналы после каждого полосового фильтра подаем на квадратичный детектор с выделением разностной доплеровской частоты с помощью узкополосного (547 Гц) следящего фильтра на базе системы ФАП. После первого квадратичного детектора получим колебание:

$$u_0(t) = \left\{ U_0 \sin(\omega_0 t + \varphi_0) + U \sin[(\omega_0 + \Omega_{Д0})(t - \tau) + \varphi_0 + \varphi_{отр}] \right\}^2 = \\ = U_0 U \cos[\Omega_{Д0}(t - \tau) - \omega_0 \tau + \varphi_{отр}],$$

где τ есть задержка принимаемого отраженного сигнала в процессе его распространения минус задержка просачивающегося зондирующего сигнала из передающей антенны в приемную; $\varphi_{отр}$ — набег фазы сигнала при его отражении от лунной поверхности.

На выходе квадратичного детектора второго канала с промежуточной частотой ω_1 получим:

$$u_1(t) = \left\{ U_0 \sin[(\omega_0 + \Omega_M)t + \varphi_1] + \right. \\ \left. + U \sin[(\omega_0 + \Omega_M + \Omega_{Д1})(t - \tau) + \varphi_1 + \varphi_{отр}] \right\}^2 = \\ = U_0 U \cos[-\Omega_M \tau + \Omega_{Д1}(t - \tau) - \omega_0 \tau + \varphi_{отр}].$$

ШАГ 3. Колебания $u_0(t)$ и $u_1(t)$ подаются на линейный фазовый детектор (фазометр), выходной сигнал которого прямо пропорционален разности фаз гармонических колебаний $u_0(t)$ и $u_1(t)$. Эта разность фаз равна:

$$\varphi = \Omega_M \tau - (\Omega_{D1} - \Omega_{D0})(t - \tau).$$

С другой стороны, $\Omega_{D1} - \Omega_{D0} = 4\pi \frac{V}{c} (f_1 - f_0) = \frac{2V}{c} \Omega_M$.

Переходя к частотам в герцах, получим:

$$\varphi = 2\pi \left[F_M \tau \left(1 + \frac{2V}{c} \right) - \frac{2V}{c} F_M t \right].$$

Положим, как и ранее, $t = T_0$ и умножим обе части равенства на величину $c/4\pi F_M$.

Получим для измеряемой дальности в момент времени T_0 :

$$r(T_0) = \frac{c}{4\pi F_M} \varphi = \frac{c\tau}{2} - VT_0.$$

То есть мы получили тот же самый результат, что и в идеальном случае при отсутствии просачивающегося сигнала от передающей антенны в приемную.

3.3. Точность измерения дальности

Погрешности при измерении дальности фазовым методом возникают по двум причинам. Во-первых, погрешности идеального фазометра (фазового детектора на рис. 45) при квантовании фазы при цифровой обработке сигнала и, во-вторых, погрешности за счет флюктуационных ошибок при отражении сигнала от шероховатой поверхности.

Рассмотрим ошибки квантования фазы. Примем, что фазометр представляет собой таймер, запускаемый коротким импульсом запуска верхнего канала рис. 45 и останавливаемым импульсом остановки нижнего канала. Примем, что импульсы запуска и остановки таймера формируются без ошибок при пересечении гармонического колебания масштабной частоты F_M нуля в положительном направлении, как это показано

на рис. 47. Дискриминационная характеристика этого фазового детектора с периодом 2π представлена на рис. 48.

Максимальная погрешность измерения (квантования) дальности определяется половиной расстояния между двумя соседними мерными импульсами $\Delta\tau_\phi/2$, если задержку сигнала определить как $N\tau_\phi + \tau_\phi/2$, где N есть число мерных импульсов фазометра на периоде масштабной частоты.

Погрешность измерения дальности равна:

$$\Delta r_{\text{фаз}} = \frac{c\Delta\tau_\phi}{4} = \frac{c}{4F_T},$$

где $F_T = 1/\Delta\tau_\phi$ есть мерная частота.

Отсюда $F_T > c/4\Delta r_{\text{фаз}}$. Полагая $\Delta r_{\text{фаз}} < 0,5$ м, получим для $\Delta r_{\text{фаз}} = 0,37$ м $F_T \geq 200$ МГц.

Погрешность вычисления дальности может быть вызвана нестабильностью масштабной частоты F_M . Рассмотрим выражение для вычисления дальности $r = c\phi/4\pi F_M$. Уход частоты F_M от номинального значения на величину δF_M вызовет ошибку вычисления r , равную δr согласно выражению:

$$r + \delta r = \frac{c\phi}{4\pi(F_M + \delta F_M)} = \frac{c\phi}{4\pi F_M(1 + \delta F_M/F_M)} = r \left(1 - \frac{\delta F_M}{F_M} \right).$$

Отсюда $\delta r = r(\delta F_M/F_M)$ $\delta r/r = \delta F_M/F_M$.

Положим, что должно выполняться условие $\delta F_M/F_M \ll 0,02$. Это условие выполняется при относительной нестабильности масштабной частоты $\delta F_M/F_M \leq 10^{-3}$.

Рассмотрим флюктуационные ошибки измерения дальности. Поскольку канал измерения фазы содержит два канала, идентичных каналу измерения доплеровского сдвига частоты (рис. 45), то на основании материала главы 2 принимаем, что влиянием аддитивных и фазовых шумов на точность измерения дальности можно пренебречь. Будем рассматривать только флюктуационные ошибки измерения дальности, обусловленные шероховатостью отражающей поверхности.

В разделе 3.1 было получено выражение для наклонной дальности $r = c\phi/4\pi F_M$, которое справедливо для напряже-

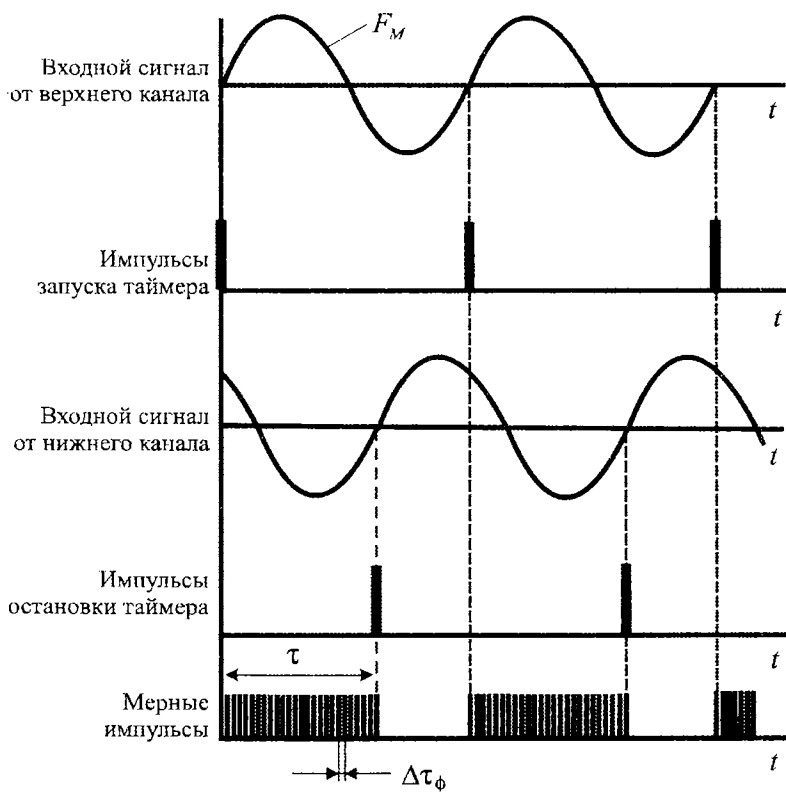


Рис. 47. Временные диаграммы сигналов в фазометре



Рис. 48. Дискриминационная характеристика фазового детектора

ния φ на выходе фазового детектора перед интегратором (рис. 45). Максимальная флюктуационная ошибка (по трем сигмам) $\delta\varphi$ вызывает максимальную ошибку по дальности $\delta r = \Delta r/2 = 0,0125H$ (см. раздел 3.1). Из уравнения $\delta r = c\delta\varphi/4\pi F_M = 0,0125H$ найдем относительную ошибку измерения фазы:

$$\frac{\delta\varphi}{\Omega_M\tau} = \frac{\delta\varphi}{2\pi F_M\tau} = \frac{0,0125H}{c\tau/2} = \frac{\delta r}{r} = \frac{\Delta H}{H}.$$

Полагая $c\tau/2 = r = H/\cos\beta$, имеем $\delta r/r = 0,0125\cos\beta$ и для $\beta = 20^\circ$ получаем $\delta r/r = 0,012$, что удовлетворяет требованиям допустимой относительной ошибки измерения высоты или дальности 0,02.

Наличие интегратора со сбросом на выходе фазового детектора позволяет дополнительно уменьшить флюктуационную ошибку измерения дальности. На рис. 49, *а* представлен спектр мощности сигнала на входе фазового детектора верхнего или нижнего каналов схемы рис. 45. Положим, что принимаемый отраженный сигнал представляет собой гауссовский шум со спектром прямоугольной формы шириной ΔF_D и спектральной плотностью N_{oc} . Для упрощения расчетов примем, что фазовый детектор представляет собой идеальный множитель.

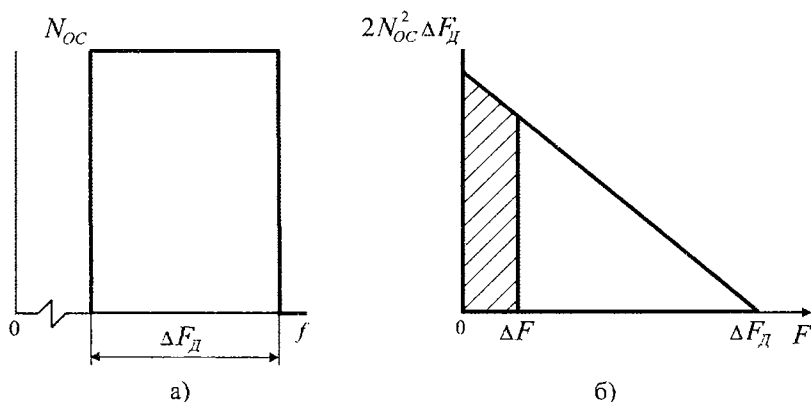


Рис. 49. Спектры сигналов:

а — на входе фазового детектора; *б* — на выходе фазового детектора

Представляя спектры сигналов на двух входах фазового детектора в виде суммы большого числа гармонических составляющих с случайными фазами и произведя перемножение двух спектров с выделением разностных частот с их некогерентным сложением, получим на выходе фазового детектора известный треугольный спектр мощности шумов, представленный на рис. 49, б, который описывается выражением:

$$G_{\Phi}(F) = 2N_{\text{ос}}^2 (\Delta F_{\text{Д}} - F).$$

Будем считать, что интегратор со сбросом — это фильтр нижних частот с полосой $\Delta F = 1/2 T_0$, где T_0 есть постоянная времени фильтра нижних частот. Примем также, что коэффициент передачи фильтра нижних частот равен единице в полосе его пропускания.

Интегрирующий фильтр нижних частот даст выигрыш в отношении мощностей сигнал—шум в η раз, где:

$$\eta = \frac{\int_0^{\Delta F_{\text{Д}}} G_{\Phi}(F) dF}{\int_0^{\Delta F} G_{\Phi}(F) dF} = \frac{N_{\text{Д}}^2 \Delta F_{\text{ос}}^2}{2N_{\text{ос}}^2 \Delta F_{\text{Д}} \cdot \Delta F - N_{\text{ос}}^2 \Delta F^2} = \frac{\Delta F_{\text{Д}} T_0}{1 - 1/4 \Delta F_{\text{Д}} T_0}.$$

Примем $1/4 \Delta F_{\text{Д}} T_0 \ll 1$, что при $\Delta F_{\text{Д}} = 600$ Гц, $T_0 = 0,2$ с выполняется с запасом. Тогда $\eta = \Delta F_{\text{Д}} T_0$.

Ранее в разделе 2.5 мы получили выражение для $\Delta F_{\text{Д}}$, которое запишем следующим образом:

$$\Delta F_{\text{Д}} = \frac{4V}{\lambda} \sin \beta \cdot \sin \frac{\theta_0}{2} = 0,03 \frac{V}{\lambda}$$

при $\beta = 20^\circ$, $\theta_0 = 2,5^\circ$.

Тогда $\eta = 0,03 VT_0/\lambda$. В частности, при $T_0 = 0,2$ с, $\lambda = 0,0068$ м получаем для дополнительного выигрыша в величине среднеквадратической погрешности измерения дальности значение $\sqrt{\eta} \approx \sqrt{V}$ при $\Delta F_{\text{Д}} T_0 \geq 1$.

Из вышерассмотренного следует два основных вывода:

1. Величина флюктуационной ошибки измерения дальности за счет влияния шероховатой поверхности не зависит

от значения масштабной частоты в отличие от аддитивных шумов. Физически это можно пояснить, рассмотрев зондирующий сигнал в виде бесконечно короткого радиоимпульса. Отраженный сигнал расплывается и будет иметь длительность равную ширине функции рассеяния по задержке, то есть разрешающая способность радиолокатора по дальности зависит не от длительности излучаемого импульса, а от длительности расплывшегося отраженного импульса, если для обработки принятого сигнала используется вся энергия импульса.

2. Первоначальную погрешность задержки (дальности) определяет ширина функции рассеяния сигнала по задержке. Дальнейшее уточнение задержки принимаемого сигнала связано с определением среднего значения функции рассеяния по задержке, что реализуется усреднением фазового сигнала интегрирующим фильтром нижних частот. В результате среднеквадратическая ошибка измерения дальности уменьшается в $\sqrt{0,03VT_0/\lambda}$ раз. Последнее также свидетельствует о том, что переход на использование более высоких частот (уменьшение λ) позволяет повысить точность измерения дальности аналогично тому, как это имеет место для канала измерения скорости КА.

3.4. Выбор масштабных частот

Минимальная масштабная частота, обозначим ее как F_0 , определяется необходимостью обеспечения однозначного определения дальности на максимальном удалении космического аппарата от поверхности Луны. Период масштабной частоты должен быть больше максимального времени запаздывания отраженного сигнала.

Тогда $1/F_0 \geq \tau = 2r/c$, $F_0 \leq c/2r$.

Для максимальной высоты космического аппарата $H = 5$ км, максимальная наклонная дальность в узком луче с учетом неопределенности положения продольной оси КА $\pm 3,5^\circ$ и наклона рельефа поверхности Луны относительно горизонтали порядка 10° будет равна $r = H/\cos 34^\circ = 6$ км, откуда $F_0 \leq 25$ кГц.

Непосредственно сформировать масштабную частоту $F_0 \leq 25$ кГц путем излучения двух несущих, отличающихся по частоте на 25 кГц и менее, нельзя, поскольку эта частота попадает в диапазон доплеровских частот 600 Гц ... 35 кГц. Рассмотрим рис. 46. Из рисунка следует, что сигналы двух каналов не создают помех друг другу при условии, когда $F_M \geq 2F_D$, то есть масштабная частота должна быть больше 70 кГц.

Излучаемые гармонические колебания для формирования масштабных частот показаны на рис. 50.

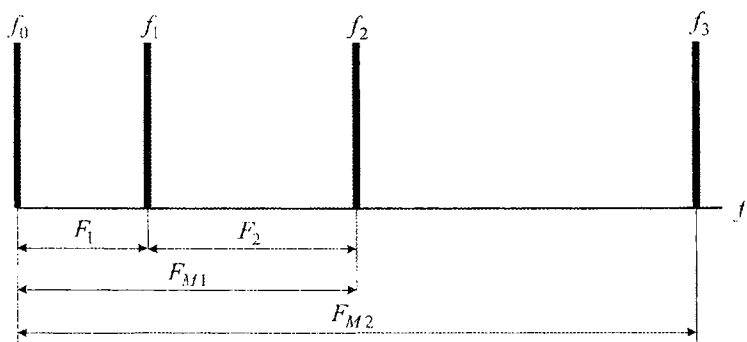


Рис. 50. Излучаемые гармонические колебания для формирования масштабных частот

Для формирования наименьшей масштабной частоты F_0 необходимо излучение трех гармонических колебаний f_0 , f_1 и f_2 .

Получим:

$$F_0 = F_2 - F_1 = (f_2 - f_1) - (f_1 - f_0).$$

С помощью частот f_0 и f_2 формируем масштабную частоту $F_{M1} = f_2 - f_0$. При необходимости можно сформировать еще одну более высокую масштабную частоту $F_{M2} = f_3 - f_0$, добавив гармоническое колебание на частоте f_3 .

Определим необходимую максимальную масштабную частоту. Как было указано выше, флюктуационная ошибка измерения дальности за счет шероховатой поверхности не зависит от выбора масштабной частоты. Наивысшая масштабная частота определяется погрешностями фазометра и не зависит от высоты КА.

Согласно ранее указанным техническим требованиям, ошибка определения высоты КА по уровню трех сигм не должна превышать величины $3\sigma_H \leq 0,5 + 0,02H$.

Для дальности r примем допустимую ошибку измерения наклонной дальности как $3\sigma_r = 0,5 + 0,02r$. При этом будем считать, что допустимая флюктуационная ошибка измерения дальности за счет шероховатой поверхности определяется членом $0,02r$, а постоянная погрешность измерения дальности 0,5 м отводится на погрешность фазометра и другие блоки приемо-передающей аппаратуры.

Наивысшая масштабная частота используется при измерениях на малых высотах КА. Во-первых, аппаратурная ошибка измерения фазы возникает за счет ошибки квантования в АЦП при оцифровке сигнала промежуточной частоты в приемнике. На малых высотах отраженный сигнал значительно превышает просачивающийся сигнал от передающей антенны, поэтому при 8÷10-разрядном АЦП с частотой дискретизации 200 МГц за счет последующей фильтрации сигнала в узкополосном фильтре с полосой 547 Гц сигнал на входе фазометра будет иметь ничтожно малые шумы квантования и можно принять, что этот сигнал тождественен аналоговому неквантованному сигналу. В этом случае фазометр есть АЦП, который преобразует аналоговый сигнал в цифровой с промежуточной квантованной широко-импульсной модуляцией (рис. 47).

Аппаратурные ошибки фазометра как АЦП возникают при сравнении в компараторе амплитуды аналогового сигнала с эталоном (нулевое напряжение в случае фазометра по рис. 47). Максимальную погрешность оцифровки аналогового сигнала в АЦП принято оценивать ценой младшего разряда как $1/2^n$, где n — число разрядов АЦП. Из уравнения дальности $r = c\phi/4\pi F_M$ следует уравнение ошибок по уровню трех сигм $3\sigma_r = 3\sigma_\phi c/4\pi F_M$, откуда следует требование для значения максимальной масштабной частоты F_M

$$F_M = \frac{c}{2} \cdot \frac{1}{3\sigma_r} \left(\frac{3\sigma_\phi}{2\pi} \right) = \frac{c}{2} \cdot \frac{1}{3\sigma_r} \left(\frac{1}{2^n} \right),$$

где $3\sigma_r$ есть максимальная ошибка измерения дальности;

$3\sigma_\varphi$ есть максимальная ошибка измерения фазы фазометра на входе интегрирующего фильтра нижних частот.

С учетом действия интегрирующего фильтра нижних частот получим:

$$F_M = \frac{c}{2} \cdot \frac{1}{3\sigma_r \sqrt{\eta}} \left(\frac{1}{2^n} \right),$$

где $\eta \approx V$.

Допустимую аппаратурную ошибку измерения дальности 0,5 м представим как сумму двух случайных независимых ошибок: максимальную ошибку за счет дискретизации по времени масштабной частоты, полученную ранее ($\Delta r = 0,37$ м) и отводимую ошибку $3\sigma_r = 0,34$ м для аппаратурных погрешностей.

Для вычисления максимальной необходимой масштабной частоты примем $3\sigma_r = 0,34$ м, $V = 3$ м/с, $n = 10$ (десятиразрядный АЦП со скоростью 200 мегавыборок в секунду). Получим $F_M = 250$ кГц.

Тогда, в соответствии с рис. 50, достаточно иметь всего три частоты f_0, f_1, f_2 с параметрами: $F_1 = 112,5$ кГц, $F_2 = 137,5$ кГц, $F_{M0} = 25$ кГц, $F_{M1} = 250$ кГц.

Мы примем более реалистичный вариант с АЦП бортового исполнения с разрядностью $n = 8$. Тогда максимальная масштабная частота $F_M \geq 1$ МГц и имеем следующий набор масштабных частот: $F_{M0} = 16$ кГц, $F_{M1} = 128$ кГц, $F_{M2} = 1024$ кГц, $F_1 = 128$ кГц, $F_2 = 144$ кГц.

Масштабная частота $F_{M2} = 1024$ кГц обеспечивает однозначное определение дальности от нуля до $r = c/2F_{M2} = 146$ м или от нуля до высоты $H = r \cos \beta = 137$ м. Масштабная частота $F_{M1} = 128$ кГц обеспечивает однозначное определение высоты КА от нуля до 1096 м и, наконец, масштабная частота $F_{M0} = 16$ кГц обеспечивает однозначное измерение высот до 8,7 км.

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПОТЕНЦИАЛЫ РАДИОКАНАЛОВ ИЗМЕРЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ И СКОРОСТИ КА

4.1. Отражающие характеристики лунной поверхности

Для расчета энергетики каналов измерения дальности и скорости КА необходимо знать удельную ЭПР поверхности Луны (ЭПР одного квадратного метра поверхности) $\sigma_0(\beta)$, где β есть угол наклона узкого луча радиолокатора относительно вертикали к поверхности Луны. Будем искать величину $\sigma_0(\beta)$ как среднюю по всей поверхности Луны. Локальные участки лунной поверхности будут иметь свою величину удельной ЭПР, отличающуюся от средней удельной ЭПР поверхности Луны. Разброс локальных ЭПР должен быть учтен в энергетических расчетах измерительных каналов радиолокатора.

Все расчеты удельной ЭПР лунной поверхности должны основываться на экспериментальных данных радиолокационного зондирования Луны с помощью как наземных радиолокаторов, облучающих всю видимую поверхность Луны, так и бортовых радиолокаторов, измеряющих удельную ЭПР локальных участков лунной поверхности. Экспериментальные данные по отражающим характеристикам лунной поверхности представлены в монографии Крупенио Н.Н. [4].

Для определения удельной ЭПР отражающей поверхности $\sigma_0(\beta)$ используется последовательность следующих вычислительных этапов. Находится удельная ЭПР при нормальном падении сигнала на поверхность $\sigma_0(0)$, то есть при $\beta = 0$.

Величина $\sigma_0(0)$ определяется следующим образом [5]:

$$\sigma_0(0) = \frac{R^2}{2\sigma_T^2},$$

где R есть модуль коэффициента отражения радиосигнала от отражающей поверхности при нормальном падении радиовол-

ны на поверхность. R называется коэффициентом зеркального отражения Френеля. Величина σ_γ в радианах есть среднеквадратическое значение угла наклона γ неровностей отражающей поверхности. При этом предполагается, что отражатели на поверхности представляют собой плоские facets со случайными наклонами, описываемыми нормальной плотностью распределения вероятностей. В ряде публикаций угол γ выражается в градусах. Тогда $\sigma_\gamma = \sigma_\gamma [\text{град}]/57,3$.

Кроме величины $\sigma_0(0)$, должна быть определена нормированная диаграмма обратного рассеяния $B(\beta) = \sigma_0(\beta)/\sigma_0(0)$. Тогда искомая удельная ЭПР $\sigma_0(\beta) = \sigma_0(0) B(\beta)$. Вместо $B(\beta)$ может быть определена нормированная диаграмма обратного рассеяния (ДОР) при нормальном падении радиоволны на отражающую поверхность. ДОР = $D(\beta)$ и $D^2(\beta) = B(\beta)$.

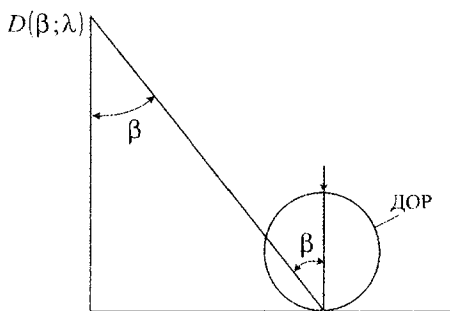


Рис. 51. ДОР лунной поверхности

Пример ДОР показан на рис. 51. В миллиметровом и более коротковолновых диапазонах волн ДОР описывается законом рассеяния Ламберта, при котором в отраженном сигнале отсутствует зеркальная компонента, то есть присутствует только диффузная составляющая $D(\beta) = \cos \beta$.

Тогда $B(\beta) = \cos^2 \beta$ и $\sigma_0(\beta) = \sigma_0(0) \cos^2 \beta$.

Итак, для миллиметрового диапазона волн получаем следующее выражение для удельной ЭПР отражающей поверхности:

$$\sigma_0(\beta) = \frac{R^2 \cos^2 \beta}{2\sigma_\gamma^2}. \quad (4)$$

Коэффициент отражения R для лунной поверхности, которая является диэлектриком с очень малым тангенсом угла потерь, не зависит от рельефа поверхности и определяется только его диэлектрической проницаемостью ϵ :

$$R = \frac{\sqrt{\epsilon} - 1}{\sqrt{\epsilon} + 1}.$$

Величина ϵ зависит от толщины грунта, увеличиваясь с глубиной из-за уплотнения грунта и, следовательно, зависит от длины волны, поскольку с увеличением длины волны увеличивается толщина «скин-слоя» проникновения электромагнитной волны в грунт.

На рис. 52 представлены экспериментальные кривые диаграммы обратного рассеяния лунной поверхности $B(\beta)$, полученные путем зондирования всей видимой поверхности Луны короткими импульсами наземного радиолокатора [4].

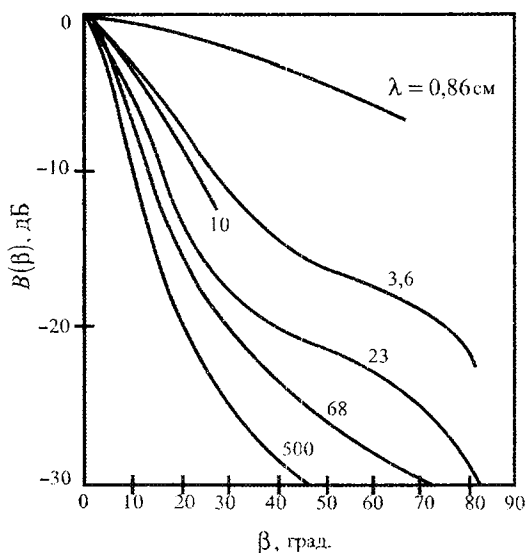


Рис. 52. Нормированная диаграмма обратного рассеяния

Отраженный расплывшийся импульс сигнала есть сумма импульсов сигнала, отраженных от участков лунной поверхности, находящихся на разных дальностях от наземного радио-

локатора и связанных однозначно с дальностью при углах визирования β лунной поверхности. Наименьшая дальность соответствует центральной области лунного диска ($\beta = 0$), максимальная дальность соответствует краям лунного диска ($\beta = 80-90^\circ$).

На рис. 52 кривая, соответствующая $\lambda = 0,86$ см (миллиметровый диапазон волн), описывается ламбертовским законом отражения радиосигнала $B(\beta) = \cos^2 \beta$.

Согласно [4] радиолокация Луны с помощью наземного радиолокатора дает следующие данные по величинам ϵ и σ_γ , приведенные в табл. 10.

Таблица 10

λ , см	0,4...3,2	3,2...6	11,3...21
ϵ	1,5	2,0	2,25
σ_γ , град	10	10	7

Для выбранного нами диапазона частот 44 ГГц ($\lambda = 0,68$ см) имеем $\epsilon = 1,5$, $\sigma_\gamma = 10/57,3 = 0,175$ радиан и в соответствии с выражением (4) получаем для $\beta = 20^\circ$ среднее значение удельной ЭПР лунной поверхности $\sigma_0(\beta) = -8,3$ дБ.

Разброс удельной ЭПР лунной поверхности $\sigma_0(0)$ и, следовательно, $\sigma_0(\beta)$ при переходе от одного участка лунной поверхности к другому можно оценить по экспериментальным данным $\sigma_0(0)$, полученным при запусках лунных КА серий «Луна» и «Surveyor», приведенных в [4].

На рис. 53 представлены экспериментальные данные по удельной ЭПР $\sigma_0(0)$, полученные на КА Луна-20 на длине волны 3,1 см. На больших высотах, которые определяют энергетику измерительных каналов, флуктуации удельной ЭПР имеют величину до 5 дБ.

Аналогичные данные получены и для других лунных КА. Ввиду идентичности характеристик ϵ и σ_γ диапазонов волн 0,68 см и 3,1 см принимаем для расчета энергетики измерительных каналов диапазона частот 44 ГГц значение удельной ЭПР лунной поверхности равное $\sigma_0(\beta) = -13,3$ дБ для наихудшего случая.

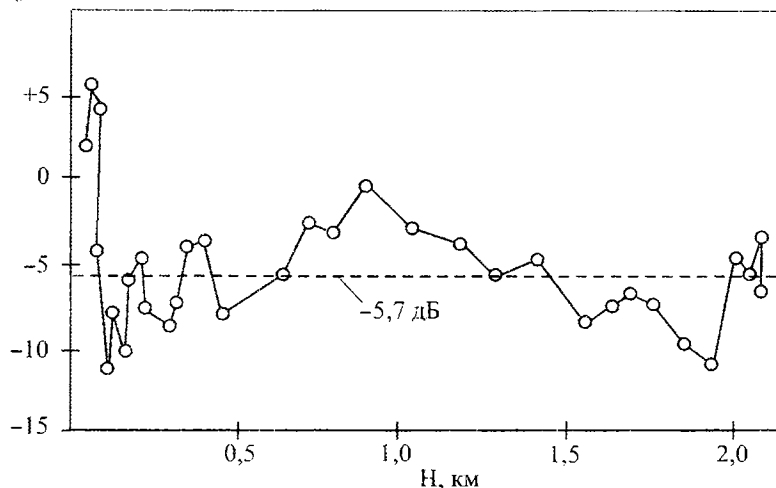
$\sigma_0(0)$, дБ

Рис. 53. Удельная ЭПР лунной поверхности при нормальном падении радиоволн (Луна-20, $\lambda = 3,1$ см)

Рассмотрим удельную ЭПР лунной поверхности для диапазона частот радиовысотомера 4,2 ГГц ($\lambda = 7,14$ см) и антенны КА, направленной по нормали к поверхности Луны ($\beta = 0$). Согласно табл. 10 принимаем следующие значения параметров лунной поверхности для $\lambda = 7,14$ см: $\epsilon = 2,1$; $\sigma_\gamma = 10^\circ$. Получим $\sigma_0(0) = -2,6$ дБ.

С учетом разброса удельной ЭПР для разных участков лунной поверхности и принимая во внимание ширину диаграммы направленности антенны радиовысотомера принимаем для энергетических расчетов значение удельной ЭПР для наихудшего случая, равное $\sigma_0(0) \approx -7,6$ дБ.

4.2. Методика и результаты расчета энергетических потенциалов измерительных радиоканалов

На максимальной дальности радиолокатор излучает три гармонических колебания одинаковой мощности для измерения скорости и дальности в каждом узком луче. Обозначим

через P — излучаемую мощность одного гармонического колебания в одном луче. Рассмотрим вначале миллиметровые каналы измерения скорости и дальности. Передающая антенна с коэффициентом усиления G облучает на поверхности Луны некоторую площадку площадью S . На каждый квадратный метр этой площадки падает мощность P/S . В то же время каждый квадратный метр этой площадки переизлучает в сторону КА мощность $(P/S) \sigma_0(\beta)$, а общая переизлучаемая мощность в сторону КА есть $(P/S) \sigma_0(\beta) S = P \sigma_0(\beta)$.

Приемная антенна радиолокатора имеет коэффициент усиления G и принимает сигнал от виртуального передатчика — переизлучающей площадки поверхности Луны — с ЭИИМ $P \sigma_0(\beta)$. Ранее мы определили параметры приемного устройства, которые обеспечивают использование всей принимаемой мощности радиосигнала, так что принимаемая мощность отраженного сигнала изменяется обратно пропорционально квадрату расстояния между отражающим пятном на поверхности Луны и приемным устройством.

В этом случае связь между требуемой ЭИИМ $P \sigma_0(\beta)$ и параметрами радиоканала определяется известным выражением в дБ [12]:

$$P \sigma_0(\beta) = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 - 228,6 - \frac{G}{T_{\text{ш}}} + h^2 + \Delta f + L,$$

где $(4\pi r/\lambda)^2$ есть ослабление радиосигнала в свободном пространстве для изотропных передающего излучателя и приемной антенны; r — дальность; величина $-228,6$ есть постоянная Больцмана в дБ; $T_{\text{ш}}$ — шумовая температура приемной системы, приведенная к выходу приемной антенны (аддитивные шумы); G — коэффициент усиления приемной антенны; h_2 — требуемое отношение сигнал—аддитивный шум в полосе Δf приемника; L — запас по энергетике радиоканала на неточность экспериментальных характеристик отраженного сигнала.

Обозначим через $\eta_{\text{ф}}$ коэффициент передачи передающего фидера антенно-фидерного устройства, а через $P_{\text{п}} = P/\eta_{\text{ф}}$ сред-

ную мощность усилителя мощности передатчика. Тогда можно записать требуемую среднюю мощность усилителя мощности передатчика в дБ:

$$P_{\Pi} = -\eta_{\Phi} - \sigma_0(\beta) + \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 - 228,6 - \frac{G}{T_{\text{ш}}} + h^2 + \Delta f + L. \quad (5)$$

Принимаем следующие значения параметров этого уравнения:

- $\eta_{\Phi} = -2$ дБ; $\sigma_0(\beta) = -13,3$ дБ;
- $r = 5000$ м; $\lambda = 0,0068$ м; $(4\pi r/\lambda)^2 = 141$ дБ;
- $T_{\text{ш}} = T_A + \frac{1-\eta}{\eta} T_0 + \frac{T_{\text{мш}}}{\eta}$,

где $\eta = 0,63 = -2$ дБ есть коэффициент передачи приемного фидера; T_A — шумовая температура антенны, равная средней яркостной температуре поверхности Луны, $T_A = 230$ К; $T_0 = 270$ К есть окружающая фидер в кожухе температура; $T_{\text{мш}}$ — шумовая температура малошумящего усилителя приемника.

Типовое значение коэффициента шума малошумящего усилителя составляет на сегодняшний день величину порядка 5 дБ на частоте 44 ГГц, что дает $T_{\text{мш}} = 540$ К. В итоге получаем $T_{\text{ш}} = 1245$ К = 31 дБ К;

- коэффициент усиления приемной антенны G определяется выбранной шириной диаграммы направленности антенны $\theta_0 = 3,5^\circ$ исходя из заданной флюктуационной ошибки скорости и дальности из-за шероховатости отражающей поверхности. Коэффициент усиления антенны в дБ определяется выражением [12] $G = 44,44 - 20 \lg \theta_0 = 33$ дБ. В итоге $G/T_{\text{ш}} = 2$ дБ;
- согласно разделу 1.3 для обнаружения и захвата сигнала в приемнике необходимо в полосе узкополосного фильтра $\Delta f = 547$ Гц параллельного спектроанализатора иметь отношение сигнал—аддитивный шум не менее 12 дБ. Примем $h_2 = 13$ дБ, $\Delta f = 547$ Гц = 27,4 дБ Гц;
- коэффициент запаса по энергетике радиоканала положим равным $L = 3$ дБ.

В результате расчета получаем требуемую среднюю мощность усилителя мощности на одно гармоническое колебание $P_{11} = 0,8 \text{ мВт} \approx 1 \text{ мВт}$. На максимальной дальности в каждом узком луче излучаются одновременно три гармонических колебания, которые имеют суммарную среднюю мощность 3 мВт и пиковую мощность около 30 мВт. Отсюда следует, что мощность усилителя мощности одного узкого луча в режиме насыщения должна быть не менее 30 мВт.

Рассмотрим энергетику радиовысотомера на частоте 4,2 ГГц. Найдем требуемую мощность усилителя мощности P_{11} для одного гармонического колебания согласно уравнению (5).

Принимаем следующие значения параметров уравнения (5):

- $\eta_{\text{ф}} = 0,9 = -0,5 \text{ дБ}$; $\sigma_0 (\beta = 0) = -7,6 \text{ дБ}$;
- $r = 5000 \text{ м}$; $\lambda = 7,14 \text{ см}$; $(4\pi r/\lambda)^2 = 119 \text{ дБ}$;
- $T_A = 230 \text{ К}$; $\eta = 0,9$; $\frac{1-\eta}{\eta} T_0 = 30 \text{ К}$; $T_{\text{мш}} = 150 \text{ К}$, тогда $T_{\text{ш}} = 430 \text{ К} = 26,3 \text{ дБ К}$;
- коэффициент усиления приемной (и передающей) антенны типа микрополоскового излучателя над экраном $G = 6 \text{ дБ}$, тогда $G/T_{\text{ш}} = -20,3 \text{ дБ}$;
- $h_2 = 13 \text{ дБ}$ в полосе узкополосного фильтра спектроанализатора $\Delta f = 547 \text{ Гц}$;
- $L = 3 \text{ дБ}$.

В результате расчета получаем $P_{11} \approx 0,2 \text{ мВт}$. При одновременном излучении четырех гармонических колебаний средняя излучаемая мощность радиосигнала должна быть не менее 0,8 мВт, а мощность насыщения усилителя мощности для обеспечения квазилинейного режима усилителя должна быть не менее 13 мВт.

РАДИОВЫСОТОМЕР. ФЛЮКТУАЦИОННЫЕ ОШИБКИ ИЗМЕРЕНИЯ ВЫСОТЫ И СКОРОСТИ КА ИЗ-ЗА ШЕРОХОВАТОЙ ПОВЕРХНОСТИ

Радиовысотомер формирует широкие передающий и приемный лучи шириной $40^\circ\text{--}60^\circ$, оси которых совпадают с продольной осью КА и при вертикальном спуске КА луч высотомера направлен по нормали к поверхности Луны. Радиовысотомер предназначен для измерения вертикальной скорости КА по доплеровскому сдвигу частоты отраженного сигнала и для измерения высоты КА фазовым методом.

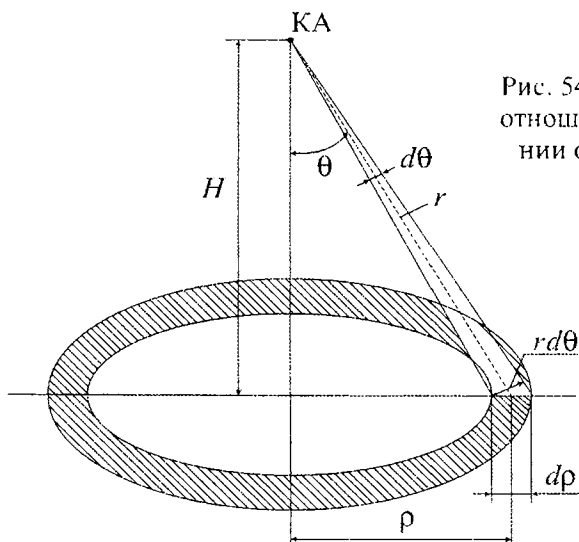
Структура зондирующего сигнала повторяет структуру радиосигналов узких лучей ДИСД в части номиналов масштабных частот 16 кГц, 128 кГц, 1024 кГц. В диапазоне частот 4,2 ГГц максимальная доплеровская частота 6 кГц лежит ниже номиналов масштабных частот, поэтому для каждой масштабной частоты достаточно излучать только два гармонических колебания.

Радиовысотомер является резервным устройством четырехлучевого ДИСД, незначительно увеличивая массу и габариты аппаратуры ДИСД-РВ по сравнению с ДИСД из-за простой и легкой антенной системы. Однако, априори ясно, что радиовысотомер будет иметь флюктуационные ошибки измерения высоты и скорости КА из-за шероховатой лунной поверхности, превышающие соответствующие ошибки комплекса ДИСД. Величину флюктуационных ошибок радиовысотомера необходимо оценить.

5.1. Канал измерения вертикальной скорости КА

Для измерения вертикальной скорости КА по доплеровскому смещению частоты отраженного сигнала будем использовать одно гармоническое колебание в составе зондирующего

Рис. 54. Геометрические соотношения при формировании отраженного сигнала



сигнала. Геометрические соотношения при формировании отраженного сигнала показаны на рис. 54.

Ошибка смещения при измерении доплеровской частоты

Введем обозначения:

$G(\theta)$ — диаграмма направленности передающей и приемной антенн радиовысотомера, которую для удобства будем представлять в виде тела вращения;

$G^2(\theta)$ — диаграмма направленности произведения диаграмм направленности передающей и приемной антенн;

$B(\theta)$ — диаграмма направленности обратного рассеяния отражающей поверхности (см. рис. 52).

Рассмотрим на рис. 54 кольцо радиусом ρ и шириной dr на поверхности Луны. Отраженный сигнал от элементов этого кольца имеет один и тот же доплеровский сдвиг частоты при вертикальном движении КА. Плотность потока мощности от передатчика КА на поверхности Луны в направлении θ есть $PG(\theta)/4\pi r^2$, где P — мощность гармонического колебания на входе передающей антенны.

Мощность сигнала, падающая на кольцевую область поверхности Луны ρ и шириной $d\rho$, равна

$$P_{\text{пад}} = \frac{PG(\theta)}{4\pi r^2} 2\pi \rho r d\theta = \frac{PG(\theta) \sin \theta}{2} d\theta,$$

где $\rho = r \sin \theta$.

Мощность, отраженная от кольцевой области, есть $P_{\text{отр}} = P_{\text{пад}} B(\theta)$. Здесь мы считаем, что кольцевая область содержит много блестящих точек, формируя некий средний уровень отраженного сигнала. В результате при измерении скорости КА можно принять модель отражающей поверхности Луны как однородную поверхность с мелкими шероховатостями.

Мощность сигнала на выходе приемной антенны КА, принятая от кольцевой области, будет пропорциональна

$$P_{\text{пр}} \sim \frac{P_{\text{отр}} G(\theta)}{4\pi r^2} = \frac{PG^2(\theta) B(\theta) \sin \theta}{8\pi r^2} d\theta = \frac{PG^2(\theta) B(\theta) \sin \theta \cos^2 \theta d\theta}{8\pi H^2},$$

где $r = H/\cos \theta$ и H есть высота КА.

Оставляя в полученном выражении только члены, зависящие от θ , получим функцию рассеяния $\Phi(\theta)$:

$$P_{\text{пр}} \sim \Phi(\theta) = G^2(\theta) B(\theta) \sin \theta \cos^2 \theta d\theta.$$

Доплеровское смещение частоты $F_{\text{д}}$ равно

$$F_{\text{д}} = \left(\frac{2V}{\lambda} \right) \cos \theta = F_{\text{д0}} \cos \theta,$$

где $F_{\text{д0}} = 2V/\lambda$ есть максимальный доплеровский сдвиг частоты, наблюдаемый при $\theta = 0$.

Запишем $dF_{\text{д}}/d\theta = -F_{\text{д0}} \sin \theta$, где знак минус показывает, что с увеличением угла θ частота $F_{\text{д}}$ уменьшается. Далее знак минус опускаем и получаем, что спектр принятого сигнала на выходе приемной антенны КА пропорционален:

$$G_{\text{пр}}(F_{\text{д}}) dF_{\text{д}} \sim G^2(\theta) B(\theta) \left(\frac{F_{\text{д}}}{F_{\text{д0}}} \right)^2 dF_{\text{д}}.$$

Выразим величины $G^2(\theta)$ и $B(\theta)$ как функции частоты $F_{\text{д}} = F$. Исходя из того, что с уменьшением ширины диаграммы

направленности антенны, флюктуационная ошибка измерения скорости и дальности КА из-за шероховатой отражающей поверхности уменьшается, выбираем ширину диаграммы направленности антенны θ_0 минимально допустимой, исходя из ожидаемых углов наклона неровностей лунной поверхности и угловых флюктуаций продольной оси КА с тем, чтобы не потерять способность радиовысотомера измерять вертикальную скорость и высоту КА. В итоге получаем $\theta_0 \geq 40^\circ$.

На рис. 55 представлена расчетная диаграмма направленности в Е-плоскости радиовысотомера на базе полоскового вибратора с шириной диаграммы направленности $44,5^\circ$ по уровню -3 дБ. Ширина диаграммы направленности вибратора в Н-плоскости равна $43,3^\circ$.

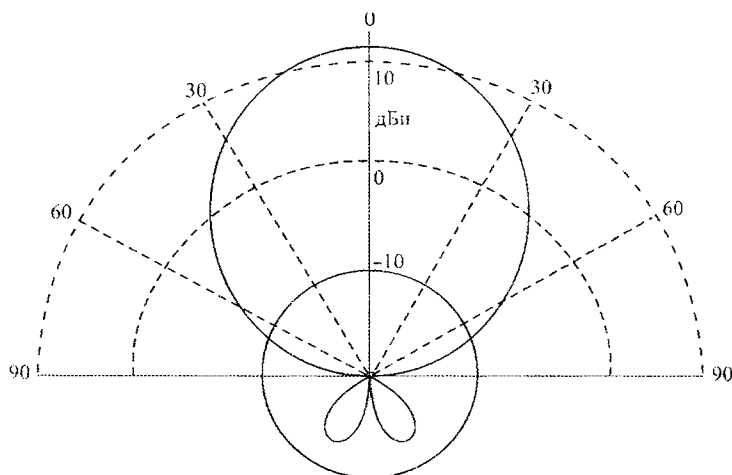


Рис. 55. Диаграмма направленности антенны радиовысотомера в Е-плоскости

Форма нормированной диаграммы направленности антенны рис. 55 в области главного лепестка хорошо описывается гауссовской кривой:

$$G(\theta) = e^{-2,772 (\theta/\theta_0)^2},$$

где θ_0 есть ширина диаграммы направленности антенны по уровню половинной мощности.

Для сравнения на рис. 56 представлена расчетная диаграмма направленности антенны в абсолютных единицах (сплошная кривая) и ее аппроксимация гауссовской кривой для $\theta_0 = 44,5^\circ$ (пунктирная кривая).

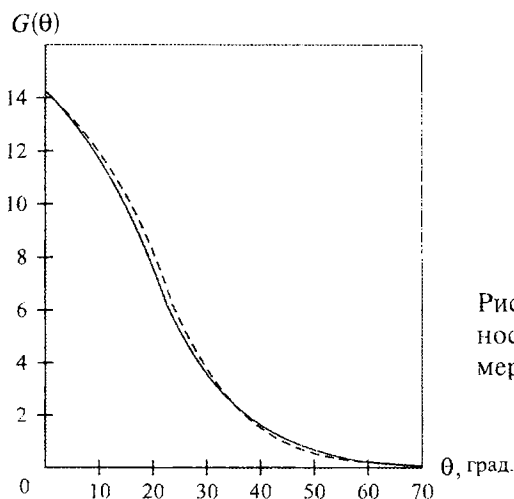


Рис. 56. Диаграмма направленности антенны радиовысотомера в размах и ее аппроксимация (пунктир)

Выразим $G^2(\theta)$ как функцию частоты F . Для углов $\theta_0 < 40^\circ$ можно записать $\cos \theta = F/F_{\text{Д0}} = 1 - \theta^2/2$, откуда $\theta = \sqrt{2(1 - F/F_{\text{Д0}})}$ и получаем:

$$G^2(\theta) = e^{-5,544 \left(\frac{\theta}{\theta_0} \right)^2} = e^{-\frac{11,088}{\theta_0^2} (1 - F/F_{\text{Д0}})}$$

Для дальнейших расчетов принимаем $\theta_0 = 40^\circ = 0,7$ рад и $G^2(\theta) = e^{-22,6(1 - F/F_{\text{Д0}})}$.

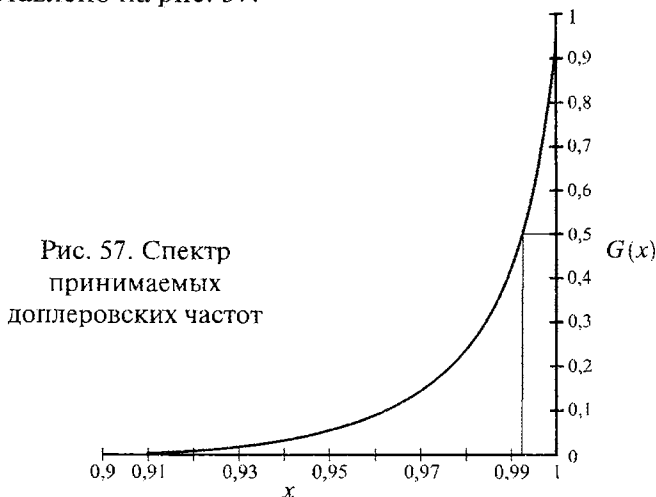
Рассмотрим диаграммы обратного рассеяния $B(\theta)$ лунной поверхности, представленные на рис. 52 ($B(\beta) = B(\theta)$). Построив по точкам кривую ширины $B(\theta)$ по уровню -3 дБ для всех значений λ , приведенных на рис. 52, получим с помощью интерполяции ширину диаграммы обратного рассеяния $B(\theta)$ $\theta_{\text{дор}} = 19,6^\circ$ для частоты 4,2 ГГц. Для всех кривых $B(\theta)$ на рис. 52 хорошую аппроксимацию дает выражение $B(\theta) = e^{-2(\theta/\theta_{\text{дор}})^{1,5}}$ в области интересующих нас углов $\theta \leq 30^\circ$ для сантиметрового диапазона волн и $\theta \leq 15^\circ$ для дециметрового диапазона волн.

Для диаграммы обратного рассеяния на частоте 4,2 ГГц имеем: $\theta_{\text{дор}} = 19,6^\circ = 0,342$ рад и $B(\theta) = e^{-2(\theta/\theta_{\text{дор}})^{1,5}} = e^{-10 \theta^{1,5}} = e^{-16,8(1-F/F_{\text{д0}})^{0,75}}$.

Обозначив $x = F/F_{\text{д0}}$, получим выражение для нормированного спектра доплеровских частот на выходе приемной антенны радиолокатора:

$$G(x) = x^2 e^{-[22,6(1-x) + 16,8(1-x)^{0,75}]}$$

Полученное выражение для спектра доплеровских частот представлено на рис. 57.



Это выражение для упрощения последующих расчетов хорошо аппроксимируется формулой

$$G(x) = e^{-38,5(1-x)^{0,85}}$$

Функцию $kG(x)$ по аналогии можно рассматривать как некоторую плотность распределения вероятностей с нормировкой:

$$\int_0^1 k G(x) dx = k \int_0^1 G(x) dx = 1,$$

откуда $k = 1 / \int_0^1 G(x) dx$.

Тогда среднее значение доплеровского спектра сигнала будет равно:

$$\bar{x} = k \int_0^1 x G(x) dx = \frac{\int_0^1 x e^{-38,5(1-x)^{0,85}} dx}{\int_0^1 e^{-38,5(1-x)^{0,85}} dx},$$

обозначим $1 - x = y$.

$$\text{Тогда } \bar{x} = \frac{\int_0^1 (1-y) e^{-38,5y^{0,85}} dy}{\int_0^1 e^{-38,5y^{0,85}} dy} = 1 - \frac{\int_0^1 y e^{-38,5y^{0,85}} dy}{\int_0^1 e^{-38,5y^{0,85}} dy} = 1 - \bar{y}.$$

На рис. 58 показана функция $G(y) = G(1 - x)$, которая является зеркальным отображением функции $G(x)$.

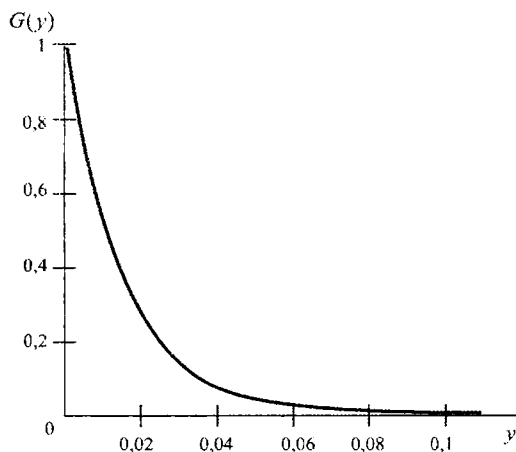


Рис. 58. Спектр функции $G(y)$

Из рис. 58 следует, что пределы интегрирования функций $G(y)$ и $yG(y)$ могут быть расширены от нуля до $+\infty$.

$$\text{Тогда } \bar{y} = 1 - \bar{x} = \frac{\int_0^{\infty} y e^{-35,8y^{0,85}} dy}{\int_0^{\infty} e^{-35,8y^{0,85}} dy}.$$

Для вычисления интегралов воспользуемся табличным интегралом [46]:

$$\int_0^{\infty} y^{v-1} e^{-\mu y^p} dy = \frac{1}{p} \mu^{-\frac{v}{p}} \Gamma\left(\frac{v}{p}\right),$$

где $\Gamma(v/p)$ есть гамма-функция, таблицы которой приведены в [49].

В итоге получаем ошибку смещения как разность между максимальным доплеровским сдвигом частоты и средним значением измеряемой частоты $1 - \bar{x} = 0,0178$ и значение $\bar{x} = 0,982 = \bar{F}_d / F_{d0}$, где $\bar{F}_d$ есть среднее значение измеренной доплеровской частоты. В итоге вычисляем максимальный доплеровский сдвиг частоты как $F_{d0} = 1,018 \bar{F}_d$.

Если не учитывать ошибку смещения, а положить $F_d = \bar{F}_{d0}$, то получим ошибку измерения вертикальной скорости КА равную 1,8%. Далее будем считать, что ошибка смещения измеренной вертикальной скорости КА будет скомпенсирована.

Флюктуационные ошибки измерения скорости КА

Напомним, что флюктуационные ошибки измерения скорости КА путем измерения доплеровской частоты отраженного сигнала не зависят от рельефа лунной поверхности, поэтому расчетные методы определения флюктуационных ошибок измерения скорости КА могут быть достаточно точными.

Примем, что спектр отраженного сигнала выделяется узкополосным фильтром параллельного спектроанализатора с полосой фильтра 547 Гц, захватывается системой ФАП и далее подается на частотомер, представляющий собой частотный детектор и усредняющий интегратор со сбросом с временем интегрирования $T_0 = 0,2$ с и эквивалентной полосой пропускания $F_0 = 1/2 T_0$.

Спектр доплеровских частот представлен на рис. 57. Максимальная доплеровская частота $F_{d0} = 2V/\lambda$ лежит в интервале частот от 80 Гц до 3 кГц. Ширина доплеровского спектра частот по уровню половинной мощности определяется из уравнения $G(x) = 0,5$ или по графику рис. 57 и равна $\Delta F_d = 0,0087 F_{d0}$.

Отраженный от лунной поверхности сигнал представляет собой сумму большого числа отраженных лучей и является гауссовским случайным процессом, спектр случайной частоты которого $S(F)$ был ранее нами рассмотрен и представлен на рис. 37.

Кривую $S(F)/\Delta F_{\text{д}}$ рис. 37 как функцию от $x = F/\Delta F_{\text{д}}$ представим в виде $S(F)/\Delta F_{\text{д}} = 11,69 S(x)$, где нормированная функция $S(x)$ равна единице при $x = 0$.

Дисперсия флюктуаций частоты на выходе интегратора со сбросом частотного детектора определяется выражением:

$$\sigma_F^2 = \int_0^{F_0} S(F) dF = 11,69 \Delta F_{\text{д}}^2 \int_0^{F_0/\Delta F_{\text{д}}} S(x) dx.$$

Функцию $S(x)$ аппроксимируем следующим образом:

$$S(x) = \begin{cases} \frac{1}{1+0,85x^2} & 0 \leq x \leq 1 \\ \frac{0,54}{x} & x \geq 1 \end{cases}$$

Тогда

$$\sigma_F^2 = \begin{cases} 12,68 \Delta F_{\text{д}}^2 \operatorname{arctg} \left(\frac{0,922 F_0}{\Delta F_{\text{д}}} \right) & 0 \leq \frac{F_0}{\Delta F_{\text{д}}} \leq 1 \\ 9,44 \Delta F_{\text{д}}^2 \left[1 + 0,67 \ln \left(\frac{F_0}{\Delta F_{\text{д}}} \right) \right] & \frac{F_0}{\Delta F_{\text{д}}} \geq 1 \end{cases}$$

Рассмотрим конкретные параметры радиовысотомера. Имеем следующие равенства: $\Delta F_{\text{д}} = 0,0087 F_{\text{д}0}$; $F_{\text{д}0} = 2V/\lambda$; $F_0 = 1/2 T_0$; $T_0 = 0,2$ с.

$$\begin{aligned} \frac{F_0}{\Delta F_{\text{д}}} &= \frac{F_0}{0,0087 F_{\text{д}0}} = \frac{F_0 \cdot \lambda}{0,0087 \cdot 2V} = \\ &= 28,7 \frac{\lambda}{T_0 V} = \frac{10,2}{V}. \end{aligned}$$

Среднеквадратическая ошибка измерения скорости КА есть $\sigma_V = \lambda \sigma_F / 2$ и равна:

$$\sigma_V = \begin{cases} 0,031V \sqrt{\operatorname{arctg}\left(\frac{9,4}{V}\right)} & V \geq 10,2 \text{ м/с} \\ 0,027V \sqrt{1 + 0,67 \ln\left(\frac{10,2}{V}\right)} & 0 \leq V \leq 10,2 \text{ м/с} \end{cases}$$

Кривая флюктуационной ошибки измерения скорости КА по уровню $3\sigma_V$ представлена на рис. 59. Там же пунктиром показан предлагаемый шаблон ошибки измерения скорости КА по уровню трех сигм, который не должен превышать.

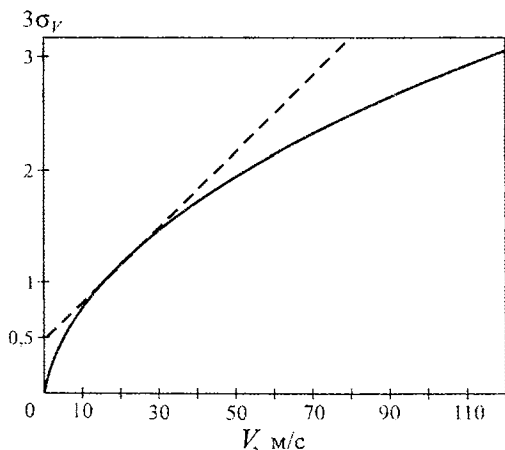


Рис. 59. Флюктуационная ошибка измерения скорости КА радиовысотометром по уровню трех сигм. Пунктиром показан предлагаемый шаблон ошибки измерения, который не должен превышать $3\sigma_V \leq 0,5 + 0,033V$

Уравнение шаблона есть $3\sigma_V = 0,5 + 0,033V$. Сравнивая этот шаблон с шаблоном допустимой ошибки скорости КА по уровню трех сигм для доплеровского измерителя скорости с узкими лучами $3\sigma_V = 0,15 + 0,01V$, заключаем, что погрешность измерения скорости КА радиовысотометром в 3,3 раза больше погрешности измерения скорости КА доплеровским измерителем скорости с узкими лучами.

5.2. Канал измерения высоты КА

Будем рассматривать однородную лунную поверхность с мелкими шероховатостями. Определим вначале ошибку смещения при измерении задержки отраженного сигнала. Используем обозначения, приведенные на рис. 54. Для вычисления ошибки смещения необходимо найти функцию рассеяния принятого сигнала по задержке.

Рассмотрим ранее найденную функцию рассеяния принятого сигнала в зависимости от угла визирования:

$$P_{\text{пр}} \sim \Phi(\theta) = G^2(\theta) B(\theta) \sin \theta \cos^2 \theta d\theta.$$

Функция рассеяния сигнала по задержке зависит от абсолютных значений высоты H и наклонных дальностей r . В связи с этим будем рассматривать отношение времени запаздывания сигнала τ_0 для высоты H к времени запаздывания сигнала τ для наклонной дальности r : $z = \tau_0/\tau = H/r = \cos \theta$.

Ошибка смещения при измерении высоты КА

Для углов $\theta \leq 40^\circ$ можно записать $z = \cos \theta \approx 1 - \theta^2/2$, $\theta = \sqrt{2(1-z)}$. Тогда получим по методике раздела 5.1:

$$G^2(\theta) = e^{-22,6(1-z)}; \quad B(\theta) = e^{-16,8(1-z)^{0,75}};$$
$$\Phi(z) = z^2 e^{-[22,6(1-z) + 16,8(1-z)^{0,75}]} \approx e^{-38,5(1-z)^{0,85}}$$

Среднее значение $\bar{z} = \tau_0/\bar{\tau} = 0,982$ и вычисляемая задержка сигнала равна $\tau_0 = 0,982 \bar{\tau}$, где $\bar{\tau}$ есть измеренная средняя задержка радиосигнала.

Флюктуационная ошибка измерения высоты КА

Рассмотрим ошибки измерения высоты H КА только за счет флюктуаций задержки сигнала при его отражении от однородной поверхности Луны с мелкими шероховатостями. Обозначим задержку радиолокационного сигнала на пути рас-

пространения длиной H (высота КА) через τ_0 , задержку сигнала на наклонной дальности r через τ и $\tau - \tau_0 = \Delta\tau$.

Тогда из рис. 54

$$\cos \theta = \frac{\tau_0}{\tau} = \frac{\tau_0}{\tau_0 + \Delta\tau} = \frac{1}{1 + \Delta\tau/\tau_0} \approx 1 - \frac{\Delta\tau}{\tau_0} = 1 - v = z,$$

где $v = \Delta\tau/\tau_0 \ll 1$.

Полагая $\cos \theta \approx 1 - \theta^2/2$, получаем $\theta = \sqrt{2v}$ и функцию рассеяния сигнала по задержке v

$$\Phi(v) = (1-v)^2 e^{-(22,6v + 16,8v^{0,75})} = e^{-38,5v^{0,85}}.$$

На рис. 60 показана функция рассеяния $\Phi(v)$ по задержке v , а на рис. 61 — функция рассеяния сигнала по задержке $\tau = \tau_0(1+v) = \tau_0 + \Delta\tau$.

Кривая на рис. 60 повторяет кривую рис. 58.

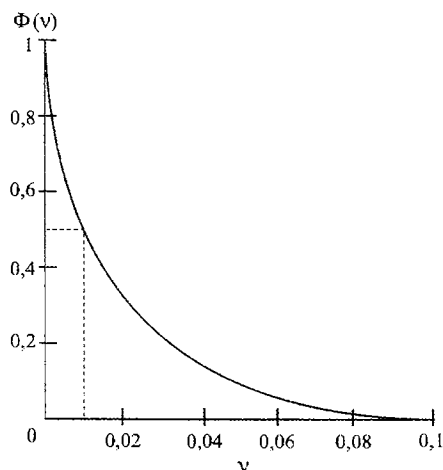


Рис. 60. Функция рассеяния сигнала по задержке v

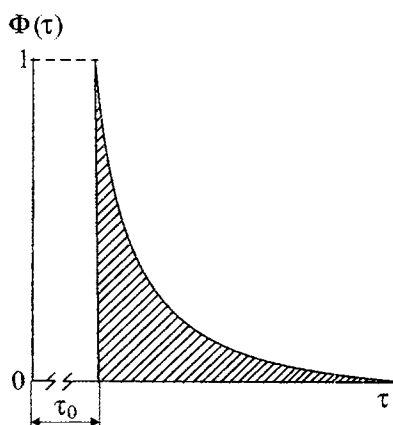


Рис. 61. Функция рассеяния сигнала по задержке τ

Функция $\Phi(\tau)$ также есть реакция радиолокационного канала измерения высоты КА на воздействие зондирующего сигнала в виде «дельта-радиоимпульса». Следует отметить, что ширина

функции рассеяния канала измерения высоты КА уменьшается прямо пропорционально уменьшению высоты КА.

Определим среднеквадратическую ширину функции рассеяния $\Phi(v)$ как σ_v и примем величину $\sigma_{\Delta\tau} = \sigma_v \tau_0$ в качестве среднеквадратического значения флуктуаций задержек сигнала на выходе фазового детектора до интегрирующего фильтра нижних частот со сбросом.

Имеем

$$\frac{\overline{\Delta\tau}}{\tau_0} = \bar{v} = \frac{\int_0^{\infty} v \Phi(v) dv}{\int_0^{\infty} \Phi(v) dv}; \quad \overline{v^2} = \frac{\int_0^{\infty} v^2 \Phi(v) dv}{\int_0^{\infty} \Phi(v) dv};$$

$$\sigma_v = \sqrt{\overline{v^2} - (\bar{v})^2}.$$

Вычисления интегралов дают $\bar{v} = 0,0178$, $\overline{v^2} = 0,000689$, $\sigma_v = 0,0193$. Величину σ_v нужно умножить на множитель 0,982, учитывающий ошибку смещения. В итоге получаем значение среднеквадратической ошибки измерения задержки сигнала $\sigma_{\Delta\tau} = 0,982 \sigma_v \tau_0 = 0,019 \tau_0$.

Интегратор со сбросом, стоящий после фазового детектора-перемножителя, уменьшает флуктуационную ошибку измерения задержки в $\sqrt{\eta}$ раз, где согласно рис. 49

$$\eta = \frac{\Delta F_D T_0}{1 - 1/4 \Delta F_D T_0}.$$

Ранее мы получили значение $\Delta F_D = 0,0087 F_{D0} = 0,0087 \frac{2V}{\lambda} = 0,245 V$.

Тогда

$$\frac{1}{\eta} = \begin{cases} 1 & \text{при } V \leq 10,2 \text{ м/с} \\ 10,2 \frac{2V - 10,2}{V^2} & \text{при } V \geq 10,2 \text{ м/с} \end{cases}$$

Переходя от среднеквадратической ошибки измерения задержки сигнала $\sigma_{\Delta\tau}$ к среднеквадратической ошибке изме-

рения высоты H КА, получим $\sigma_H = 0,019H/\sqrt{\eta}$ и для уровня трех сигм:

$$3\sigma_H = \begin{cases} 0,057H & \text{при } V \leq 10,2 \text{ м/с} \\ \frac{0,057H}{\sqrt{\eta}} & \text{при } V \geq 10,2 \text{ м/с} \end{cases}$$

Для наихудшего варианта ($V \leq 10,2$ м/с) получаем $3\sigma_H = 0,057H$, что примерно в три раза превышает желательный шаблон допустимой флюктуационной ошибки измерения высоты КА $3\sigma_H = 0,02H$.

Общий итог рассмотрения материалов главы 5 позволяет заключить, что радиовысотомер обеспечивает ошибки измерения вертикальной скорости и высоты КА примерно в три раза превышающие ошибки измерения скорости и высоты КА четырехлучевого ДИСД, что для радиовысотомера как резервного устройства можно считать приемлемым.

5.3. Лазерный измеритель высоты и скорости КА

Преимущества лазерных измерителей дальности и скорости КА проистекают из-за очень узкого лазерного луча, формирующего на поверхности Луны световое пятно очень малого размера, в связи с чем флюктуационные ошибки измерения скорости и дальности КА из-за шероховатой лунной поверхности внутри светового пятна практически будут отсутствовать.

Если принять, что систематические аппаратурные ошибки измерения из-за погрешностей установки строительных осей узких лучей и др. могут быть устранены калибровкой, то лазерный измеритель дальности и скорости КА в узком луче можно считать безошибочным измерительным прибором.

Поскольку доплеровское смещение частоты отраженного сигнала не зависит от рельефа местности, то трех- или четырехлучевой лазерный доплеровский измеритель скорости на СВЧ поднесущей частоте будет обеспечивать безошибочные измерения проекций вектора скорости КА на оси локацион-

ных лучей и безошибочно совмещать продольную ось КА с направлением его вектора скорости.

При измерении дальностей в узких оптических лучах четырехлучевого измерителя эти дальности могут быть измерены безошибочно, однако угловое положение лазерной вертикали и высота КА будут измеряться с флюктуационными ошибками из-за неровностей рельефа поверхности Луны, меняющихся от одного светового пятна локатора на лунной поверхности к другому. Вследствие этого следует считать, что при определении углового положения лазерной вертикали и высоты КА такой четырехлучевой лазерный измеритель наклонных дальностей не будет иметь заметных преимуществ перед четырехлучевым локатором радиодиапазона.

В связи с вышеизложенным практический интерес будет представлять лазерный измеритель высоты и скорости КА с одним узким лучом, направленным вдоль продольной оси КА (надирный луч). Такой лазерный измеритель высоты и скорости КА может быть установлен в дополнение к четырехлучевому ДИСД радиодиапазона. При движении КА за счет рельефа местности угловое положение радиовертикали, формируемой ДИСД, будет флюктуировать. Однолучевой лазерный измеритель скорости КА будет измерять эти флюктуации, что может быть использовано для их сглаживания. Измерение высоты КА лазерным дальномером с высокой точностью даст важную информацию о положении КА относительно посадочной площадки на поверхности Луны.

Отметим, что известны применения импульсных лазеров для измерения больших высот КА. Лазерные измерители скорости и дальности КА в составе посадочных локаторов не использовались и не рассматривались. Ниже дается материал по возможному техническому облику однолучевого надирного лазерного измерителя скорости и высоты КА.

Известно, что шумы лазерного приемника во много раз превышают шумы приемников радиодиапазона. В посадочном локаторе большое усиление передающей оптической антенны не приводит к повышению энергетического потенциала лазерного измерителя, вследствие чего основной проблемой при его

создании является обеспечение необходимого энергетического потенциала лазерного локатора.

Сравним энергетику измерительных каналов лазерного и радиодиапазонов волн. Примем, что в лазерном измерительном канале мощность, падающая на поверхность Луны, равна излучаемой оптической мощности лазерного передатчика и переизлучается отражающей поверхностью по закону Ламберта. Мощность, перехватываемая приемной оптической антенной, зависит от площади приемной антенны и высоты КА, как и в радиодиапазоне.

Примем для сравнения, что в оптическом и радиодиапазоне волн локатор излучает одинаковые мощности, удельные ЭПР лунной поверхности в оптическом и радиодиапазоне волн одинаковы и площади приемных антенн одинаковы. Тогда отношение мощностей сигнал—шум на выходе приемника радиодиапазона будет больше отношения сигнал—шум на выходе приемника оптического диапазона волн в число раз, равное отношению спектральной плотности шумов, приведенных к выходу приемной антенны, оптического диапазона волн $N_{\text{ол}}$ к спектральной плотности шумов $N_0 = k T_{\text{ш}}$ приемника радиодиапазона.

Минимальный уровень шумов оптического приемника определяется квантовыми шумами оптического излучения и отношение сигнал—шум на выходе фотодетектора в этом случае дается выражением [14]:

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{вых}} = \frac{\eta P_0}{\hbar f \Delta f},$$

где P_0 — мощность оптического сигнала на входе фотодетектора; η — квантовая эффективность материала фотодетектора; $\hbar$ — постоянная Планка; Δf — полоса частот модулирующего сигнала.

Для приемника радиодиапазона имеем отношение сигнал—шум на входе демодулятора:

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right)_{\text{вых}} = \frac{P_0}{N_0 \Delta f}.$$

Сравнивая выражения для $(P_c/P_{ш})_{\text{вых}}$ оптического и радио-приемников, можно записать эквивалентную спектральную плотность квантовых шумов как $N_{\text{ол}} = \hbar f / \eta = \hbar c / \eta \lambda$, где c — скорость света. Полагая $N_{\text{ол}} = k T_{\text{шз}}$, где k — постоянная Больцмана, $T_{\text{шз}}$ — эквивалентная шумовая температура оптического приемника в градусах Кельвина, получим:

$$T_{\text{шз}} = \frac{\hbar c}{\eta k \lambda} = \frac{1,8 \cdot 10^4}{\lambda_{\text{мкм}}},$$

где $\hbar = 6,63 \cdot 10^{-34}$ Дж·с; $c = 3 \cdot 10^8$ м/с; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град; $\eta = 0,8$; $\lambda_{\text{мкм}}$ — длина волны в микрометрах.

Отсюда следует, что при шумовой температуре приемной системы радиодиапазона порядка $T_{\text{ш}} = 300$ К при прочих равных условиях, указанных ранее, излучаемая оптическая мощность лоатора для одной и той же дальности должна быть на 10...20 дБ больше (в зависимости от длины волны) излучаемой мощности радиолоатора.

Не вдаваясь в сравнительный анализ достоинств и недостатков аппаратуры видимого, ближнего инфракрасного и инфракрасного диапазонов волн, который можно найти в литературе [14, 40, 42], остановимся на техническом облике лазерного измерителя дальности и скорости КА диапазона волн $\lambda = 0,85$ мкм, в котором имеются надежные твердотельные лазеры с непрерывным излучением мощностью до 10 Вт с КПД 10% и лавинные фотодиоды с низким уровнем шумов [37, 42, 43, 44], что позволяет иметь простую, малогабаритную и надежную аппаратуру.

Рассмотрим характеристики однолучевого лазерного лоатора при непрерывном излучении лазера. Оптические оси передающей и приемной антенн лазерного измерителя совпадают с продольной осью КА, которая устанавливается в направлении радиовертикали, формируемой четырехлучевым ДИСД радиодиапазона. Конструкция передающей и приемной антенн в этом случае имеет вид, представленный на рис. 62 [37], а апертуры антенн показаны на рис. 63.

Для измерения скорости КА используется СВЧ поднесущая частота, например 4,2 ГГц или более низкая, которая

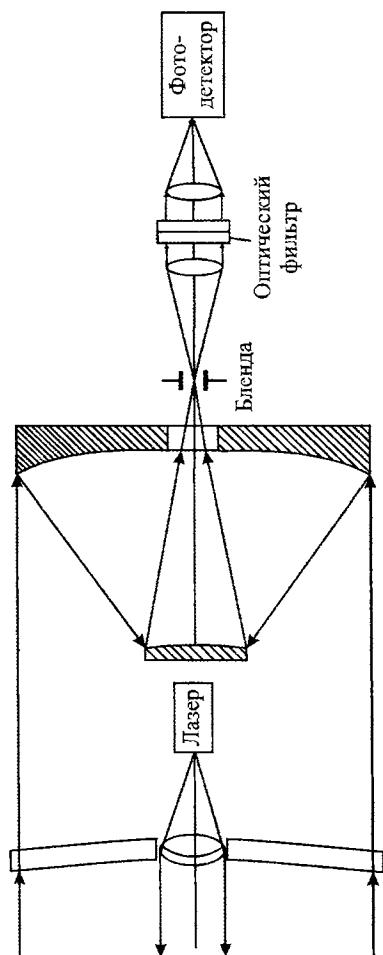


Рис. 62. Коаксиальные передающая и приемные оптические антенны

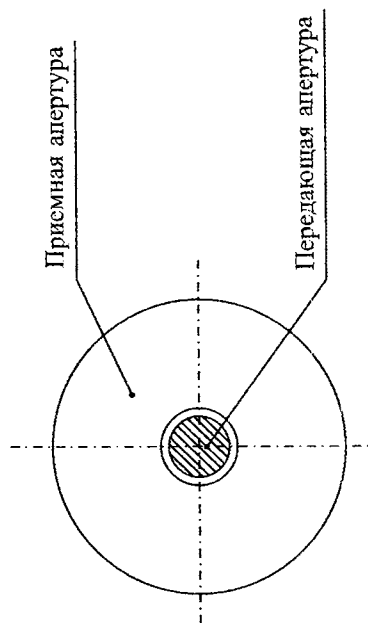


Рис. 63. Передающая и приемная апертура оптических антенн

модулирует оптическую несущую на передаче по мощности:

$$P_{\text{опт}}(t) = P_{\text{опт}}(1 + m \cos \omega t),$$

где $P_{\text{опт}}$ — средняя мощность излучаемого оптического сигнала; ω — частота СВЧ поднесущей; m — глубина модуляции, которую примем равной единице.

Скорость КА определяется по доплеровскому смещению частоты поднесущей.

Для измерения дальности используются две СВЧ поднесущие, частоты которых различаются на значение масштабной частоты, и фазовый метод измерения дальности. По сравнению со случаем излучения одной поднесущей частоты при излучении одновременно двух поднесущих частот средняя мощность оптического сигнала на передаче должна быть увеличена в четыре раза.

Рассмотрим передачу и прием сигнала с одной поднесущей частотой. Обозначим через S А/Вт спектральную чувствительность материала фотодетектора, так что сигнальный ток на выходе фотодетектора без внутреннего усиления есть $I_c = SP_c$, где P_c есть оптическая мощность, падающая на фотодетектор. Для лавинного фотодетектора с коэффициентом внутреннего усиления по току M спектральная чувствительность есть MS .

Найдем значение спектральной чувствительности фотодетектора S .

Имеем:

$$S = I_c / P_c,$$

где ток $I_c = \frac{\eta P_c}{\hbar f} q$ есть число фотоэлектронов в единицу времени $\eta P_c / \hbar f$, умноженному на заряд электрона q ; η есть квантовая эффективность фотодетектора.

Заменяя $f = c/\lambda$, получаем:

$$S = \frac{\eta q \lambda}{\hbar c} = \frac{\eta \lambda \cdot 10^6}{1,24} = \frac{\eta \lambda_{\text{мкм}}}{1,24} = 0,63,$$

где $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ кул; $\lambda = 0,85$ мкм; $\eta = 0,92$ для длины волны 0,85 мкм и кремниевого фотодетектора.

Пусть мощность оптического сигнала на входе лавинного фотодетектора описывается выражением $P(t) = P_c(1 + m \cos \omega t)$, $m = 1$. Сигнальный ток на выходе фотодетектора на поднесущей частоте есть $I_c = MSP_c \cos \omega t$, а мощность $P_{с\text{ вых}} = \overline{I_c^2} R_H$, где R_H есть сопротивление нагрузки фотодетектора, горизонтальная черта означает операцию усреднения по времени.

Тогда

$$P_{с\text{ вых}} = (MSP_c)^2 R_H / 2.$$

Спектральная плотность шумов на выходе фотодетектора определяется выражением [14, 37, 40]:

$$N_{0\Sigma} = 2q(I_{кв} + I_{\phi} + I_T) M^{2+x} R_H + 4kT,$$

где $I_{кв}$ — фототок (квантовый шум) от полезного оптического сигнала; I_{ϕ} — фототок фоновой засветки; I_T — темновой ток фотодетектора; $x = 0,4$ [41] — коэффициент, учитывающий шумы лавины кремниевого лавинного фотодетектора; $4kT$ — спектральная плотность тепловых шумов сопротивления нагрузки.

Примем, что коэффициент усиления кремниевого лавинного фотодиода не превышает $M = 100$, что определяется конструкцией фотодиода, значением пробивного напряжения и др. [38, 41]. С другой стороны, величина M определяет соотношение между шумами темнового тока и тепловыми шумами. Величину M можно увеличивать до тех пор, пока шумы темнового тока не сравняются с тепловыми шумами.

Положим $2qI_T M^{2,4} R_H = 4kT$, $M^{2,4} = 4kT / 2qI_T R_H$, откуда при $R_H = 1000$ Ом, $T = 290$ К, получаем $M = 0,016 / I_T^{0,417}$. Величина темнового тока фотодетектора сильно зависит от рабочей температуры фотодетектора [41]. Для кремниевого лавинного фотодиода при температуре фотодиода 70°C темновой ток равен 1 нА [41], что дает величину $M = 91$. При температуре фотодиода 25°C темновой ток уже равен $5 \cdot 10^{-11}$ А и им можно пренебречь.

В итоге принимаем $M = 100$ и что шумы темнового тока фотодиода пренебрежимо малы по сравнению с тепловыми шумами сопротивления нагрузки.

Спектральные плотности квантовых шумов сигнала и фона пренебрежимо малы по сравнению со спектральной плотностью тепловых шумов сопротивления нагрузки (покажем далее). Тогда отношение мощностей сигнал—шум на выходе лавинного фотодиода будет равно:

$$\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{\text{вых}} = \frac{(S P_c M)^2 R_H}{8 k T \Delta f},$$

где Δf — полоса частот на выходе приемника, которую примем равной полосе узкополосного фильтра параллельного спектроанализатора измерителя доплеровской частоты поднесущего СВЧ модулирующего сигнала. Для поднесущей частоты 4,2 ГГц положим $\Delta f = 50$ Гц.

При обнаружении сигнала (см. раздел 1.3) после узкополосного фильтра гребенки стоит амплитудный детектор, усредняющий фильтр нижних частот с временем интегрирования 0,2 с и пороговое устройство. Сигнал считается обнаруженным, если его амплитуда превышает порог срабатывания порогового устройства. Принимаемый оптический сигнал на выходе фотодетектора является незамирающим, поскольку он представляет собой сумму парциальных независимых отраженных сигналов от $(d_{\text{пр}}/d_{\text{п}})^2$ элементов отражающей поверхности, где $d_{\text{пр}}$ — диаметр апертуры приемной антенны, $d_{\text{п}}$ — диаметр апертуры передающей антенны. Величина $(d_{\text{пр}}/d_{\text{п}})^2 \gg 1$, что и позволяет считать сигнал на выходе фотодетектора незамирающим.

Для незамирающего сигнала отношение сигнал—шум на входе порогового устройства на максимальной дальности должно быть не меньше 20 дБ, а на выходе узкополосного фильтра гребенки с полосой $\Delta f = 50$ Гц — не менее 10 дБ. Примем для расчета с некоторым запасом, что отношение сигнал—шум в полосе $\Delta f = 50$ Гц должно быть не менее 13 дБ.

Требуемая оптическая мощность сигнала, падающая на лавинный фотодиод в полосе частот Δf , на максимальной дальности равна:

$$P_c = \left[\left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right)_{\text{вых}} \cdot \frac{8 k T \Delta f}{(S M)^2 R_H} \right]^{1/2}$$

Полагая $T = 500 \text{ К}$ (с учетом шумов малошумящего усилителя, стоящего после фотодетектора), $\Delta f = 50 \text{ Гц}$, $S = 0,63$, $M = 100$, $(P_c/P_{\text{ш}})_{\text{вых}} = 13 \text{ дБ}$, получим $P_c = 3,8 \cdot 10^{-12} \text{ Вт}$.

Теперь мы можем сравнить спектральные плотности квантовых шумов сигнала и тепловых шумов нагрузки фотодетектора.

Имеем для спектральной плотности квантовых шумов:

$$N_{0\text{кв}} = 2qI_{\text{кв}} M^{2,4} R_{\text{Н}} = 2qSP_c M^{2,4} R_{\text{Н}}.$$

Для $S = 0,63$, $P_c = 3,8 \cdot 10^{-12} \text{ Вт}$, $M = 100$, $R_{\text{Н}} = 1000 \text{ Ом}$ получим $N_{0\text{кв}} = 5,6 \cdot 10^{-23} \text{ Вт/Гц}$. В то же время для спектральной плотности тепловых шумов имеем $N_{0\text{т}} = 4kT = 2,8 \cdot 10^{-20} \text{ Вт/Гц}$ при $T = 500 \text{ К}$, что на 27 дБ превышает спектральную плотность квантовых шумов, которыми вследствие этого можно пренебречь.

Определим дальность действия лазерного измерителя дальности и скорости КА. Пусть $P_{\text{л}}$ есть мощность излучения лазера, $\eta_{\text{л}}$ — коэффициент передачи оптического передающего тракта, так что $P_{\text{л}} = \eta_{\text{л}} P_{\text{л}}$ есть средняя излучаемая мощность сигнала.

На облучаемую поверхность Луны падает мощность $P_{\text{л}}$ и отражается мощность по ламбертовскому закону $P_{\text{отр}} = k_{\text{отр}} P_{\text{л}}$, где $k_{\text{отр}}$ есть коэффициент отражения лунной поверхности. Примем для расчета, что на длине волны 0,85 мкм минимальный коэффициент отражения равен -10 дБ .

Дальность действия r оптического лоатора определяется из следующих уравнений:

$$P_c = \frac{P_{\text{отр}} S_{\text{А}}}{4\pi r^2},$$

где P_c — требуемая оптическая мощность сигнала на входе фотодетектора; $P_{\text{отр}} = k_{\text{отр}} P_{\text{л}} = k_{\text{отр}} \eta_{\text{л}} P_{\text{л}}$; $S_{\text{А}}$ — эффективная площадь апертуры приемной оптической антенны;

$$S_{\text{А}} = \eta_{\text{лр}} \pi d_{\text{лр}}^2 / 4,$$

где $\eta_{\text{лр}}$ — коэффициент передачи оптического тракта; $d_{\text{лр}}$ — диаметр круглой приемной апертуры оптической антенны.

Отсюда дальность действия локатора определяется из уравнения:

$$r^2 = \frac{P_{\text{отр}} S_A}{4\pi P_c} = \frac{\eta_{\Pi} \eta_{\Pi\text{Р}} k_{\text{отр}} P_{\text{Л}}}{16 P_c} d_{\Pi\text{Р}}^2;$$

$$r = \frac{d_{\Pi\text{Р}}}{4} \sqrt{\eta_{\Pi} \eta_{\Pi\text{Р}} k_{\text{отр}} P_{\text{Л}} / P_c}.$$

Принимаем следующие значения параметров уравнения: $P_{\text{Л}} = 3$ Вт исходя из допустимой мощности потребления от источника питания; $\eta_{\Pi} = \eta_{\Pi\text{Р}} = 0,5$; $k_{\text{отр}} = 0,1$; $P_c = 3,8 \cdot 10^{-12}$ Вт.

Тогда для апертуры приемной антенны $d_{\Pi\text{Р}} = 10$ см получаем $r = 3,5$ км при излучении одной поднесущей частоты при измерении скорости КА. При измерении дальности, которая требует измерения одновременно двух поднесущих частот, дальность действия локатора уменьшается в два раза.

Рассмотрим шумы фонового излучения. Будем рассматривать излучение Солнца, падающее по нормали на то же пятно на поверхности Луны, которое освещается лазером. Примем диаметр апертуры передающей антенны равной 1 см.

Ширина лазерного передающего луча равна $\theta_{0\text{лаз}} = \lambda/d_{\Pi} = 8,5 \cdot 10^{-5}$ рад, что на три порядка уже радиолуча ДИСД шириной 3° . С высоты $H = 3,5$ км лазер создает пятно на поверхности Луны диаметром $H \cdot \theta_{0\text{лаз}} = 30$ см. Сравним мощность сигнала и мощность солнечного излучения, падающие на площадку диаметром 30 см на поверхности Луны.

Принимаем, что Солнце является абсолютно-черным телом с температурой $T = 6000$ К. Согласно закону излучения Планка спектральная плотность мощности, излучаемой 1 м^2 поверхности абсолютно черного тела, равна [39]:

$$W(\lambda) = \frac{3,739 \cdot 10^8}{\lambda_{\text{МКМ}}^5 \left(e^{1,4388 \cdot 10^4 / \lambda_{\text{МКМ}} T} - 1 \right)} \left[\frac{\text{Вт}}{\text{м}^2 \text{МКМ}} \right].$$

Для $\lambda = 0,85$ мкм $W(\lambda) = 5,33 \cdot 10^7$ Вт/м² мкм.

Спектральная плотность мощности, излучаемая всей поверхностью Солнца, есть $W(\lambda) 4\pi R_c^2$, где $R_c = 6,943 \cdot 10^5$ км есть радиус Солнца [45]. Условно считая, что вся мощность, излу-

чаемая Солнцем, исходит из центра Солнца, получим, что спектральная плотность мощности, падающая по нормали на 1 м^2 поверхности Луны, равна:

$$H(\lambda) = \frac{W(\lambda)4\pi R_c^2}{4\pi r_{\text{Л}}^2},$$

где $r_{\text{Л}} = 1,435 \cdot 10^8 \text{ км}$ есть расстояние от Солнца до Луны.

Получим $H(\lambda) = W(\lambda)(R_c/r_{\text{Л}})^2 = 2,34 \cdot 10^{-5} W(\lambda) \text{ Вт/м}^2 \cdot \text{мкм}$.

Для $\lambda = 0,85 \text{ мкм}$ $H(\lambda) = 1,25 \cdot 10^3 \text{ Вт/м}^2 \cdot \text{мкм}$. В полосе оптического фильтра, стоящего перед фотодетектором, с типовой полосой пропускания 10 Ангстрем ($\Delta\lambda = 10^{-3} \text{ мкм}$) мощность падающего излучения от Солнца будет равна $H(\lambda) \cdot \Delta\lambda = 1,25 \text{ Вт/м}^2$.

Мощность излучения Солнца в полосе 10 Ангстрем, падающая на площадку диаметром 30 см на поверхности Луны, будет равна 0,087 Вт. При этом мощность, падающая на эту площадку от излучения лазера, есть $\eta_{\text{Л}} P_{\text{Л}} = 1,5 \text{ Вт}$, что на 12 дБ превышает мощность излучения от Солнца, падающего на эту площадку. Отсюда следует, что спектральная плотность квантового шума фона (излучения Солнца) на выходе фотодетектора будет на 12 дБ меньше спектральной плотности квантового шума сигнала и пренебрежимо мала по отношению к спектральной плотности теплового шума нагрузки фотодетектора. Таким образом, влиянием фона на работу лазерного измерителя скорости и дальности до КА можно пренебречь.

Из приведенного материала следует, что прецезионный измеритель скорости КА и его высоты (профилометр) на базе лазерных технологий реализуем, хотя и на заметно меньших дальностях по сравнению с более грубыми измерителями скорости и дальности радиодиапазона. Область применения лазерных измерителей скорости и дальности КА требует дополнительных исследований.

В качестве возможного применения лазерного измерителя скорости и дальности следует указать на возможность более точного измерения углов между продольной осью КА

и вектором его скорости и углов между направлением радиовертикали и продольной осью КА, что позволит с большей точностью наводить спускаемый КА на заранее выбранную точку прилунения.

Рассмотрим пример.

Пусть значение вектора скорости КА есть V . За счет ошибки измерения скорости ΔV продольная ось z КА совмещается с направлением вектора скорости с угловой ошибкой μ . Проекция вектора скорости V на ось z есть V_z , где $V_z = V \cos \mu$. Тогда $\Delta V = V - V_z = V(1 - \cos \mu)$. В системе радиодиапазона допустимая ошибка измерения скорости по уровню трех сигм равна $\Delta V = 0,01V$. Из уравнения $V(1 - \cos \mu) = 0,01V$ для системы радиодиапазона получаем неопределенность углового положения продольной оси КА относительно вектора скорости, равную $\mu = 8,1^\circ$.

Если в лазерной измерительной системе обеспечить максимальную ошибку измерения скорости $10^{-4}V$, то неопределенность углового положения продольной оси КА относительно вектора скорости может быть снижена до величины $0,81^\circ$.

ВЫЧИСЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ КА ПО РЕЗУЛЬТАТАМ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

По результатам измерения в узких лучах радиолокатора доплеровских частот и времени запаздывания отраженных сигналов необходимо вычислить высоту КА, вектор его скорости, углы положения космической платформы относительно радиовертикали и др. для управления движением КА. Поскольку при разработке радиолокатора задаются точности измерений высоты КА, его скорости, углов космической платформы и др., то в аппаратуре ДИСД-РВ необходимо организовать полный цикл необходимых вычислений параметров движения КА. Наличие в составе комплекса ДИСД-РВ вычислителя параметров движения КА позволяет проводить подтверждающие автономные летные испытания комплекса ДИСД-РВ вне космического аппарата.

Разработка алгоритмов вычисления параметров движения КА не является тривиальной задачей и является важным этапом проектирования радиолокатора. В этой главе будет представлен вариант сводки формул без использования аппарата исчисления матриц для определения параметров движения КА.

Введем следующие обозначения. На рис. 64 показаны оси положительного значения координат космической платформы, на которую устанавливается комплекс ДИСД-РВ.

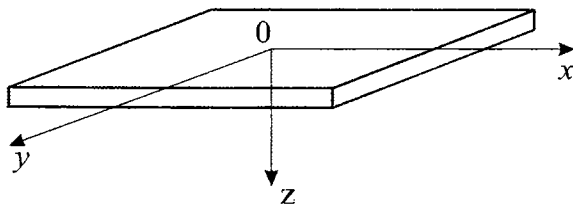


Рис. 64. Оси приборной системы координат ДИСД-РВ

Ось z направлена в сторону поверхности Луны и совпадает с продольной осью космического аппарата. Вращение КА относительно оси z отсутствует (гиростабилизировано).

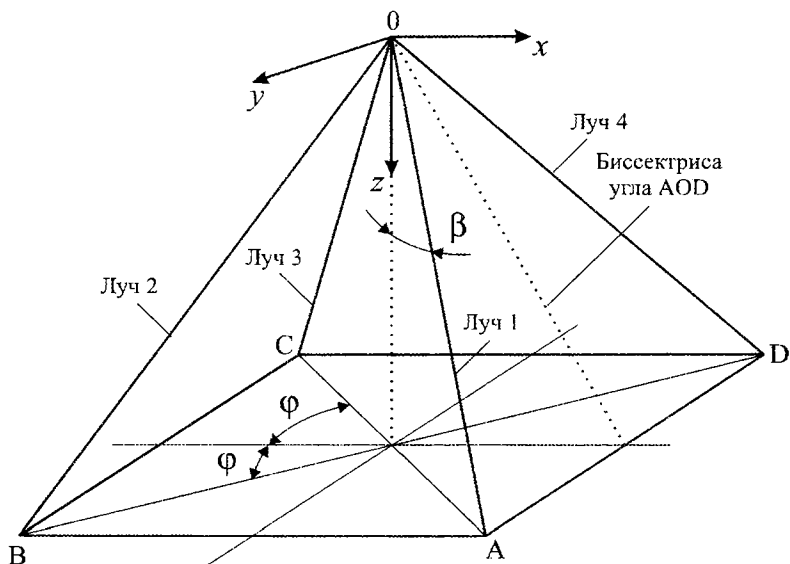


Рис. 65. Расположение лучей ДИСД-РВ

Расположение узких радиолокационных лучей относительно приборной системы координат ДИСД-РВ показано на рис. 65. Плоскость xz проходит через биссектрисы углов AOD и BOC . Плоскость yz проходит через биссектрисы углов AOB и COD . По угловым координатам КА управляется в плоскостях xz и yz независимо.

6.1. Вычисление проекций вектора скорости на оси координат КА

Скорость движения КА V_i в направлении оси луча i определяется из соотношения $F_{Di} = 2V_i/\lambda$, где F_{Di} есть доплеровское смещение частоты, наблюдаемое в луче номер i . Для частоты радиосигнала 44,0 ГГц (длина волны $\lambda = 6,8$ мм) $V_i = 0,0034 F_{Di}$ м/с.

Для радиовысотомера, работающего на частоте 4,20 ГГц, скорость КА в направлении надира равна $V = F_{\text{до}} \lambda / 2$, где $F_{\text{до}}$ есть максимальное доплеровское смещение частоты в спектре доплеровских частот отраженного сигнала. Радиовысотомер измеряет среднюю частоту доплеровского спектра $\bar{F}_\text{д} < F_{\text{до}}$.

Отношение $F_{\text{до}}/\bar{F}_\text{д}$ является ошибкой смещения, которая равна 1,0186, так что после ее компенсации:

$$V = \frac{1,0186 \bar{F}_\text{д} \lambda}{2},$$

где $\lambda = 7,14$ см и $V = 0,036 \bar{F}_\text{д}$ м/с.

Обозначим измеренные скорости в лучах 1, 2, 3, 4 (рис. 65) как V_1, V_2, V_3, V_4 , а проекции вектора скорости на оси КА как V_x, V_y, V_z .

Из рис. 65 имеем 4 уравнения для вычисления V_x, V_y, V_z :

$$\left. \begin{aligned} V_1 &= V_x \cos \varphi \sin \beta + V_y \sin \varphi \sin \beta + V_z \cos \beta \\ V_2 &= -V_x \cos \varphi \sin \beta + V_y \sin \varphi \sin \beta + V_z \cos \beta \\ V_3 &= -V_x \cos \varphi \sin \beta - V_y \sin \varphi \sin \beta + V_z \cos \beta \\ V_4 &= V_x \cos \varphi \sin \beta - V_y \sin \varphi \sin \beta + V_z \cos \beta \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Для определения V_x, V_y, V_z достаточно трех уравнений.

1. Нет луча № 4. Из (6) находим

$$V_1 - V_2 = 2V_x \cos \varphi \sin \beta; \quad V_x = \frac{V_1 - V_2}{2 \cos \varphi \sin \beta};$$

$$V_2 - V_3 = 2V_y \sin \varphi \sin \beta, \quad V_y = \frac{V_2 - V_3}{2 \sin \varphi \sin \beta};$$

$$V_1 + V_3 = 2V_z \cos \beta, \quad V_z = \frac{V_1 + V_3}{2 \cos \beta}.$$

2. Нет луча № 3.

$$V_x = \frac{V_1 - V_2}{2 \cos \varphi \sin \beta}; \quad V_y = \frac{V_1 - V_4}{2 \sin \varphi \sin \beta}; \quad V_z = \frac{V_2 + V_4}{2 \cos \beta}.$$

3. Нет луча № 2.

$$V_x = \frac{V_4 - V_3}{2 \cos \varphi \sin \beta}; \quad V_y = \frac{V_1 - V_4}{2 \sin \varphi \sin \beta}; \quad V_z = \frac{V_1 + V_3}{2 \cos \beta}.$$

4. Нет луча № 1.

$$V_x = \frac{V_4 - V_3}{2 \cos \varphi \sin \beta}; \quad V_y = \frac{V_2 - V_3}{2 \sin \varphi \sin \beta}; \quad V_z = \frac{V_2 + V_4}{2 \cos \beta}.$$

Если в наличии все 4 луча, то следует усреднить результаты вычислений:

$$V_x = \frac{V_1 - V_2 + V_4 - V_3}{4 \cos \varphi \sin \beta}; \quad V_y = \frac{V_1 - V_4 + V_2 - V_3}{4 \sin \varphi \sin \beta}; \quad V_z = \frac{V_1 + V_2 + V_3 + V_4}{4 \cos \beta}.$$

Для $\varphi = 45^\circ$, $\beta = 20^\circ$ расчетные выражения для V_x , V_y , V_z представлены в табл. 11.

Таблица 11

Состояние лучей	V_x , м/с	V_y , м/с	V_z , м/с
Все лучи исправны	$1,034 \times (V_1 - V_2 - V_3 + V_4)$	$1,034 \times (V_1 + V_2 - V_3 - V_4)$	$0,266 \times (V_1 + V_2 + V_3 + V_4)$
Неисправен луч 1	$2,067(V_4 - V_3)$	$2,067(V_2 - V_3)$	$0,532(V_2 + V_4)$
Неисправен луч 2	$2,067(V_4 - V_3)$	$2,067(V_1 - V_4)$	$0,532(V_1 + V_3)$
Неисправен луч 3	$2,067(V_1 - V_2)$	$2,067(V_1 - V_4)$	$0,532(V_2 + V_4)$
Неисправен луч 4	$2,067(V_1 - V_2)$	$2,067(V_2 - V_3)$	$0,532(V_1 + V_3)$

6.2. Углы космической платформы относительно вектора скорости КА

На рис. 66 показана проекция вектора скорости КА на плоскость xz V_{xz} и проекции вектора скорости на оси x и z V_x и V_z системы координат КА. Обозначим угол между осью z КА и проекцией вектора скорости на плоскость xz через μ_x .

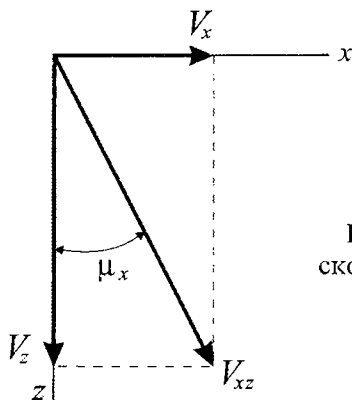


Рис. 66. Проекция вектора скорости на оси координат КА

Тогда $\operatorname{tg} \mu_x = V_x/V_z$.

Аналогично для плоскости yz $\operatorname{tg} \mu_y = V_y/V_z$.

Используя связь между V_x , V_y , V_z и V_1 , V_2 , V_3 , V_4 получим:

1. Неисправен луч № 1

$$\operatorname{tg} \mu_x = \frac{1}{\cos \varphi \operatorname{tg} \beta} \left(\frac{V_4 - V_3}{V_2 + V_4} \right), \quad \operatorname{tg} \mu_y = \frac{1}{\sin \varphi \operatorname{tg} \beta} \left(\frac{V_2 - V_3}{V_2 + V_4} \right).$$

2. Неисправен луч № 2

$$\operatorname{tg} \mu_x = \frac{1}{\cos \varphi \operatorname{tg} \beta} \left(\frac{V_4 - V_3}{V_1 + V_3} \right), \quad \operatorname{tg} \mu_y = \frac{1}{\sin \varphi \operatorname{tg} \beta} \left(\frac{V_1 - V_4}{V_1 + V_3} \right).$$

3. Неисправен луч № 3

$$\operatorname{tg} \mu_x = \frac{1}{\cos \varphi \operatorname{tg} \beta} \left(\frac{V_1 - V_2}{V_2 + V_4} \right), \quad \operatorname{tg} \mu_y = \frac{1}{\sin \varphi \operatorname{tg} \beta} \left(\frac{V_1 - V_4}{V_2 + V_4} \right).$$

4. Неисправен луч № 4

$$\operatorname{tg} \mu_x = \frac{1}{\cos \varphi \operatorname{tg} \beta} \left(\frac{V_1 - V_2}{V_1 + V_3} \right), \quad \operatorname{tg} \mu_y = \frac{1}{\sin \varphi \operatorname{tg} \beta} \left(\frac{V_2 - V_3}{V_1 + V_3} \right).$$

Если исправны все лучи, то

$$\operatorname{tg} \mu_x = \frac{1}{\cos \varphi \operatorname{tg} \beta} \left(\frac{V_1 - V_2 + V_4 - V_3}{V_1 + V_2 + V_3 + V_4} \right),$$

$$\operatorname{tg} \mu_y = \frac{1}{\sin \varphi \operatorname{tg} \beta} \left(\frac{V_1 - V_4 + V_2 - V_3}{V_1 + V_2 + V_3 + V_4} \right).$$

Для выбранных значений $\varphi = 45^\circ$, $\beta = 20^\circ$ величина

$$\frac{1}{\cos \varphi \operatorname{tg} \beta} = \frac{1}{\sin \varphi \operatorname{tg} \beta} = 3,885.$$

Для совмещения вектора скорости КА с осью z система управления КА должна стремиться углы μ_x и μ_y к нулю.

6.3. Расчет высоты КА и углов космической платформы относительно радиовертикали по результатам измерения наклонных дальностей в узких радиолокационных лучах

Рассмотрим вначале вычисление наклонных дальностей в узких лучах комплекса ДИСД-РВ. Измеренная в радианах разность фаз масштабных частот в луче между зондирующим и отраженными сигналами есть $\varphi = 2\pi F_M \tau$, где τ — задержка отраженного сигнала относительно излученного зондирующего сигнала, F_M — масштабная (поднесущая) частота в Гц.

В ДИСД-РВ используются три масштабные частоты: 16 кГц, 128 кГц и 1024 кГц.

Значения наклонных дальностей в узких лучах вычисляются по формуле:

$$r_i = \frac{1}{2} c \tau + c \Delta \tau = \Delta r_0 + \frac{c \varphi}{4\pi F_M}, \quad \varphi < 2\pi,$$

где c — скорость света; $\Delta r_0 = c \Delta \tau$ — расстояние между фазовыми центрами четырехлучевой передающей и приемной антенн; $\Delta \tau$ — задержка просачивающегося зондирующего сигнала на выходе приемной антенны относительно зондирующего сигнала в передающей антенне.

Учет $\Delta \tau_0$ необходим, поскольку измерение разности фаз масштабной частоты производится между просачивающимся и отраженным от поверхности Луны сигналами.

Сводка формул для вычисления наклонных дальностей r_i для φ в радианах и градусах φ° , где $\varphi = \pi \frac{\varphi^\circ}{180}$, дана в табл. 12.

$F_M, \text{кГц}$	$r_i, \text{м}$	
	$\varphi, \text{радиан} (\varphi < 2\pi)$	$\varphi^\circ, \text{град.} (\varphi^\circ < 360^\circ)$
16	$r_i = \frac{\varphi}{2\pi} \cdot 9375 + \Delta r_0$	$r_i = 26,04 \cdot \varphi^\circ + \Delta r_0$
128	$r_i = \frac{\varphi}{2\pi} \cdot 1172 + \Delta r_0$	$r_i = 3,25 \cdot \varphi^\circ + \Delta r_0$
1024	$r_i = \frac{\varphi}{2\pi} \cdot 146,5 + \Delta r_0$	$r_i = 0,407 \cdot \varphi^\circ + \Delta r_0$

Для радиовысотомера значение высоты полета КА (расстояние от КА до поверхности Луны по нормали к поверхности) вычисляется по формуле:

$$H = \frac{c \varphi_{\text{макс}}}{4\pi F_M} + \Delta r_A,$$

где $\varphi_{\text{макс}}$ — максимальный сдвиг фазы масштабной частоты отраженного сигнала относительно просачивающегося зондирующего сигнала; Δr_A — расстояние между фазовыми центрами передающей и приемной антенн радиовысотомера.

Радиовысотомер измеряет среднее значение разности фаз $\varphi_{\text{ср}} > \varphi_{\text{макс}}$ масштабных частот в фазовом спектре обрабатываемого сигнала. Отношение $\varphi_{\text{макс}}/\varphi_{\text{ср}} = 0,982$ создает ошибку смещения при измерениях. Компенсируя ошибку смещения, получаем в итоге:

$$H = 0,982 \cdot \frac{c \varphi_{\text{ср}}}{4\pi F_M} + \Delta r_A.$$

Сводка формул для вычисления высоты КА для радиовысотомера приведена в табл. 13.

Исходными данными для расчёта высоты КА H и углов космической платформы γ_x и γ_y относительно радиовертикали являются четыре наклонные дальности r_1, r_2, r_3, r_4 , измеренные в четырех наклонных лучах комплекса ДИСД-РВ. Задачей системы управления движением КА является совмещение оси z КА с направлением радиовертикали-перпендикуляра к лунной поверхности.

$F_M, \text{кГц}$	$H, \text{м}$	
	$\varphi_{CP}, \text{радиан} (\varphi_{CP} < 2\pi)$	$\varphi_{CP}^\circ, \text{град.} (\varphi_{CP}^\circ < 360^\circ)$
16	$H = \frac{\varphi_{CP}}{2\pi} \cdot 9206 + \Delta r_A$	$H = 25,57 \cdot \varphi_{CP}^\circ + \Delta r_A$
128	$H = \frac{\varphi_{CP}}{2\pi} \cdot 1151 + \Delta r_A$	$H = 3,197 \cdot \varphi_{CP}^\circ + \Delta r_A$
1024	$H = \frac{\varphi_{CP}}{2\pi} \cdot 143,8 + \Delta r_A$	$H = 0,399 \cdot \varphi_{CP}^\circ + \Delta r_A$

Геометрия лучей ДИСД-РВ и строительных углов лучей показана на рис. 67. Оси x' и y' есть смещенные параллельно по направлению z оси x и y . Принимаем, что вращение космической платформы относительно оси z отсутствует за счет гиросtabilизации КА.

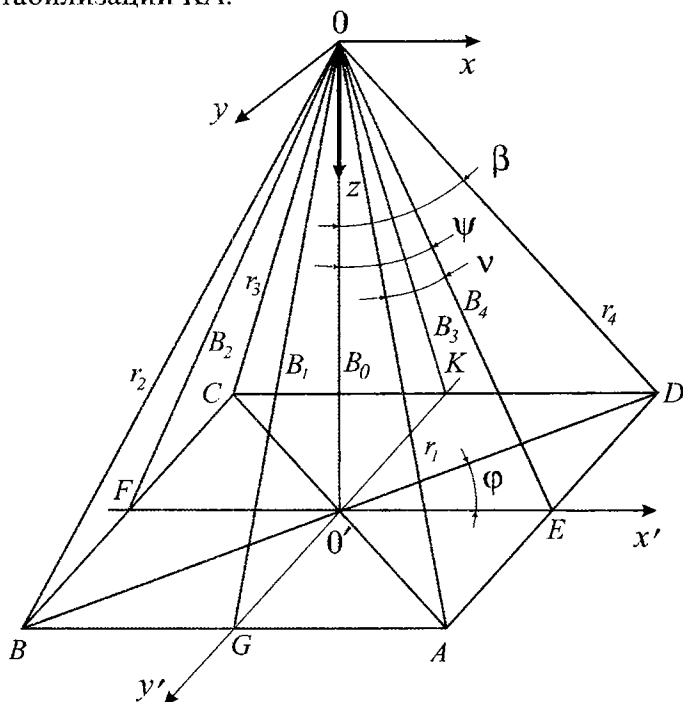


Рис. 67. Геометрия лучей комплекса ДИСД-РВ и строительных углов β и ψ относительно координатных осей КА

На рис. 67 введены следующие обозначения:

B_0 — биссектриса угла BOD и угла AOC . Биссектриса B_0 совпадает с направлением оси z КА, которая перпендикулярна плоскости космической платформы;

строительный угол $\beta = 20^\circ$ есть угол между осью z и направлением лучей OA, OB, OC, OD ;

B_1 — биссектриса угла AOB ;

B_2 — биссектриса угла BOC ;

B_3 — биссектриса угла COD ;

B_4 — биссектриса угла AOD ;

ψ — угол между осью z и биссектрисами B_1, B_2, B_3, B_4 ;

ν — угол (AOE) между биссектрисами B_1, B_2, B_3, B_4 и направлением лучей ДИСД-РВ;

ϕ — угол, равный 45° .

Связь между углами β и ψ определяется выражением:

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{O'E}{B_0} = \frac{O'D \cos \phi}{B_0} = \operatorname{tg} \beta \cdot \cos \phi = \frac{\operatorname{tg} \beta}{\sqrt{2}}.$$

Также введем обозначения:

γ_x — угол между осью z и нормалью H_x , проведенной из точки O в плоскости zOx (или $zO'x'$) к текущему участку поверхности Луны;

γ_y — угол между осью z и нормалью H_y , проведенной из точки O в плоскости zOy (или $zO'y'$) к текущему участку поверхности Луны;

высота H есть нормаль, проведенная из точки O к текущему участку поверхности Луны. H есть радиовертикаль.

Согласно приведенным определениям имеют место соотношения:

$$H = H_x \cos \gamma_y; \quad H = H_y \cos \gamma_x.$$

Задача комплекса ДИСД — по измеренным дальностям r_1, r_2, r_3, r_4 определить высоту H и значение углов γ_x и γ_y . Система управления КА, устремляя углы γ_x и γ_y к нулю, будет направлять ось z КА по радиовертикали.

Из справочника [48] находим, что биссектриса угла A треугольника, изображенного на рис. 68, определяется выражением:

$$B = \frac{2bc \cos(A/2)}{b+c}, \quad \frac{a_1}{a_2} = \frac{c}{b}.$$

Тогда можно записать:

$$H_x = B_0 \cos \gamma_x,$$

$$H_y = B_0 \cos \gamma_y;$$

$$H = H_x \cos \gamma_y = H_y \cos \gamma_x = B_0 \cos \gamma_x \cdot \cos \gamma_y. \quad (7)$$

И из рис. 68 имеем два независимых уравнения

$$B_0 = \frac{2r_1 r_3 \cos \beta}{r_1 + r_3}; \quad (8)$$

$$B_0 = \frac{2r_2 r_4 \cos \beta}{r_2 + r_4}. \quad (9)$$

Если вышел из строя луч № 2 или луч № 4 ДИСД-РВ, то используется уравнение (8) для вычисления высоты H по выражению (7), если вышел из строя луч № 1 или луч № 3, то используются уравнения (7) и (9).

Если все лучи исправны, то для уменьшения флюктуационной ошибки определения высоты H следует использовать уравнение

$$H = \left(\frac{r_1 r_3}{r_1 + r_3} + \frac{r_2 r_4}{r_2 + r_4} \right) \cos \beta \cdot \cos \gamma_x \cdot \cos \gamma_y.$$

Найдем значение угла γ_x , выраженное через измеренные дальности r_1, r_2, r_3, r_4 .

На рис. 69 представлена геометрия углов в плоскости xz рис. 67 и проведен перпендикуляр из точки E к биссектрисе $B_0 = OO'$.

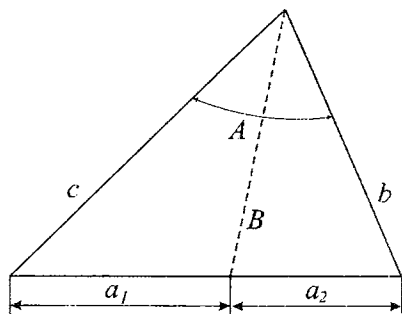


Рис. 68. Биссектриса угла A треугольника

Этот перпендикуляр направлен по оси x^* , которая параллельна координатной оси x космической платформы.

Из рис. 69 и рис. 67 получим:

$$\operatorname{tg} \gamma_x \frac{B_0 - B_4 \cos \psi}{B_4 \sin \psi} = \frac{B_0}{B_4 \sin \psi} - \frac{1}{\operatorname{tg} \psi};$$

$$B_0 = \frac{2B_2 B_4 \cos \psi}{B_2 + B_4}; \quad B_2 = \frac{2r_2 r_3 \cos \psi}{r_2 + r_3}; \quad B_4 = \frac{2r_1 r_4 \cos \psi}{r_1 + r_4}.$$

Тогда

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \gamma_x &= \frac{2B_2}{(B_2 + B_4) \operatorname{tg} \psi} - \frac{1}{\operatorname{tg} \psi} = \frac{1}{\operatorname{tg} \psi} \left(\frac{2B_2}{B_2 + B_4} - 1 \right) = \\ &= \frac{1}{\operatorname{tg} \psi} \left[\frac{2r_2 r_3 (r_1 + r_4)}{r_2 r_3 (r_1 + r_4) + r_1 r_4 (r_2 + r_3)} - 1 \right] = \\ &= \frac{1}{\operatorname{tg} \psi} \left[\frac{r_2 r_3 (r_1 + r_4) - r_1 r_4 (r_2 + r_3)}{r_2 r_3 (r_1 + r_4) + r_1 r_4 (r_2 + r_3)} \right]. \end{aligned}$$

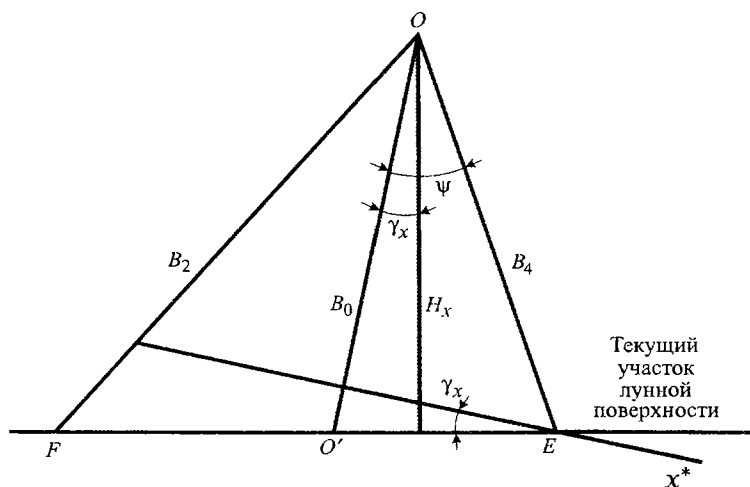


Рис. 69. Геометрия углов в плоскости xz рис. 67

Полагая $\operatorname{tg} \psi = \operatorname{tg} \beta / \sqrt{2}$, окончательно получим:

$$\operatorname{tg} \gamma_x = \frac{\sqrt{2}}{\operatorname{tg} \beta} \left(\frac{r_1 r_2 r_3 + r_2 r_3 r_4 - r_1 r_2 r_4 - r_1 r_3 r_4}{r_1 r_2 r_3 + r_2 r_3 r_4 + r_1 r_2 r_4 + r_1 r_3 r_4} \right).$$

Из уравнений (8) и (9) имеем равенство

$$\frac{r_1 r_3}{r_1 + r_3} = \frac{r_2 r_4}{r_2 + r_4} \quad \text{или} \quad r_1 r_2 r_3 + r_1 r_3 r_4 = r_1 r_2 r_4 + r_2 r_3 r_4. \quad (10)$$

Взяв $r_1 r_2 r_3 = r_1 r_2 r_4 + r_2 r_3 r_4 - r_1 r_3 r_4$ и подставив в выражение для $\operatorname{tg} \gamma_x$, получим:

$$\operatorname{tg} \gamma_x = \frac{\sqrt{2}}{\operatorname{tg} \beta} \cdot \frac{r_3}{r_2} \left(\frac{r_2 - r_1}{r_1 + r_3} \right). \quad (11)$$

Аналогично, используя уравнение (10), получаем еще три выражения для $\operatorname{tg} \gamma_x$:

$$\operatorname{tg} \gamma_x = \frac{\sqrt{2}}{\operatorname{tg} \beta} \cdot \frac{r_2}{r_3} \left(\frac{r_3 - r_4}{r_2 - r_4} \right); \quad (12)$$

$$\operatorname{tg} \gamma_x = \frac{\sqrt{2}}{\operatorname{tg} \beta} \cdot \frac{r_1}{r_4} \left(\frac{r_3 - r_4}{r_1 + r_3} \right); \quad (13)$$

$$\operatorname{tg} \gamma_x = \frac{\sqrt{2}}{\operatorname{tg} \beta} \cdot \frac{r_4}{r_1} \left(\frac{r_2 - r_1}{r_2 + r_4} \right). \quad (14)$$

Итак, если неисправен луч № 1, то для вычисления $\operatorname{tg} \gamma_x$ используем уравнение (12), если неисправен луч № 2, используем уравнение (13), если неисправен луч № 3, используем уравнение (14), если неисправен луч № 4, используем уравнение (11).

Если исправны все 4 луча, то для усреднения (уменьшения) флюктуационной ошибки следует использовать сумму двух значений $\operatorname{tg} \gamma_x$, содержащих разности $r_2 - r_1$ и $r_3 - r_4$:

$$\operatorname{tg} \gamma_x = \frac{\sqrt{2}}{2 \operatorname{tg} \beta} \left[\frac{r_3}{r_2} \left(\frac{r_2 - r_1}{r_1 + r_3} \right) + \frac{r_1}{r_4} \left(\frac{r_3 - r_4}{r_1 + r_3} \right) \right].$$

Добавление еще двух значений $\operatorname{tg} \gamma_x$ не изменяет значение флюктуационной ошибки.

Определим аналогичным образом значение величины $\operatorname{tg} \gamma_y$. Для этого рассмотрим рис. 70, на котором изображена геометрия углов в плоскости GOK рис. 67. На рис. 70 ось y^* параллельна координатной оси KA у.

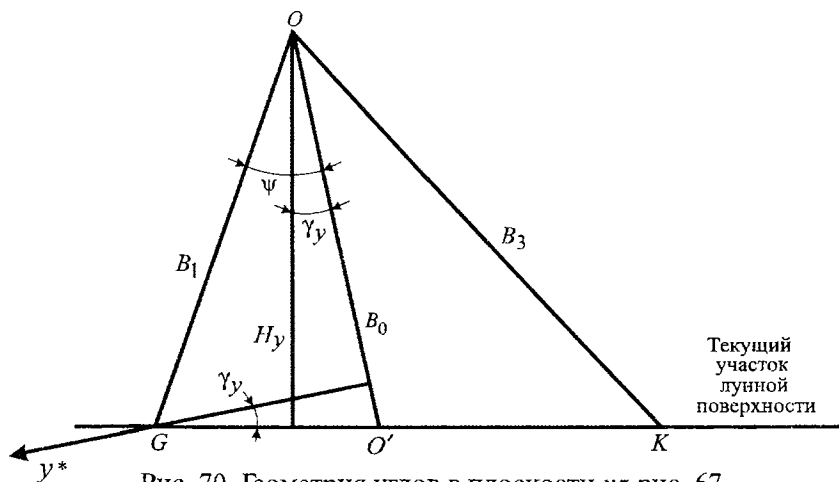


Рис. 70. Геометрия углов в плоскости yz рис. 67

Из рис. 70 имеем:

$$\operatorname{tg} \gamma_y = \frac{B_0 - B_1 \cos \psi}{B_1 \sin \psi} = \frac{B_0}{B_1 \sin \psi} - \frac{1}{\operatorname{tg} \psi}; \quad B_0 = \frac{2B_1 B_3 \cos \psi}{B_1 + B_3}.$$

Тогда

$$\operatorname{tg} \gamma_y = \frac{1}{\operatorname{tg} \psi} \left(\frac{2B_3}{B_1 + B_3} - 1 \right).$$

Далее из рис. 67:

$$B_1 = \frac{2r_1 r_2 \cos \nu}{r_1 + r_2}, \quad B_1 = \frac{2r_3 r_4 \cos \nu}{r_3 + r_4}$$

и

$$\operatorname{tg} \gamma_y = \frac{1}{\operatorname{tg} \psi} \left[\frac{2r_3 r_4 (r_1 + r_2)}{r_1 r_2 (r_3 + r_4) + r_3 r_4 (r_1 + r_2)} - 1 \right] =$$

$$= \frac{1}{\operatorname{tg} \Psi} \left[\frac{r_3 r_4 (r_1 + r_2) - r_1 r_2 (r_3 + r_4)}{r_3 r_4 (r_1 + r_2) + r_1 r_2 (r_3 + r_4)} \right] =$$

$$= \frac{\sqrt{2}}{\operatorname{tg} \beta} \left(\frac{r_1 r_3 r_4 + r_2 r_3 r_4 - r_1 r_2 r_3 - r_1 r_2 r_4}{r_1 r_3 r_4 + r_2 r_3 r_4 + r_1 r_2 r_3 + r_1 r_2 r_4} \right).$$

Используем уравнение для биссектрисы B_0 :

$$r_1 r_3 r_4 + r_2 r_3 r_4 = r_1 r_2 r_3 + r_1 r_3 r_4.$$

Получаем следующее выражение для $\operatorname{tg} \gamma_y$:

$$1. \text{ Неисправен луч №1, } \operatorname{tg} \gamma_y = \frac{\sqrt{2}}{\operatorname{tg} \beta} \cdot \frac{r_4}{r_3} \left(\frac{r_3 - r_2}{r_2 + r_4} \right).$$

$$2. \text{ Неисправен луч №2, } \operatorname{tg} \gamma_y = \frac{\sqrt{2}}{\operatorname{tg} \beta} \cdot \frac{r_3}{r_4} \left(\frac{r_4 - r_1}{r_1 + r_3} \right).$$

$$3. \text{ Неисправен луч №3, } \operatorname{tg} \gamma_y = \frac{\sqrt{2}}{\operatorname{tg} \beta} \cdot \frac{r_2}{r_1} \left(\frac{r_4 - r_1}{r_2 + r_4} \right).$$

$$4. \text{ Неисправен луч №4, } \operatorname{tg} \gamma_y = \frac{\sqrt{2}}{\operatorname{tg} \beta} \cdot \frac{r_1}{r_2} \left(\frac{r_3 - r_2}{r_1 + r_3} \right).$$

Если исправны все 4 луча, то для усреднения (уменьшения) флюктуационной ошибки измерения γ_y следует использовать выражение:

$$\operatorname{tg} \gamma_y = \frac{\sqrt{2}}{2 \operatorname{tg} \beta} \left[\frac{r_1}{r_2} \left(\frac{r_3 - r_2}{r_1 + r_3} \right) + \frac{r_2}{r_1} \left(\frac{r_4 - r_1}{r_2 + r_4} \right) \right].$$

Расчетные выражения для γ_x и γ_y в градусах представлены в табл. 14, где принято $\operatorname{tg} \gamma_x \approx \gamma_x$, $\operatorname{tg} \gamma_y \approx \gamma_y$.

Вычисление высоты H космического аппарата над поверхностью Луны как нормали к ее поверхности производится с помощью следующих формул с заменой $\cos \gamma = 1 / \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \gamma}$.

1. Если исправны все лучи,

$$H = 0,9397 \left(\frac{r_1 r_3}{r_1 + r_3} + \frac{r_2 r_4}{r_2 + r_4} \right) \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \gamma_x}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \gamma_y}},$$

где

$$\operatorname{tg} \gamma_x = 1,94 \left[\frac{r_3}{r_2} \left(\frac{r_2 - r_1}{r_1 + r_3} \right) + \frac{r_1}{r_4} \left(\frac{r_3 - r_4}{r_1 + r_3} \right) \right];$$

$$\operatorname{tg} \gamma_y = 1,94 \left[\frac{r_1}{r_2} \left(\frac{r_3 - r_2}{r_1 + r_3} \right) + \frac{r_2}{r_1} \left(\frac{r_4 - r_1}{r_2 + r_4} \right) \right].$$

2. Если неисправен луч № 1,

$$H = 1,879 \frac{r_2 r_4}{r_2 + r_4} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \gamma_x}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \gamma_y}},$$

где

$$\operatorname{tg} \gamma_x = 3,88 \frac{r_2}{r_3} \left(\frac{r_3 - r_4}{r_2 + r_4} \right); \quad \operatorname{tg} \gamma_y = 3,88 \frac{r_4}{r_3} \left(\frac{r_3 - r_2}{r_2 + r_4} \right).$$

Таблица 14

Состояние лучей	γ_x , град	γ_y , град
Все лучи исправны	$113,3 \left[\frac{r_3}{r_2} \left(\frac{r_2 - r_1}{r_1 + r_3} \right) + \frac{r_1}{r_4} \left(\frac{r_3 - r_4}{r_1 + r_3} \right) \right]$	$113,3 \left[\frac{r_1}{r_2} \left(\frac{r_3 - r_2}{r_1 + r_3} \right) + \frac{r_2}{r_1} \left(\frac{r_4 - r_1}{r_2 + r_4} \right) \right]$
Неисправен луч 1	$222,6 \frac{r_2}{r_3} \left(\frac{r_3 - r_4}{r_2 + r_4} \right)$	$222,6 \frac{r_4}{r_3} \left(\frac{r_3 - r_2}{r_2 + r_4} \right)$
Неисправен луч 2	$222,6 \frac{r_1}{r_4} \left(\frac{r_3 - r_4}{r_1 + r_3} \right)$	$222,6 \frac{r_3}{r_4} \left(\frac{r_4 - r_1}{r_1 + r_3} \right)$
Неисправен луч 3	$222,6 \frac{r_4}{r_1} \left(\frac{r_2 - r_1}{r_2 + r_4} \right)$	$222,6 \frac{r_2}{r_1} \left(\frac{r_4 - r_1}{r_2 + r_4} \right)$
Неисправен луч 4	$222,6 \frac{r_3}{r_2} \left(\frac{r_2 - r_1}{r_1 + r_3} \right)$	$222,6 \frac{r_1}{r_2} \left(\frac{r_3 - r_2}{r_1 + r_3} \right)$

3. Неисправен луч № 2,

$$H = 1,879 \frac{r_1 r_3}{r_1 + r_3} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \gamma_x}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \gamma_y}},$$

где

$$\operatorname{tg} \gamma_x = 3,88 \frac{r_1}{r_4} \left(\frac{r_3 - r_4}{r_1 + r_3} \right); \quad \operatorname{tg} \gamma_y = 3,88 \frac{r_3}{r_4} \left(\frac{r_4 - r_1}{r_1 + r_3} \right).$$

4. Неисправен луч № 3,

$$H = 1,879 \frac{r_2 r_4}{r_2 + r_4} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \gamma_x}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \gamma_y}},$$

где

$$\operatorname{tg} \gamma_x = 3,88 \frac{r_4}{r_1} \left(\frac{r_2 - r_1}{r_2 + r_4} \right); \quad \operatorname{tg} \gamma_y = 3,88 \frac{r_2}{r_1} \left(\frac{r_4 - r_1}{r_2 + r_4} \right).$$

5. Неисправен луч № 4,

$$H = 1,879 \frac{r_1 r_3}{r_1 + r_3} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \gamma_x}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \gamma_y}},$$

где

$$\operatorname{tg} \gamma_x = 3,88 \frac{r_3}{r_2} \left(\frac{r_2 - r_1}{r_1 + r_3} \right); \quad \operatorname{tg} \gamma_y = 3,88 \frac{r_1}{r_2} \left(\frac{r_3 - r_2}{r_1 + r_3} \right).$$

Радиовысотомер

Радиовысотомер позволяет вычислить, как было указано ранее, скорость V в направлении вектора скорости, то есть модуль вектора скорости и высоту H радиовертикали.

Целесообразно провести следующие дополнительные вычисления:

- дифференцируя высоту $H(t)$ по вертикали, получаем значение проекции вектора скорости на радиовертикаль V_H ;

- вычисляем отношение $V_H/V = \cos A_0$, где A_0 есть угол между направлением вектора скорости и направлением радиовертикали.

Используя экстремальный метод управления, в результате которого угол A_0 будет стремиться к нулю, мы совмещаем вектор скорости КА с направлением радиовертикали.

Угол наклона поверхности Луны в месте посадки КА относительно горизонтали

Вычисляются проекции вектора ускорения свободного падения КА a_x, a_y, a_z на оси координат КА до включения тормозной двигательной установки:

$$a_x = \frac{dV_x}{dt}, \quad a_y = \frac{dV_y}{dt}, \quad a_z = \frac{dV_z}{dt},$$

где V_x, V_y, V_z даются табл. 11.

Далее вычисляются углы α_x и α_y между осью z КА и проекциями гравитационной вертикали на плоскости xz и xy .

$$\operatorname{tg} \alpha_x = \frac{a_x}{a_z}; \quad \operatorname{tg} \alpha_y = \frac{a_y}{a_z}.$$

Угол наклона поверхности относительно горизонтали в плоскости xz есть $\alpha_x - \gamma_x$, угол наклона поверхности относительно горизонтали в плоскости yz есть $\alpha_y - \gamma_y$, где углы γ_x и γ_y даются в табл. 14.

КОНСТРУКТОРСКИЙ ОБЛИК АППАРАТУРЫ

На конструкцию посадочного радиолокатора, его массу, габариты и потребление электроэнергии оказывают влияние выбор типа антенной системы, электронно-компонентной базы, методов резервирования аппаратуры и другие факторы. Антенная система является наиболее громоздким и тяжелым элементом радиолокатора, поэтому необходимо, в первую очередь, искать пути снижения габаритов и массы антенной системы.

Кардинальным путем снижения габаритов и массы антенной системы является переход радиолокатора на работу на значительно более высокие частоты по сравнению с традиционной частотой 13,3 ГГц. Чем выше рабочая частота радиолокатора, тем меньше габариты и масса антенной системы при тех же требованиях к ширине диаграммы направленности антенны. Значение более высокой частоты определяется возможностями существующей СВЧ элементной компонентной базы. На сегодняшний день такой высокой освоенной частотой является частота 44 ГГц, которая широко используется в спутниковых системах связи. Использование в перспективе более высоких частот позволит еще снизить габариты и массу антенной системы посадочного радиолокатора.

В качестве четырех (трех)-лучевых антенн доплеровских измерителей скорости лунных КА используются антенны двух типов: зеркальные и волноводно-щелевые. Известно, что в зеркальных антеннах со смещенными от фокальной оси облучателями можно получить узкие смещенные лучи с низким уровнем боковых лепестков при смещении облучателей не более 10° относительно фокальной оси параболического отражателя. При смещении облучателей более чем на 10° , что требуется для ДИСД, значительно возрастает уровень боковых лепестков и расширяется основной лепесток диаграммы направленности антенны. Для устранения этих недостатков для советских КА «Луна» была разработана специальная двухзеркальная аплана-

тическая антенна с уровнем первого бокового лепестка диаграммы направленности -13 дБ и уровнем дальних лепестков не хуже -17 дБ [2].

Эта антенна имеет следующие характеристики:

- рабочая частота $13,3$ ГГц;
- диаметр круглой апертуры 30 см;
- высота антенны 13 см;
- масса двух антенн (передающая и приемная) $3,6$ кг;
- ширина диаграммы направленности $5,3^\circ \times 5,3^\circ$.

Зарубежные посадочные лунные модули используют для четырехлучевых ДИС низкопрофильные волноводно-щелевые антенны. Внешний вид волноводно-щелевой антенны КА Viking показан на рис. 71. Антенна состоит из четырех панелей, каждая из которых в угломестной плоскости формирует два узких наклонных луча с шириной диаграммы направленности $3,67^\circ \times 7,34^\circ$ с уровнем первого бокового лепестка -13 дБ и дальних — не более -17 дБ. Габариты антенны из четырех панелей 60×60 см.

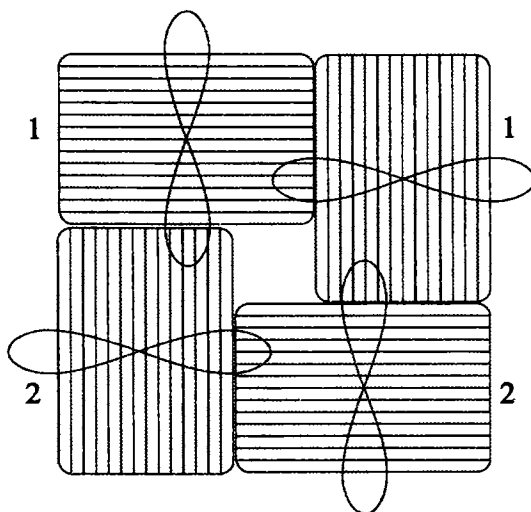


Рис. 71. Плоская волноводно-щелевая антенная решетка КА Viking:

1 — передающие решетки; 2 — приемные решетки

Двухзеркальные апланатические и водноводно-щелевые антенны сложны и трудоемки при изготовлении, поэтому для комплекса ДИСД-РВ кандидатом технических наук Кашаевым Н.К. (ЗАО РАННЕТ, г. Зеленоград) была разработана низкопрофильная четырехлучевая щелевая антенная решетка с четырьмя сегментно-параболическими возбуждителями [29].

Излучающее полотно щелевой антенной решетки представляет собой набор ортогональных щелевых излучателей (рис. 72), которые формируют поля в лучах с ортогональными линейными поляризациями.

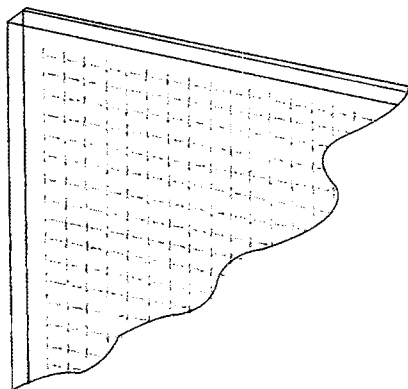


Рис. 72. Решетка щелевых излучателей для формирования четырех узких лучей одной апертурой

Угловое положение лучей диаграммы направленности решетки определяется рабочей длиной волны и расстоянием между щелями. Щелевое полотно изготавливается лазерной резкой щелей. Щелевое полотно имеет $N = 24 \times 24$ щелевых излучателей одной поляризации и $N = 24 \times 24$ щелевых излучателей ортогональной поляризации. Коэффициент усиления антенного полотна определяется выражением $G = 6 + 10 \lg N$ дБ, где 6 дБ есть коэффициент усиления одного щелевого излучателя над металлической поверхностью. Получаем $G = 33,6$ дБ и ширину диаграммы направленности антенны в узком луче $3,5^\circ \times 3,5^\circ$, что подтверждается измерениями.

Изготовленный образец четырехлучевой антенной системы диапазона 44 ГГц был испытан в безэховой камере в нормальных условиях. Расположение узких лучей относительно апер-

туры антенны показано на рис. 73. Для лучей 1 и 3 угломестная плоскость проходит через линию AB перпендикулярно апертуре. Полученные экспериментально диаграммы направленности лучей 1 и 3 в Е-плоскости представлены на рис. 74 и 75, а диаграмма направленности луча 1 в Н-плоскости показана на рис. 76. Измеренные потери сегментно-параболического фидера и антенной решетки составляют 1,5 дБ.

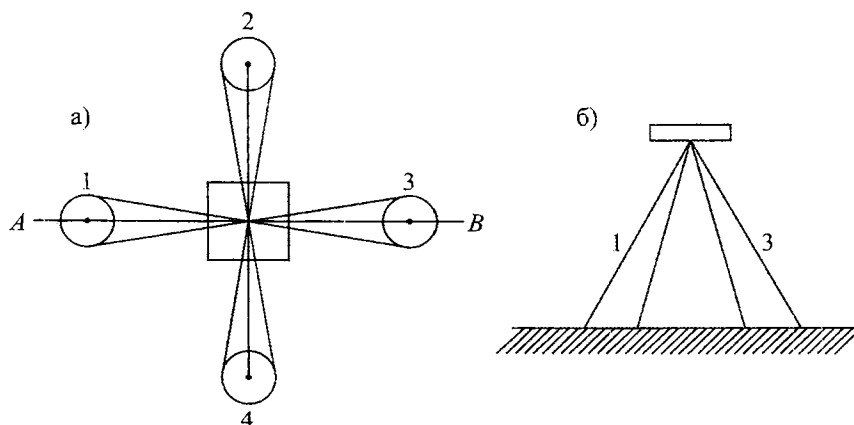


Рис. 73. Расположение узких лучей относительно апертуры антенны
 а — вид сверху; б — в угломестной плоскости
 (Е-плоскость антенны) для лучей 1 и 3 или 2 и 4

При одновременной работе всех узких лучей, отраженные от лунной поверхности сигналы, например, от лучей 2, 3, 4 будут по боковым лепесткам приемной антенны луча № 1 создавать помехи полезному сигналу луча 1. Эти помехи можно считать шумом. Для высокой точности измерения дальности и скорости КА шумовая помеха должна быть на 40 дБ ниже уровня полезного сигнала.

Согласно рис. 74 и 75 помеха лучу 1 от луча 3 будет составлять только $-(25...30)$ дБ, а помеха лучу 1 от лучей 2 или 4 (угловое расстояние луча 1 и лучей 2 и 4 составляет 28°) будет иметь величину порядка -25 дБ. Для существенного уменьшения взаимных помех между лучами будем использовать в лучах разные частоты зондирующих сигналов.

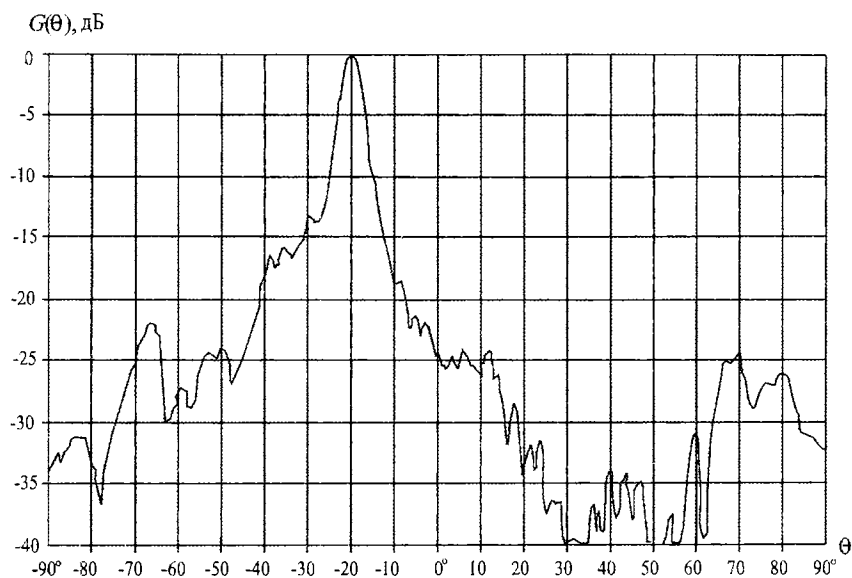


Рис. 74. Диаграмма направленности узкого луча №1 в Е-плоскости

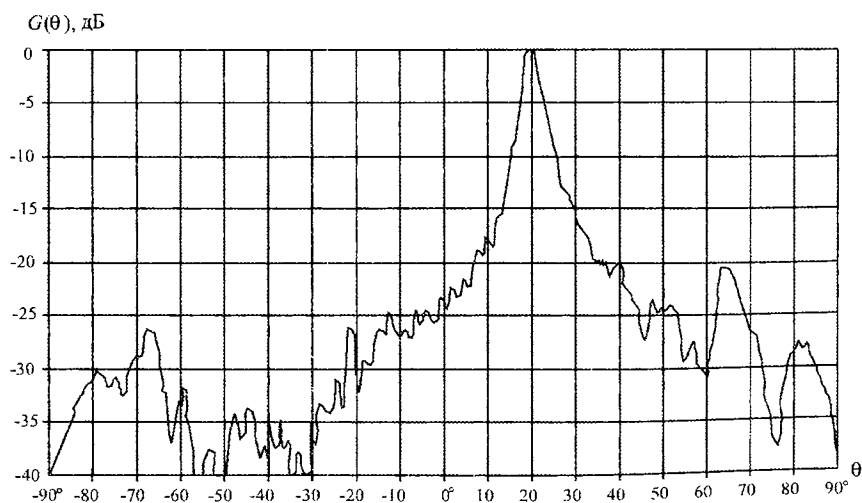


Рис. 75. Диаграмма направленности узкого луча №3 в Е-плоскости

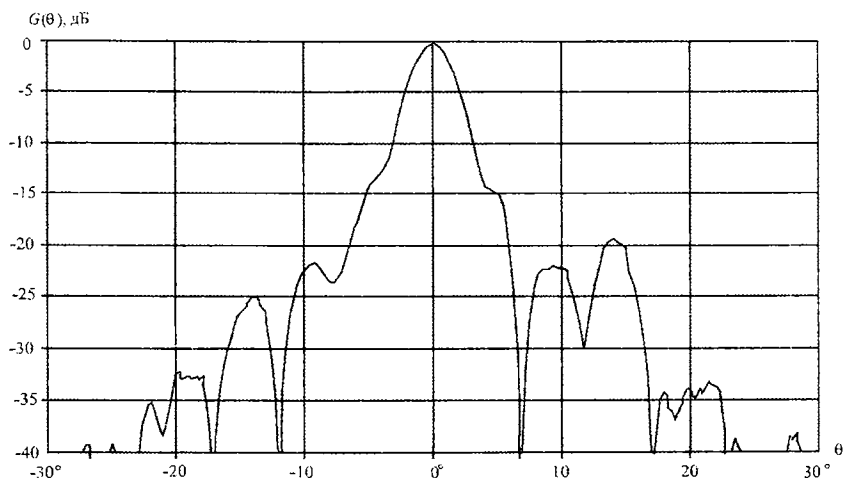


Рис. 76. Диаграмма направленности узкого луча № 1 в Н-плоскости

При полосе частот зондирующего сигнала 1 МГц (наивысшая масштабная частота при измерении дальности) сдвиг частоты зондирующего сигнала в соседних лучах может быть взят 30...50 МГц или более.

При изменении частоты сигнала изменяется угловое положение узкого луча в угломестной плоскости. Экспериментально получено смещение луча (угла β) на 3° при изменении частоты на 1 ГГц.

Изменение угла β на $\beta + \Delta\beta$ вносит погрешность в вычислении высоты H и вертикальной скорости V_z КА, если пользоваться формулами для $\Delta\beta = 0$.

Из материалов главы 6 имеем:

$$H = \left(\frac{r_1 r_3}{r_1 + r_2} + \frac{r_2 r_4}{r_2 + r_4} \right) \cos \beta \cdot \cos \gamma_x \cdot \cos \gamma_y$$

и получим

$$\frac{\Delta H}{H} = \frac{\cos \beta - \cos(\beta + \Delta\beta)}{\cos \beta}.$$

Примем $\Delta\beta = 0,45^\circ$, что соответствует сдвигу частоты в соседних лучах 50 МГц. Тогда $\Delta H/H = 0,0029$, что допустимо.

Аналогично для $V_z \sim 1/\cos \beta$ получаем:

$$\frac{\Delta V_z}{V_z} = \cos \beta \cdot \left[\frac{1}{\cos(\beta + \Delta\beta)} - \frac{1}{\cos \beta} \right]$$

и для $\Delta\beta = 45^\circ$ получим $\Delta V_z/V_z = 0,0029$, что допустимо.

Рассмотрим проблемы резервирования аппаратуры.

Резервные блоки или устройства напрямую определяют массу аппаратуры и конструкторский облик комплекса ДИСД-РВ. Надежность аппаратуры определяется рядом факторов и, в первую очередь, надежностью электронно-компонентной базы, то есть покупными микросхемами, СВЧ транзисторами, СВЧ устройствами (МШУ, синтезаторы частот, усилители мощности, фильтры и др.).

Надежность компонентов электронной аппаратуры характеризуется их средним временем безотказной работы $T_{срi}$ для случайных отказов (износные отказы и ресурс аппаратуры здесь не рассматриваются из-за кратковременности работы радиолокатора).

Вероятность безотказной работы компоненты электронной аппаратуры равна:

$$P_i = e^{-t/T_{срi}} = e^{-\lambda_i t},$$

где $\lambda_i = 1/T_{срi}$ есть лямбда-характеристика надежности компоненты аппаратуры.

При последовательном включении устройств вероятность безотказной работы блока равна:

$$P = e^{-\left(\sum_i \lambda_i\right)t}.$$

Для электронно-компонентной базы отечественного производства λ -характеристики компонент известны по результатам специальных испытаний и, главным образом, по результатам статистики отказов при эксплуатации аппаратуры в воинских частях.

Однако опытным путем было установлено, что λ -характеристики компонент, приводимые в справочниках, значительно

но завышены, то есть дают меньшую вероятность безотказной работы (примерно на порядок). Это связано с тем, что в число отказов электронных компонент при эксплуатации аппаратуры включаются отказы аппаратуры, связанные с нарушением условий эксплуатации, хранения, ремонта и транспортировки, с ошибочными действиями операторов, приводящими к поломке блоков аппаратуры и др.

Знание того, что реальные λ -характеристики компонент аппаратуры дают более высокие средние времена безотказной работы по сравнению со справочными данными позволяют главному конструктору аппаратуры более объективно оценивать риски при принятии решений по составу аппаратуры.

Для зарубежной покупной электронно-компонентной базы затруднительно получить λ -характеристики электронных компонент и можно только ориентироваться на заявления фирм-производителей о типе сертифицированного технологического процесса изготовления электронных компонент и категории их качества и испытания ограниченной партии купленных зарубежных компонент у нас в стране.

Зарубежные электронные компоненты разделяются на четыре категории качества и надежности и приведены ниже по возрастающей надежности:

- commercial;
- industrial;
- military (с военной приемкой);
- space (радиационно стойкие для космического применения).

При этом электронный компонент чем более радиационно-стойк, тем более надежен. Для лунного посадочного радиолокатора желательно использовать зарубежные электронные компоненты категории space.

Помимо электронной компонентной базы, большое влияние на надежность изделия оказывает технология изготовления отдельных блоков и самого изделия в целом. Изготовление печатных плат, двухсторонних или многослойных, металлизация отверстий, пайка элементов на печатных платах, выбор типа разъемов, покрытий и др. — весь технологический про-

цесс изготовления изделия должен быть сертифицирован и находиться под контролем.

Отказы аппаратуры также могут возникать при так называемых внештатных ситуациях, например, при внезапных бросках напряжения питания бортсети КА, при вспышках на Солнце, которые сопровождаются излучением мощного электромагнитного импульса и импульса рентгеновского, гамма- и нейтронного излучения и др. И, если мы уверены в надежности отечественной электронно-компонентной базы, то не уверены в надежности покупной зарубежной электроники, не уверены в надежности изготовления самой аппаратуры из-за возможных отклонений технологического процесса и др.

Мир знает из прессы об отказах аппаратуры КА и ракет-носителей КА, которые случаются чаще, чем это следует из теории надежности, основанной на λ -характеристиках электронных и других компонент, поэтому возникает вопрос о необходимости резервирования аппаратуры и глубине этого резервирования.

Известен принцип 100-процентного резервирования аппаратуры, который применяется в авиации и пилотируемой космонавтике. Это либо резервирование функций, либо чисто аппаратурное резервирование. В связи со всем вышесказанным считаем целесообразным применить для лунного посадочного радиолокатора принцип 100-процентного резервирования, тем более, что развитие и совершенствование микроэлектроники позволяет это сделать.

Перечислим резервированные блоки аппаратуры. Блок цифрового приема-передачи (ЦПП) состоит из двух идентичных печатных плат (основной и резервной) типоразмера 110×160 мм, которые устанавливаются в металлический корпус с размерами 120×170×40 мм. Внешний вид блока ЦПП показан на рис. 77. В блоке ЦПП используются цифровые СБИС разработки НТЦ «Модуль» (Москва), предназначенные для работы в составе космической аппаратуры. СБИС этого типа на протяжении ряда лет эксплуатируются в составе бортового комплекса управления геостационарных КА.

Масса блока ЦПП составляет 0,8 кг.

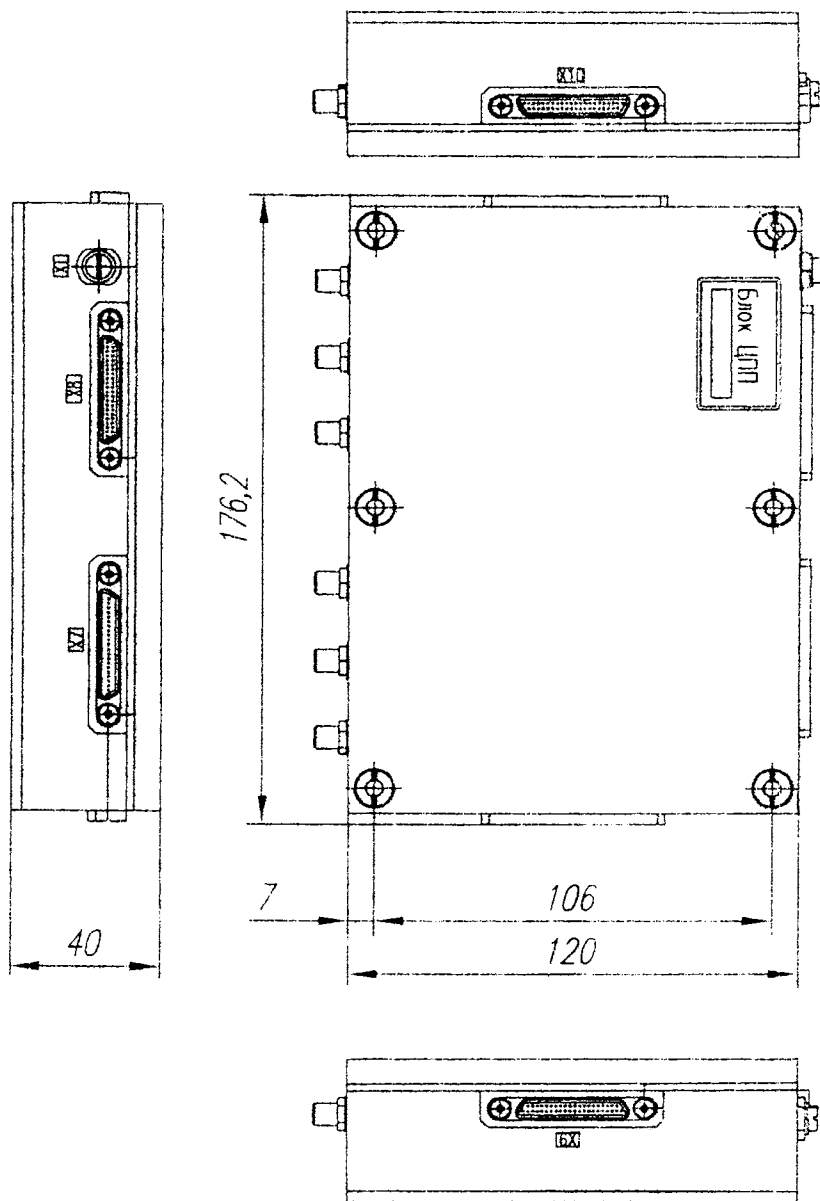


Рис. 77. Габаритные размеры блока цифрового приема-передачи

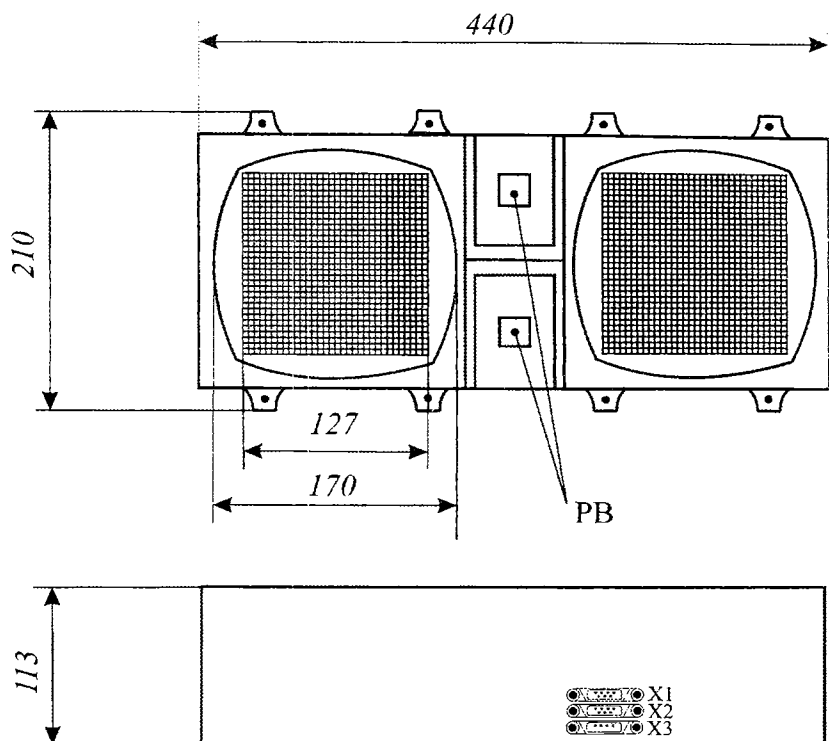


Рис. 78. Габаритные размеры ДИСД-РВ

В СВЧ усилительно-преобразовательной аппаратуре используется резервирование всех активных элементов. Из четырех узких лучей радиолокатора один (любой) является резервным. СВЧ аппаратура каждого луча функционирует независимо. Вся аппаратура диапазона 44 ГГц функционально и аппаратурно резервируется аппаратурой радиовысотомера диапазона частот 4,2 ГГц.

Общий вид аппаратуры посадочного радиолокатора показан на рис. 78.

Вся аппаратура помещена в дополнительный кожух-экран для защиты от радиации космического пространства.

Таблица 15

Блок	Масса, кг
Блок ЦПП	0,8
Блок СВЧ диапазонов частот 44 ГГц и 4,2 ГГц	1,0
Антенная система диапазона частот 44 ГГц	0,9
Антенны радиовысотомера диапазона частоты 4,2 ГГц	0,1
Рама, кожух	1,7
ВСЕГО	4,5

Аппаратура ДИСД-РВ имеет три внешних разъема:

X1 — технологический разъем для проверки режимов работы аппаратуры;

X2 — разъем для обмена информацией с бортовым комплексом управления КА по мультиплексному каналу информационного обмена (МКИО);

X3 — разъем бортового питания 27 В.

Сводная таблица масс входящих в ДИСД-РВ блоков представлена в табл. 15.

Литература

1. Жуковский А.П., Оноприенко Е.И., Чижов В.И. Теоретические основы радиовысотометрии.— М.: Советское радио, 1979.
2. Колчинский В.Е., Мандуровский И.А., Константиновский М.И. Доплеровские устройства и системы навигации.— М.: Советское радио, 1975.
3. Виницкий А.С. Автономные радиосистемы.— М.: Радио и связь, 1986.
4. Крупенин Н.Н. Радиоисследования Луны и планет земной группы.— М.: ГКНТ СССР, АН СССР, ВИНТИ, 1980.
5. Зубкович С.Г. Статистические характеристики радиосигналов, отраженных от земной поверхности.— М.: Советское радио, 1968.
6. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника.— М.: Советское радио, 1966.
7. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники.— М.: Советское радио, 1966.
8. Пестряков В.Б. Фазовые радиотехнические системы.— М.: Советское радио, 1968.
9. Боркус М.К., Черный А.Е. Корреляционные измерители путевой скорости и угла сноса летательных аппаратов.— М.: Советское радио, 1973.
10. Энергетические характеристики космических радиолоний / Под ред. О.А. Зенкевича.— М.: Советское радио, 1972.
11. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Электродинамика сплошных сред.— М.: Госиздательство технико-теоретической литературы, 1957.
12. Тепляков И.М. Основы построения телекоммуникационных систем и сетей.— М.: Радио и связь, 2004.
13. Тепляков И.М., Калашников И.Д., Рошин Б.В. Радиолонии космических систем передачи информации.— М.: Советское радио, 1975.
14. Тепляков И.М., Рошин Б.В., Фомин А.И., Вейцель В.А. Радиосистемы передачи информации.— М.: Радио и связь, 1982.
15. Верба В., Грановский В., Карнеев В., Фитенко В. Системы обеспечения посадки на Луну и планеты солнечной системы / Радио, № 8, 2011.
16. Фитенко В.В., Грановский В.А., Варгафтик В.Н. Посадочный радиолокатор для космического аппарата «Фобос-Грунт» / Научные технологии, № 6, 2008.
17. Фрайд. РЛС непрерывного излучения с частотной модуляцией для одновременного измерения трёх составляющих скорости и высоты / Зарубежная радиоэлектроника, № 11, 1964.
18. Ченг Р.К. Управление космическим аппаратом Surveyor на конечном участке посадки на Луну / Экспресс-информация, Астронавтика и ракетодинамика, № 26, 1966.

19. Инголдби Р.Н. Проектирование систем навигации и управления посадочного блока КА Viking / Экспресс-информация, Астронавтика и ракетодинамика, № 39, 1977.
20. Иванов Н.А. Полет к Фобосу / Авиация и космонавтика, № 9, 1988.
21. Smith P.G. Leakig rejection in beam-switched CW radar / IRE Transaction on aerospace and navigation electronics, December, 1962.
22. Chirold Epp. Autonomous landing and hazard avoidance technology.— Препринт NASA, 2008.
23. Chua Z.K. Major L.M. Task modeling for lunar landing redesignation / AIAA Infotech @ Aerospace Conference. April 2009, Seattle, Washington.
24. Chuang L. Autonomous smart robotic spacecraft/lander for landing on celestial bodies. Proc. of the 8th international symposium on artificial intelligence, robotics and automation in space.— Munich, Germany, September, 2005.
25. Радиовысотомеры для ракет. Радиоэлектронные приборы для авиации. Рекламные буклеты Уральского проектно-конструкторского бюро «Деталь», г. Каменец-Уральский Свердловской обл., 2011.
26. Doppler velocity sensor ANV-353. A Finmeccanica Company, рекламный проспект, 2009.
27. Афанасьев И. Ближайшие лунные планы Индии и Японии / Новости космонавтики, № 10, 2010.
28. Баскаков А.И., Бугаев Ю.Н., Егоров В.В. и др. Малогабаритная стробированная лазерная телевизионная система для спускаемого лунного модуля. Технические предложения.— М.: ОКБ МЭИ, 2009.
29. Кашаев Н.К. Щелевая антенная решетка. Патент РФ на полезную модель № 88854 от 10.08.2009.
30. Хартов В. Проводим ревизию лунной программы / Новости космонавтики, № 4, 2012.
31. Павельцев П. Лунная карта Китая / Новости космонавтики, № 4, 2012.
32. Ильин А. Отчего нас всегда опьяняет Луна? / Новости космонавтики, № 9, 2012.
33. Кучинский А.С. Система цифровой обработки для доплеровского измерителя скорости и дальности на базе сигнальных процессоров «Мультикор» / Вопросы радиоэлектроники, серия общетехническая, № 1, 2011.
34. Навигационная аппаратура потребителей спутниковых навигационных систем ГЛОНАСС и GPS. Каталог КБ НАВИС.— М., 2007.
35. Reports of the CCIR. Annex to volume V. Propagation in non-ionized media.— Geneva, 1990.
36. Recommendation ITU-R P.527 Electrical characteristic of the surface of the Earth.— Geneva, 2009.
37. Лазерная дальнометрия / Под ред. В.П. Васильева и Х.В. Хинрикус.— М.: Радио и связь, 1995.
38. Убайдулаев Р.Р. Волоконно-оптические сети.— М.: Эко-Трендз, 2000.

39. Госсорг Ж. Инфракрасная термография.— М.: Мир, 1988.
40. Оптическая связь / Пер. с япон.— М.: Радио и связь, 1984.
41. Техника оптической связи. Фотоприемники / Под ред. У. Тсанга.— М.: Мир, 1988.
42. Бафтон Дж.Л. Лазерные альтиметрические измерения с борта самолетов и космических аппаратов / ТИИЭР, т. 77, №3, 1989.
43. Кулыба Ю.Н., Силкин А.Т., Смирнов В.С. Лазерная аппаратура воздушной съемки местности — новые возможности / Научные технологии, №6, 2008.
44. Григорьев В.Н., Ивлев О.А., Мошин А.Г. и др. Космический эксперимент на МКС «Система лазерной связи»: первые результаты / Электромагнитные волны и электронные системы, №1, 2013.
45. Справочник по системотехнике / Под. ред. Р. Макола.— М.: Советское радио, 1970.
46. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений.— М.: Физматгиз, 1962.
47. Двайт Г.Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы.— М.: Госуд. изд-во иностр. литературы, 1948.
48. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов.— М.: Физматгиз, 1980.
49. Абрамовиц М., Стиган И. Справочник по специальным функциям.— М.: Физматгиз, 1979.

ИЗДАТЕЛЬСТВО «РАДИОСОФТ»

<http://www.radiosoft.ru>

Отдел реализации

тел./факс: (499) 177-4720 e-mail: real@radiosoft.ru

Адрес и телефон для заявок на книги по почте:

109125 Москва, Саратовская ул., д. 6/2,
издательство «РадиоСофт»

тел: (495) 972-3639 e-mail: post@radiosoft.ru

ТЕПЛЯКОВ Игорь Михайлович

**РАДИОЛОКАЦИОННАЯ СТАНЦИЯ
ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ПОСАДКОЙ
КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА
НА ПОВЕРХНОСТЬ ЛУНЫ**

Ответственный за выпуск *А.А. Халоян*

Редактор *М.В. Толмачева*

Компьютерная верстка *О.В. Лукьянова*

Дизайн обложки *Л.К. Абдрашитова*

Сдано в набор 21.10.2015. Подписано в печать 10.12.2015.
Формат 60 × 84/16. Гарнитура «NewtonС». Бумага офсетная.
Печать офсетная. Печ. л. 12,5. Тираж 500 экз.

Издательское предприятие «РадиоСофт»
109125, Москва, Саратовская ул., д. 6/2



ISBN 978-5-93037-314-1



9 785930 373141

2433700



Б-42-7-3-11

@@@ 111364

НАШ

НА W

T.RU