

Биорадиолокация

Под редакцией А.С. Бугаева, С.И. Ивашова

2-е издание



Москва
ИЗДАТЕЛЬСТВО
МГТУ им. Н. Э. Баумана
2018

УДК 621.396.969
ББК 28.071
Б63

Авторы:

*А.В. Абрамов, А.И. Амосова, Л.Н. Анищенко, А. С. Боголюбов,
А. С. Бугаев, И.А. Васильев, И.А. Вязьмитинов, А.В. Дудник,
А.И. Дьяченко, А.В. Журавлев, А.В. Зайцев, Э.Г. Зиганин,
С.И. Ивашов, И.Я. Иммо­реев, С.А. Исайчев, Ю.А. Копылов,
В.И. Миняев, А.В. Миняева, Е.И. Мирош­ниченко, Г.И. Морозов,
К.К. Осадчий, С.Н. Павлов, В.Л. Пазынин, В.Б. Парашин,
М.Н. Петушков, В.В. Помозов, А.Э. Постельга, В.В. Разевиг,
С.В. Самков, К.Ю. Сиренко, Ал.В. Скрипаль, Ан.В. Скрипаль,
Е.В. Солодов, О.В. Сытник, Д.А. Усанов, М.В. Фесенко,
А.В. Чапурский, А.И. Черненко, В.С. Черняк, А.П. Шейко*

Рецензенты:

д-р техн. наук, проф. Балтийского государственного технического
университета «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова *Л.Ю. Астанин*;
заведующий кафедрой «Медико-технические информационные
технологии» д-р техн. наук, проф. *С.И. Щукин*

Б63 Биорадиолокация / [А. В. Абрамов и др.] ; под ред. А. С. Бугаева,
С. И. Ивашова. — 2-е изд. — Москва : Издательство МГТУ
им. Н. Э. Баумана, 2018. — 396, [4] с. : ил.

ISBN 978-5-7038-4815-9

Освещены вопросы радиолокации биологических объектов (биорадиолокации) — метода, который может быть использован для обнаружения живых людей, находящихся за преградами, и дистанционного определения параметров их дыхания и сердцебиения. Биорадиолокация может найти применение в различных областях: спасательных операциях, анти-террористической борьбе, медицине и др. Описаны физические основы процесса биорадиолокации, особенности биорадиолокаторов с непрерывным и импульсным зондирующими сигналами, а также методы расчета и моделирования процессов в биорадиолокации.

Для научных работников, аспирантов и студентов старших курсов.

УДК 621.396.969
ББК 28.071

ISBN 978-5-7038-4815-9

© Оформление. Издательство
МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2018

ПРЕДИСЛОВИЕ

Радиолокация биологических объектов является интенсивно развивающимся направлением радиотехники. В отличие от классических областей применения радиолокации, в которых, как правило, объектами зондирования являются неживая природа (поверхность Земли и планет Солнечной системы) или искусственно созданные предметы (космические аппараты, самолеты, другие объекты военной техники), локация биообъектов имеет целый ряд особенностей, что позволяет выделить ее в отдельную область знаний.

Это обстоятельство и обусловило выбор названия книги, в качестве которого стал термин «биорадиолокация». К особенностям биорадиолокации относится использование аппаратуры, как правило, незначительной дальности действия (от нескольких сантиметров до десятков метров) с пониженным уровнем излучения, не оказывающим вредного воздействия на организм человека. Кроме этого характеристики самих объектов зондирования в части их электрофизических свойств, а также частот и амплитуд колебаний органов человека и животных носят достаточно специфический характер и для правильной интерпретации результатов измерений требуют привлечения исследователей биоинженерных специальностей.

Следует отметить также, что в отечественной и зарубежной научно-технической литературе термин, близкий по смыслу к термину «биорадиолокация», отсутствует, в силу чего введение его в научный оборот с учетом возросшего объема исследований и публикаций в этой области представляется вполне обоснованным.

Использование радиолокаторов для обнаружения живых людей, находящихся за преградами, и дистанционное определение параметров их дыхания и сердцебиения может найти применение в спасательных операциях, антитеррористической борьбе, медицине и других областях. Для решения этих задач в настоящее время наиболее широко используются импульсные радиолокаторы со сверхширокополосным сигналом, а также локаторы с непрерывным излучением, в частности со ступенчатым изменени-

ем частоты. Исследования в этой области в нашей стране и за рубежом направлены не только на создание новых типов аппаратуры, но и на решение ряда теоретических задач. Для достижения оптимальных характеристик радиолокационных комплексов требуется разработка адекватных моделей радиолокационных сигналов, которые должны быть построены на физических моделях взаимодействия радиоволн с объектами, формирующими зондируемую сцену. Построение этих моделей позволит разработать алгоритмы оптимальной обработки сигнала, которые дадут возможность извлекать больше информации о зондируемом объекте (классификация целей), а также о характеристиках его движения. С помощью этих моделей можно будет сформулировать требования к аппаратным средствам радиолокаторов. Важно также определить наиболее перспективные направления приложения рассматриваемой технологии, так как не все из описываемых в настоящей книге задач могут по тем или иным причинам иметь адекватное решение. Появление биорадиолокационных средств следующего поколения с улучшенными потребительскими характеристиками и более совершенным математическим обеспечением можно ожидать уже в ближайшие несколько лет.

Уровень отечественных работ в области биорадиолокации сопоставим с уровнем зарубежных исследований, а в некоторых случаях и превосходит его. В частности, можно отметить работы, выполняемые в МГТУ им. Н.Э. Баумана и Московском авиационном институте, которые позволили обосновать новые приложения биорадиолокационных технологий как в медицине, так и в сфере обеспечения безопасности.

Авторами представляемой читателю книги являются: А.С. Бугаев (предисловие, введение, разд. 3.1, заключение), С.И. Ивашов (предисловие, введение, гл. 1, разд. 2.4, 3.1, заключение), И.Я. Иммореев (предисловие, введение, разд. 4.1—4.6, заключение), А.В. Журавлев (гл. 1), Л.Н. Анищенко (разд. 2.1, 2.4, 2.5), В.Б. Парашин (разд. 2.1, 2.4, 2.5), А.И. Дьяченко (разд. 2.2), В.И. Миняев (разд. 2.3), А.В. Миняева (разд. 2.3), Г.И. Морозов (разд. 2.3), М.Н. Петушков (разд. 2.3), И.А. Васильев (разд. 3.1), В.В. Разевиг (разд. 3.1), А.П. Шейко (разд. 3.1), О.В. Сытник (разд. 3.2), И.А. Вязьмитинов (разд. 3.2), Е.И. Мирошниченко (разд. 3.2), Ю.А. Копылов (разд. 3.2), А.И. Амосова (разд. 3.2), В.Л. Пазынин (разд. 3.2), К.Ю. Сиренко (разд. 3.2), Д.А. Усанов (разд. 3.3), Ал.В. Скрипаль (разд. 3.3), Ан.В. Скрипаль (разд. 3.3), А.В. Абрамов (разд. 3.3), А.С. Боголюбов (разд. 3.3), А.Э. Постельга (разд. 3.3), С.В. Самков (разд. 4.1—4.3), С.А. Исайчев (разд. 4.2), С.Н. Павлов (разд. 4.2, 4.3), К.К. Осадчий (разд. 4.3), Е.В. Солодов (разд. 4.3), А.В. Зайцев (разд. 4.4, 4.6),

Э.Г. Зиганшин (разд. 4.4, 4.5), М.В. Фесенко (разд. 4.4, 4.5), А.И. Черненко (разд. 4.5), В.В. Помозов (разд. 4.7), А.В. Дудник (разд. 4.7), В.В. Чапурский (гл. 5), В.С. Черняк (гл. 6). Разделы объединены в главы, содержащие близкий по смыслу материал.

В настоящее время авторы активно работают в области радиолокации биологических объектов.

Книга адресована научным работникам, аспирантам и студентам старших курсов, работающим в данной области или интересующимся возможностью использования описываемых в ней эффектов.

А.С. Бугаев, С.И. Ивашов, И.Я. Иммореев

ВВЕДЕНИЕ

При радиолокационном зондировании в слабопоглощающих и прозрачных средах традиционными объектами локации до недавнего времени являлись в основном неживые объекты (цели), что определялось спецификой использования радиолокационных устройств. К областям применения традиционной радиолокации можно отнести обнаружение и определение координат, а также параметров перемещения:

- аэродинамических целей (самолеты, крылатые ракеты и т. д.);
- баллистических и космических объектов (боеголовки и спутники);
- наземных и надводных объектов (наземные транспортные средства и боевые машины, корабли).

Другим направлением радиолокации, бурно развивающимся в последние десятилетия, является подповерхностная радиолокация (георадиолокация), предназначенная для зондирования конденсированных сред, характеризующихся высоким поглощением и дисперсией электромагнитных волн [1–3]. Подповерхностная радиолокация наиболее широко применяется для следующих целей:

- зондирования грунтов для выявления их глубинной структуры и неоднородностей (уровня грунтовых вод, различного рода природных включений, расположения и состояния технических конструкций и коммуникаций);
- обследования местности для обнаружения взрывоопасных предметов, например мин;
- зондирования строительных конструкций для выявления их внутренней структуры, например мест залегания деталей арматуры, строительных дефектов;
- неразрушающего контроля промышленных изделий.

В настоящее время существует большое количество серийно выпускаемых радиолокаторов, предназначенных для решения перечисленных задач.

Снижение стоимости вычислительных ресурсов, необходимых для обработки сигнала, а также миниатюризация СВЧ-устройств

способствуют развитию интереса к использованию радиолокаторов, когда отражающим объектом является все тело человека или отдельные его части и внутренние органы. Обнаружение людей за непрозрачными препятствиями (стенами домов, листовым покровом) актуально как для военных, так и для гражданских целей [4, 5].

Современные методы позволяют обнаруживать неподвижных людей по колебаниям их внутренних органов. Этот эффект применяют для поиска живых людей под завалами строительных конструкций, образовавшихся в результате природных или техногенных катастроф, он может быть использован в медицинских целях, когда необходим дистанционный контроль за состоянием пациента.

Модуляция радиосигнала, отраженного от человека, обусловлена сокращениями сердца, сосудов, легких и других внутренних органов человека, а также артикуляцией (одновременная работа активных произносительных органов: голосовых связок, языка, губ, небной занавески). Можно выделить четыре группы биомеханических движений, которые отличаются как по частотному диапазону, так и по амплитуде:

- сокращения сердечной мышцы (частоты в диапазоне 0,8...2,5 Гц, амплитуды колебаний грудной клетки 0,1 мм [6]);
- колебания грудной клетки человека при дыхании (частоты в диапазоне 0,2...0,5 Гц, амплитуды колебаний грудной клетки в зависимости от типа дыхания 0,5...1,5 см);
- движения органов речи человека (частота основного тона колебаний голосовых связок — приблизительно 100 Гц);
- движения других частей тела человека (рук, ног и т. д.).

Конкретные значения этих частот и амплитуд перемещений определяются физической активностью и состоянием испытуемого. Наиболее сложными представляются процессы артикуляции, так как в них участвуют сразу несколько органов человека, обладающих своими собственными характеристиками. Изучение процессов артикуляции при произнесении звуков может быть использовано при дистанционном распознавании речи без применения акустических устройств даже при расположении объекта локации за препятствиями, например за стенами зданий [7].

Метод дистанционного обнаружения и диагностирования людей (в том числе за оптически непрозрачными препятствиями), основанный на модуляции радиолокационного сигнала колебательными движениями и перемещениями частей тела и органов человека, будем называть *биорадиолокацией*.

Осуществляя селекцию проникающего сигнала передатчика и сигналов, отраженных от неподвижных объектов, можно добиться высокой чувствительности при обнаружении объектов, границы которых подвержены механическим колебаниям. По имеющимся в литературе данным, чувствительность радиочастотного зондирования к перемещению обнаруживаемого объекта в гигагерцовом диапазоне волн может достигать 10^{-9} м [8]. При обнаружении человека как живого объекта задача наиболее просто решается с помощью радиолокаторов малой дальности, работающих с непрерывными немодулированными сигналами в частотном диапазоне 1...10 ГГц [9].

Перечислим некоторые перспективные области применения биорадиолокации:

- обнаружение людей, находящихся под завалами в результате землетрясений, техногенных катастроф, схода лавин, когда скорейшее определение мест нахождения живых людей очень важно;
- обнаружение и слежение за людьми, находящимися за непрозрачными препятствиями или в условиях плохой видимости при проведении антитеррористических операций, а также ведении боя в условиях города;
- дистанционное обнаружение раненных при боевых действиях по их дыханию для снижения риска медицинского персонала при эвакуации под огнем противника;
- дистанционное обнаружение скрытого под одеждой человека огнестрельного или холодного оружия;
- контроль охраняемых территорий от вторжения посторонних лиц;
- досмотр транспортных контейнеров в целях выявления лиц, нелегально пересекающих границу;
- дистанционное определение эмоционального состояния человека для выявления потенциально опасных лиц, например при предпосадочном досмотре в аэропортах;
- разработка дистанционного детектора лжи, позволяющего незаметно для человека измерять параметры его кардиореспираторной системы и на их основе оценивать его психоэмоциональное состояние [11];
- контроль состояния оператора сложных машинных комплексов;
- регистрация речевых сигналов человека за препятствиями без использования традиционных акустических микрофонов;
- мониторинг пульса и дыхания пациента в случае, когда применение контактных сенсоров невозможно или затруднено;

- слежение за состоянием и диагностика внутренних органов человека;
- дистанционное слежение за состоянием плода в период беременности (вместо мониторов, использующих ультразвук с контактными датчиками);
- определение эластичности кровеносных сосудов путем измерения скорости распространения импульса кровяного давления при сердечном сокращении, что поможет выявить предрасположенность пациента к сердечно-сосудистым заболеваниям.

Перечисленные выше направления являются только потенциальными областями применения биорадиолокации, и потребуются дальнейшие исследования для определения их практической реализуемости.

Уже сейчас можно сказать, что наиболее перспективной областью применения биорадиолокации в медицине является сомнология.

Исследование расстройств дыхания во время сна — наиболее изученный раздел в медицине сна [9, 12]. Многочисленные работы в области сомнологии относятся к исследованию патологических ночных остановок дыхания. Такие нарушения очень распространены (ими страдают от 3 до 8 % населения) и оказывают существенное влияние на здоровье и качество жизни пациентов. Мужчины страдают этим расстройством чаще женщин в 3–8 раз.

Диагностика нарушений дыхания во время сна обычно проводится чрезвычайно трудоемким и дорогостоящим методом в лабораториях сна, располагающих соответствующим диагностическим оборудованием. Этот метод требует длительной регистрации различных функций человеческого организма в период ночного сна. Как правило, регистрируются следующие сигналы: дыхание, шум дыхания (храп), дыхательные движения грудной клетки и брюшной стенки, поток выдыхаемого воздуха изо рта и ноздрей, положение тела, движения нижних конечностей, насыщение артериальной крови кислородом, электроэнцефалограмма и др.

Бесконтактный дистанционный мониторинг движений, дыхания и частоты сердечных сокращений (ЧСС) биорадиолокационным методом будет являться важным дополнением к полисомнологическим исследованиям, позволяя повысить комфортность проводимых ночных исследований для пациента, стабильность регистрируемых данных. Дистанционная регистрация движений, дыхания и ЧСС даст возможность проводить профилактические обследования населения для выявления дыхательных расстройств и нарушений сна, бесконтактный мониторинг нарушений дыха-

ния и сна у детей, в том числе для предотвращения синдрома внезапной смерти у младенцев.

Литература

1. Подповерхностная радиолокация / Отв. ред. М.И. Финкельштейн. М.: Радио и связь, 1994. 216 с.
2. *Daniels D.J.* Surface-Penetrating Radar. Piscataway, NJ: IEEE Press, 1996.
3. Вопросы подповерхностной радиолокации / Отв. ред. А.Ю. Гринёв. М.: Радиотехника, 2005. 416 с.
4. Through-Wall Sensing (TWS) Technologies for Dismounted Infantry, DARPA SBIR 2004.1 Topic SB041-022.
5. TNO offers through-the-wall radar for special operations, Jane's international defense review. 2004. No. 8. P. 19.
6. *Singh M., Ramachandran G.* Reconstruction of sequential cardiac in-plane displacement patterns on the chest wall by laser speckle interferometry. Biomedical Engineering. IEEE Transactions on Volume 38. Issue 5. May 1991. P. 483–489.
7. Speech articulator measurements using low power EM-wave sensors / J.F. Holzrichter, G.C. Burnett, L.C. Ng, W.A. Lea // Journal Acoustical Society of America. Vol. 103. No. 1. January 1998. P. 622–625.
8. *Scott W.R., Schroeder C., Martin J.S.* An Acousto-electromagnetic Sensor for Locating Land Mines, Part of the SPIE Conference on Detection and Remediation Technologies for Mines and Minelike Targets III. Orlando, Florida. April 1998. SPIE Vol. 3392, 0277-786X, 98. P. 176–186.
9. Обнаружение и дистанционная диагностика людей за препятствиями с помощью РЛС / А.С. Бугаев, И.А. Васильев, С.И. Ивашов и др. // Радиотехника. 2003. № 7. С. 42–47.
10. *Иммореев И.Я., Самков С.В.* Ultra-wideband (UWB) radar for remote measuring of main parameters of patient's vital activity // Радиофизика и радиоастрономия. Издание Национальной академии наук Украины. 2002. Т. 7. № 4. С. 16–22.
11. *Staderini E.M.* An UWB Radar Based Stealthy «Lie Detector». www.hrvcongress.org/second/first/placed_3/Staderini_Art_Eng.pdf
12. Diminished cerebral circulatory autoregulation in obstructive sleep apnea investigated by near-infrared spectroscopy / L.P. Safonova, A. Michalos, U. Wolf et al. // Sleep Research On-line. 2003. Vol. 5. No. 4. P. 123–132.

Глава 1. ОБЗОР РАЗРАБОТОК В ОБЛАСТИ БИОРАДИОЛОКАЦИИ

В настоящее время государственные и частные организации все чаще проявляют интерес к биорадиолокации. Это вызвано возросшей угрозой терроризма и, как следствие, необходимостью принять меры для защиты гражданских и военных объектов. В данной главе приведены сведения, появившиеся в открытых источниках и касающиеся различных приложений биорадиолокации. Остановимся в основном на зарубежных исследованиях. Отечественным разработкам и исследованиям в странах СНГ посвящены последующие главы книги.

В описываемых зарубежных радиолокационных системах применяются различные методы модуляции радиолокационного сигнала: линейная частотная модуляция, ступенчатая модуляция (частота излучаемого сигнала изменяется по ступенчатому закону), импульсные системы (длительность импульса может достигать 10^{-7} с и менее). В простейшем случае биорадиолокатор может излучать непрерывный монохроматический сигнал.

Определенный интерес представляют и пассивные радиолокационные системы (радиометры), которые работают, как правило, в миллиметровом диапазоне длин волн. К преимуществам таких систем относится отсутствие собственного излучения. Однако миллиметровые волны относительно легко поглощаются даже во влажной одежде, что в значительной степени сдерживает применение этого метода.

Радиолокатор Portaguard (Великобритания). Одно из первых сообщений, появившихся в открытой печати [1], касалось попыток использования радиолокатора Portaguard, предназначенного для обзора на открытой местности и обнаружения передвигающихся на ней людей, в целях антитеррористической борьбы, включая обнаружение людей внутри закрытых помещений.

Из приведенных в табл. 1.1 данных следует, что радиолокатор Portaguard обладает весьма низкой чувствительностью, позволяющей обнаруживать людей за препятствиями толщиной, не пре-

Параметры обнаружения радиолокатора Portaguard

Цель	Материал препятствия	Толщина препятствия, мм	Дальность обнаружения, м
Человек	Открытая местность	—	100–200
	Дерево	50	10–30
	Гипсокартон	15	15–50
	Стекло	5	15–75
	Кирпич	50	0–5
	Редкая растительность (в безветренную погоду)	—	10–50
	Густая растительность (в безветренную погоду)	—	0–15
Транспортное средство	Открытая местность	—	600

вышающей 5 см, а среди растительности можно обнаружит людей только в безветренную погоду.

Технические характеристики локатора Portaguard:

Рабочая частота, ГГц	10
Излучаемая мощность, мВт	10
Габаритные размеры, мм	275×110×60
Масса, кг	0,9
Напряжение источника питания, В	12
Потребляемый ток, мА	120

Радиолокатор Portaguard является простейшим доплеровским монохроматическим детектором. Этот прибор представляет результат измерения в виде звукового сигнала и не определяет дальность до объекта обнаружения и его угловые координаты. Очевидно, что прибор с такими параметрами вряд ли может удовлетворять требованиям, возникающим при проведении антитеррористических операций.

Совместный проект Лаборатории ВМС США и Национального института юстиции (США). В 1999 г. Исследовательская лаборатория ВМС США и Национальный институт юстиции начали совместную программу, направленную на поиск и развитие технологий, позволяющих обнаруживать скрываемое под одеждой оружие и вести наблюдение за людьми через стену [2].

Основные требования, предъявляемые к прибору: невысокая стоимость, портативность, возможность обнаруживать скрываемое под одеждой оружие на расстоянии не менее 10 м, живых людей — на расстоянии до 30 м за стеной.

Для разработки технологии, позволяющей вести зондирование сквозь стены зданий и сооружений, требовалось исследовать влияние на параметры обнаружения таких факторов, как отражение от поверхности и поглощение электромагнитных волн в материалах строительных конструкций различного типа, особенно железобетонных. Была сделана попытка выделения из принимаемого суммарного радиосигнала отдельных параметров — движения, сердцебиения, дыхания.

В этом проекте были использованы существующие радиолокаторы, в том числе способные строить изображение обследуемого объекта, акустические приборы, миллиметровые радиометры и рентгеновские системы, основанные на обратном рассеянии с небольшой дозой облучения.

Программа защиты персонала в бою (США). Лаборатория защиты персонала в бою ВВС США обратилась к правительству, промышленности, академическим учреждениям за поддержкой своей программы создания радиолокатора военного назначения TRASR для оценки боевой обстановки и наблюдения [3]. Лаборатория ведет разработки технологии, позволяющие обнаруживать людей сквозь стены и при слабом освещении или плохих погодных условиях. Устройство должно быть достаточно компактным (можно держать в руке), способным проникать своим излучением в строительные материалы (например, в усиленную кирпичную кладку или железобетон) на глубину не менее 20 см и обнаруживать движение и признаки жизни на расстоянии 15 м в городской обстановке и 60 м — на открытой местности.

Радиолокатор Лаборатории физики и электроники (Нидерланды). В Лаборатории физики и электроники разрабатывался недорогой портативный радиолокатор для зондирования через стену в ходе антитеррористических и военных операций [4]. Был разработан макет устройства, работающий на частоте 2,48 ГГц, сопряженный с персональным компьютером. В радиолокаторе использована частотная модуляция, а сам он работает в непрерывном режиме.

Лабораторные испытания макета прибора продемонстрировали его возможность обнаруживать людей за препятствиями. Данный макет лег в основу проекта изготовления портативного прототипа, состоящего из приемопередатчика, жидкокристаллического дисплея, устройства обработки сигнала и системы батарей.

На заключительном этапе прототип должен быть подготовлен для серийного производства, включая разработку алгоритмов, позволяющих определять количество людей за строительными перекрытиями, идентифицировать среди них мужчин, женщин, детей,

а также определять и идентифицировать собак. Согласно имеющейся информации, радиолокатор будет способен обнаруживать людей за стеной на расстоянии до 25...50 м в зависимости от материала и толщины стены. В свободном пространстве дальность обнаружения может составлять до 125 м. Существенное преимущество радиолокатора — способность работать, находясь в руках оператора на удалении от стены на расстояние до 4...5 м. При использовании дополнительных сенсоров (например, GPS) можно будет более точно определять расположение людей за стеной.

Прототип устройства позволяет получать информацию о движениях человека, его дыхании и сердцебиении. Последнее обстоятельство может быть использовано для обнаружения в толпе тех, кто проявляет заметное беспокойство, о чем свидетельствует их учащенный пульс. Аналогичный радиолокатор, работающий на более высокой частоте — 9,68 ГГц, может быть использован в местах скопления людей для наведения телевизионных камер обзора на подозрительных лиц, совершающих резкие движения, а также для обнаружения оружия под одеждой.

Одно из направлений исследований заключается в создании программного обеспечения, осуществляющего обработку радиолокационного сигнала для оценки характеристик цели и последующего построения трехмерного образа зондируемого объекта.

Система обнаружения террористов-смертников (США). Компания Markland Technologies Inc. провела испытания комплексной системы, способной обнаруживать подрывников-самоубийц [5].

Предварительные этапы разработки и тестирования системы обнаружения были выполнены по контракту с Армией США. Компания Markland создала уникальную трехмерную систему наблюдения, которая сочетает целый ряд тепловизионных и других сенсоров, использующих новейшее программное обеспечение для анализа данных, разработанное в этой же компании. Система, основанная на интеграции различных типов сенсоров, имеет существенные преимущества перед системами с одним сенсором. Среди используемых сенсоров представлены инфракрасные и радиолокационные системы видения, датчики для определения газового и химического состава проб воздуха.

Сверхширокополосный радиолокатор (Израиль). Компания Самег была создана специально для разработки сверхширокополосного (СШП) радиолокатора, способного получать в реальном времени трехмерные изображения объектов, находящихся за препятствием [6]. В случае успешного завершения проекта дан-

ную технологию планируется применять при проведении военных и спасательных операций, где способность «видеть» сквозь стены особенно актуальна. Создатели прибора надеются, что радиолокатор позволит получать трехмерные изображения объектов за стеной, находясь при этом на расстоянии до 20 м от преграды. Изображения будут сходны с теми, которые получают с помощью ультразвука, и иметь достаточно высокое разрешение. Несмотря на некоторую размытость изображения, система позволит следить в реальном времени за происходящими за стеной событиями.

В немногочисленный штат персонала компании входят несколько экспертов по радиофизике, обработке сигнала и трехмерному видению. Для консультаций привлечены военные. Акцент при разработке радиолокатора сделан на сложное программное обеспечение, которое позволит производить трехмерную реконструкцию обследуемого объекта даже за стеной, состоящей частично из металлической арматуры. Области применения данной технологии — антитеррористические операции и операции по спасению пострадавших от стихийных бедствий. Руководство Самега считает главным своим конкурентом американскую компанию Time Domain, которая уже продает аналогичный прибор (его описание приведено далее). Однако технология, предлагаемая Самега, является более совершенной, так как позволяет работать без непосредственного контакта со стеной, в то время как радиолокатор компании Time Domain должен располагаться непосредственно на стене. Второе преимущество радиолокатора Самега заключается в том, что с его помощью можно получать подробные изображения всего, что находится в помещении, а устройство, разработанное в Time Domain, позволяет обнаружить объект, но не дает информации о его форме и размере.

В работе [7] сообщено, что в результате выполнения этого проекта разработан радиолокатор Xaver 800 со следующими характеристиками:

Число измерений на получаемом изображении	3
Максимальная дальность для трехмерного случая, м . . .	8
Максимальная дальность измерений, м	20
Масса, кг	10
Габаритные размеры, мм:	
в транспортируемом положении	470×470
в рабочем положении	840×840

Значительно уменьшить габариты прибора при транспортировке позволяет использование раскрывающихся антенн.

Радиолокатор компании Tau Giken Corp. (Япония). Компания Tau Giken Corp. предлагает радиолокатор, предназначенный для поиска живых людей под завалами, образовавшимися в результате катастроф и стихийных бедствий. Этот прибор имеет выносные антенны с креплением на штангах, которые позволяют размещать антенны между обломками строительных конструкций для более уверенного обнаружения людей.

Радиолокатор имеет систему компенсации паразитных фоновых отражений и приемник, построенный по супергетеродинной схеме, чем достигается высокая чувствительность, которая позволяет обнаруживать выживших даже при наличии помех со стороны другого оборудования и техники. Дыхание и иные признаки жизнедеятельности воспроизводятся в виде звуковых сигналов и осциллограмм. Обработку сигнала выполняет цифровой процессор, осуществляющий быстрое преобразование Фурье. Селекция цели происходит по характерным признакам сигнала, обусловленным дыханием человека. Для работы радиолокатора не требуется персональный компьютер. Прибор помещен в водонепроницаемый противоударный корпус, при транспортировке укладывается в стандартный кейс и может работать до 20 ч непрерывно.

Обнаружитель дыхания и сердцебиения BN Locator (Япония). Еще одна японская компания Life Sensor Co. Ltd предлагает разработку, которая называется BN Locator (Breath and Heartbeat Locator) (рис. 1.1).

Основным назначением радиолокатора является поиск пострадавших в результате стихийных бедствий, а также лиц, преднамеренно скрывающихся в зданиях и транспортных средствах (грузовых контейнерах). Кроме того, он может быть использован для регистрации малых вибраций и колебаний строительных конст-

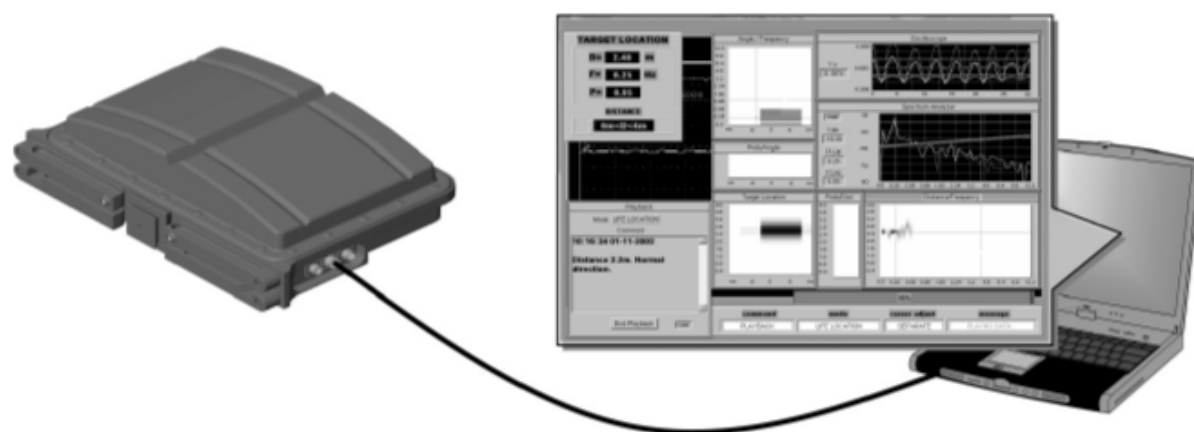


Рис. 1.1. Обнаружитель дыхания и сердцебиения

рукций, мостов, перекрытий и т. п. Главные достоинства этого радиолокатора:

- возможность установления минимального и максимального расстояния обнаружения;
- компенсация влияния оператора, а также работающих рядом других людей и оборудования специальным методом обработки сигнала;
- способность определять сектор поиска и расстояние до находящегося в завалах человека.

Радиолокатор имеет два режима работы: поиск признаков жизни и поиск вибраций. Технические характеристики прибора следующие:

Средняя частота, ГГц	2,45
Излучаемая мощность, мВт:	
в импульсе	20
среднее значение	≤ 5
Напряжение питания, В	12
Потребляемый ток, А	≤ 0,7
Анализируемый диапазон частот, Гц:	
в режиме поиска признаков жизни	0,1...64
в режиме обнаружения вибраций	33...9350
Время подготовки к эксплуатации (включая прогрев и загрузку программы), с	120
Время обнаружения, с	30...90
Время непрерывной работы, ч	≥ 3
Компенсация влияния оператора, дБ	≥ 30
Рабочая температура, °С	−10...+40
Дальность обнаружения людей, м:	
в воздухе	≤ 120
в воздухе с внешней специализированной антенной	≤ 500
через сухие неметаллические конструкции	≤ 10
в сухой почве	≤ 5
в сырой почве	≤ 2
в дыму	≤ 30
через снег	≤ 10
Возможность установки зоны обнаружения в диапазоне, м	1,5...40
Угловые параметры (в воздухе), град:	
полный угол поиска	90
измеряемый угол	18
точность измерения угловых координат	3
Габаритные размеры (без компьютера), мм	360×270×97
Масса (без компьютера), кг	4

Разработка фирмы Life Sensor Co. Ltd защищена патентами в США и России [8, 9].

Радиолокатор Prism 200 (Великобритания). Компания Cambridge Consultant Ltd разработала радиолокатор Prism 200, который позволяет обнаруживать людей внутри зданий или дыхание человека, находящегося под обломками строительных конструкций [10]. Технология обнаружения дает горизонтальную и вертикальную развертку внутреннего пространства здания, а также измеряет параметры передвижения людей и определяет их местоположение.

Основой данной технологии послужила успешная разработка компанией радиолокатора, позволяющего предотвращать столкновение автомобиля с различными препятствиями. В дальнейшем было создано устройство, способное обнаруживать особенно слабые отражения, и разработана портативная версия радиолокатора для наблюдения через стену (прибор может располагаться в небольшом кейсе).

Радиолокатор Prism 200 предназначен для наблюдения через препятствия (стены зданий и пр.) и ориентирован на его использование в подразделениях полиции и сил специального назначения. Прибор позволяет относительно точно определять положение и двигательную активность людей в обстановке, когда никакие другие средства не могут быть использованы. Prism 200 представляет собой СШП-радиолокатор, способный зондировать через кирпичные, блочные и бетонные стены, двери на расстоянии до 20 м внутри помещений, обеспечивая при этом полный охват внутреннего пространства. Типичная задача, которая может быть решена с помощью данного устройства, — обнаружение людей в помещении, а также мониторинг их перемещений.

Преимущества Prism 200 по сравнению с аналогичными работками:

- наиболее совершенная обработка сигнала, дающая возможность отображать движения людей и других объектов в сложных условиях;
- быстро реагирующий на команды и интуитивно понятный в обращении интерфейс пользователя;
- эргономичный дизайн, позволяющий использовать прибор, удерживая его как одной, так и двумя руками.

В устройстве используется обработка отраженного радиолокационного сигнала, которая фильтрует неподвижные объекты, находящиеся позади стены или двери. Радиолокатор может быть использован в сложной фоновой обстановке с многочисленными металлическими предметами, создающими эффект многократных отражений излученного импульса. Дисплей прибора, на котором отображены две обнаруженные цели в трехмерной проекции, приведен на рис. 1.2.



Рис. 1.2. Дисплей радиолокатора Prism 200

При разработке прибора, предназначенного для получения оперативной информации, особое внимание было уделено пользовательскому интерфейсу, чтобы свести к минимуму время, в течение которого пользователь вводит информацию. Используя навигационные кнопки, пользователь может получать не только трехмерное изображение, но и виды с различных ракурсов. Дисплей имеет два режима работы — дневной и ночной, что дает возможность использовать прибор в любое время суток. Технические характеристики прибора:

Дальность действия, м	≤ 20
Поле обзора, град:	
по горизонтали	120
по вертикали	90
Разрешение дисплея, точек на дюйм	640×480
Материал зондируемой стены	Дерево, бетон, шлакобетон, кирпич (до 23 см), железобетон
Рабочая частота, ГГц	1,7...2,2
Пространственное разрешение, см	30
Диапазон рабочих температур, °С	−20...+55
Излучаемая мощность в среднем на 1 МГц, дБм	−10
Габаритные размеры, мм	305×405×210
Масса (включая батареи), кг	5,4
Время автономной работы батареи, ч . . .	3...5

Прикладываемый непосредственно к стене или располагаемый на расстоянии нескольких метров от препятствия радиолокатор излучает сверхширокополосные электромагнитные импульсы, которые могут распространяться через строительные материалы толщиной до 25 см и позволяют обнаруживать различные объекты

и движение во внутреннем пространстве зданий. Используемая в радиолокаторе антенная решетка излучателей позволяет осуществлять локацию в горизонтальной и вертикальной плоскостях, определяя при этом не только расположение объекта, но и его вертикальный размер.

Помимо самого радиолокатора, было разработано программное обеспечение, представляющее данные в удобной форме. Оно дает возможность получать горизонтальную и вертикальную проекции внутреннего пространства здания в трехмерной проекции. Использование различных графических маркеров позволяет характеризовать объект как статичный, так и подвижный объект, в последнем случае изображая и траекторию его перемещения.

Радиолокаторы Radar Vision (США). Компания Time Domain разрабатывает уже второе поколение выпускаемых серийно переносных детекторов движения за препятствием, которые изготавливают под торговой маркой Radar Vision в нескольких модификациях [11].

Радиолокатор второго поколения Radar Vision 2 позволяет обнаруживать передвижения людей за стенами строительных конструкций, излучая сверхширокополосные импульсные сигналы. Локатор предназначен в первую очередь для антитеррористических операций (рис. 1.3). Второе поколение приборов имеет улучшенную чувствительность, режим вертикального сканирования,



Рис. 1.3. Иллюстрация использования Radar Vision 2 при проведении антитеррористической операции

время непрерывной работы более трех часов и некоторые другие нововведения.

В Radar Vision 2 использованы сверхширокополосные импульсы с частотой следования 10 МГц, которые могут проникать через различные строительные материалы, включая кирпич, железобетон, бетонный блок, дерево, штукатурку, черепицу и стекловолокно. Цветной дисплей дает оператору представление о положении и расстоянии до движущейся цели в реальном масштабе времени с вероятностью 98 % (рис. 1.4).

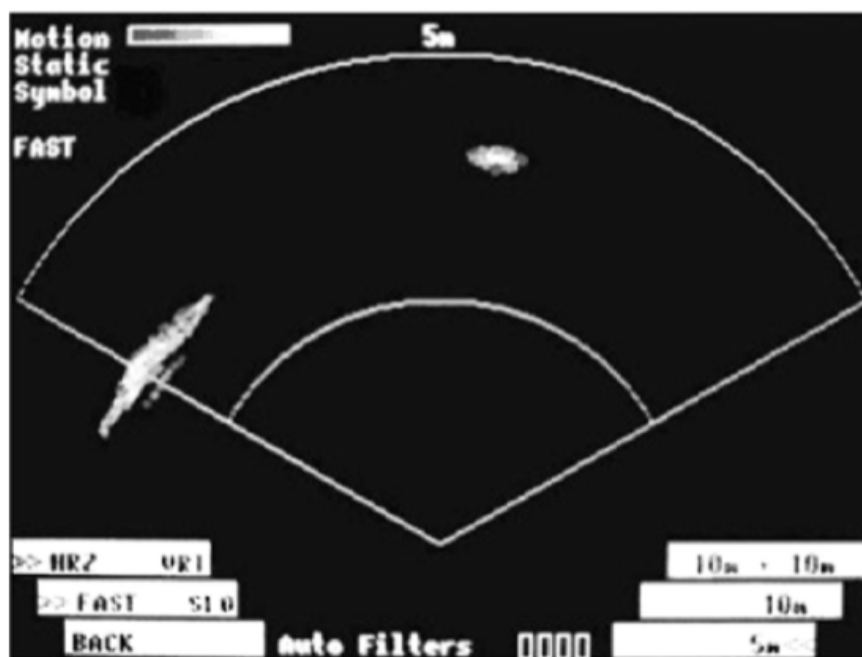


Рис. 1.4. Экран радиолокационного комплекса Radar Vision 2

Особенности радиолокационного комплекса:

- повышенная чувствительность, которая позволяет обнаруживать перемещение малой амплитуды, например дыхание человека;
- возможность расположения прибора на штативе;
- 3-метровый диапазон обнаружения людей в шкафах, погребках;
- режим вертикального сканирования для определения уровня, на котором происходит движение, что позволяет отличать людей от домашних животных;
- увеличенное время работы — более 3 ч от одной литиевой аккумуляторной батареи;
- эргономичный дизайн, который позволяет оператору держать прибор двумя руками, кнопки управления при этом находятся под большими пальцами обеих рук.

Технические характеристики прибора Radar Vision 2:

Тип излучения	Кодированные сверхширокополос- ные импульсы
Частота следования импульсов, МГц	10
Излучаемая мощность, мкВт	50
Частотный диапазон, ГГц	2,1...5,6
Точность определения координат объекта, м	< 1 (обычно 0,3)
Горизонтальное поле зрения, град	±60
Вертикальное поле зрения, град	±45
Дальность зондирования (через деревянную, кирпичную или гипсовую стену), м	≤ 9
Горизонтальные режимы зондирования, м	0...3; 0...4,5; 0...9
Устойчивость к нагрузкам	Устойчив к падению с высоты 2 м
Допустимая влажность воздуха (без конден- сата), %	0...90
Водонепроницаемость	Водонепроницаем, погружения не до- пускает
Диапазон рабочих температур, °С	−25...+50
Температура хранения, °С	−20...+60
Источник питания	Батарея литиевых элементов
Время работы от одной батареи аккумулято- ров, ч	> 3
Время зарядки батареи аккумуляторов, ч	< 4
Габаритные размеры, мм	560×370×140
Масса, кг	4,5
Тип дисплея	TFT 1/4 VGA
Транспортный контейнер	Жесткий кейс Pelican 1650

Прототип радиолокатора Flashlight (США). Прототип радиолокатора Flashlight, разработанный в Технологическом исследовательском институте штата Джорджия (США), позволяет обнаруживать человека за дверью или стеной толщиной до 20 см [12]. Радиолокатор использует узконаправленную антенну с 16-градусным угловым размером диаграммы направленности и сигнальный процессор, который может различать дыхание и движение на расстоянии до 3 м за стеной. Масса локатора приблизительно 3 кг.

После испытаний прототипа будет произведена дальнейшая модификация модели. В частности, предполагается оборудовать радиолокатор пультом дистанционного управления для сканирования с помощью прибора в пространстве без вмешательства оператора. После модификации планируется проведение более тщательных полевых испытаний радиолокатора.

Изначально прибор имел ручку для удержания его одной рукой, несколько переключателей и светодиодный индикатор в виде линейки светодиодов. Оператор должен был прислонять радиолокатор к стене, далее после включения проходил трехсекундный автоматический тест устройства. После принятия отраженного сигнала быстродействующий 12-разрядный сигнальный процессор, обработав данные, представлял информацию на светодиодном индикаторе. Если за стеной находился человек, то линейный светодиодный индикатор пульсировал в такт ритмичным движениям грудной клетки человека.

Основной проблемой для разработчиков, выявленной в ходе испытаний, являлись помехи от дрожания руки оператора, удерживающего радиолокатор. Влияние колебаний руки оператора было значительно сильнее, чем в результате отражений от тела объекта обнаружения, что не позволяло использовать прибор, держа его на весу.

Радиолокатор Flashlight вызывает интерес многих специальных служб. Он излучает в узком диапазоне волн, не требующем лицензирования, т. е. фактически является монохроматическим, что отличает эту разработку от разработок других фирм, использующих сверхширокополосные сигналы.

Примеры регистрируемых радиолокатором сигналов, обусловленных сердцебиением и дыханием, приведены на рис. 1.5 и 1.6 соответственно. При регистрации сердцебиения человек находился в непосредственной видимости на расстоянии 3 м от радиолокатора.

Регистрация дыхания проводилась у человека, находящегося за блочной стеной толщиной 20 см на расстоянии 1,8 м. Радио-

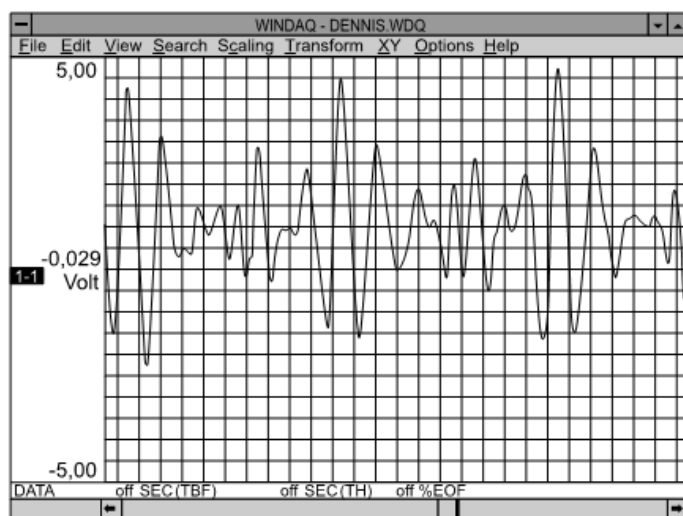


Рис. 1.5. Регистрация радиолокатором Flashlight сердцебиения человека при задержке дыхания

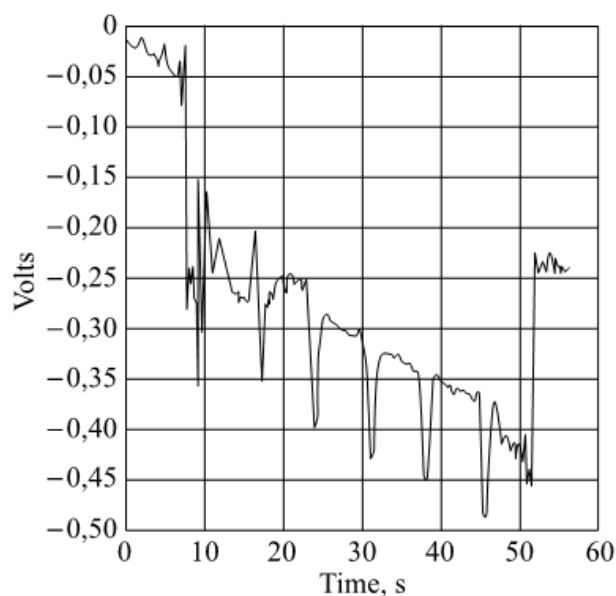


Рис. 1.6. Регистрация дыхания человека радиолокатором Flashlight

локатор располагался на расстоянии 24 см от стены. Стенные блоки имели внутреннюю полость.

Ручной детектор признаков жизни (США). Компания DKL International Inc. разрабатывает переносной детектор признаков жизни LifeGuard [13], который, как утверждается, даст возможность обнаруживать живого человека по генерируемым им низкочастотным электромагнитным полям. Этот прибор, в отличие от других, является пассивным и, поскольку низкочастотное поле лучше проникает через препятствия, обладает сравнительно большим радиусом действия — до 500 м. Технология, запатентованная компанией DKL International Inc. и применяемая в LifeGuard, позволяет различать человека и домашних животных. Устройство имеет малые габариты и небольшую массу, легко удерживается одной рукой. Оно может использоваться как с персональным компьютером, так и без него.

По заявлению компании-разработчика, детектор способен определить, свободно ли исследуемое помещение, что дает возможность применять его службами спасения для обнаружения потерпевших в результате стихийных бедствий, при проведении силовых операций внутри помещений, досмотре транспорта. Утверждается, что прибор показал свою надежность и эффективность в реальных условиях при поиске пострадавших, находящихся под обломками зданий, а также при досмотре транспорта. Технические характеристики прибора приведены ниже:

Габаритные размеры, мм	330×190×89
Масса, кг	0,87
Напряжение питания (батарея), В	9
Время полной зарядки, ч	14...16

Лазер	Красный, безопасный для глаз по классификации USFDA
Диапазон рабочих температур, °С	−10...+85
Температура хранения, °С	−40...+85
Диапазон обнаружения стоящего взрослого человека, м	0...500
Точность определения горизонтального положения, град	±5

Радиолокатор BioRadar 402 (Германия). Модель радиолокатора BioRadar 402, производимого фирмой BOS, позволяет обнаруживать людей за препятствиями и под завалами строительных конструкций [14]. Прибор может регистрировать биение сердца и перемещение грудной клетки человека при дыхании. Ритмичные движения могут быть проанализированы компьютером.

BioRadar 402 может иметь следующее применение:

- поиск пострадавших людей после катастроф;
- обнаружение людей в зданиях при измерениях, проводимых снаружи;
- бесконтактный контроль дыхания или сердечной деятельности человека;
- обнаружение перемещения людей в подземных неметаллических туннелях или полых пространствах.

В комплектацию прибора входят:

- радиолокатор;
- батарея с двумя аккумуляторами;
- соединительный кабель с зарядным устройством;
- набор кабелей для подключения к компьютеру;
- программное обеспечение;
- инструкция по эксплуатации.

Прибор поставляется вместе с объемным кейсом для транспортировки.

Достоинства радиолокатора BioRadar:

- глубина обнаружения дыхания за обыкновенной стеной без арматуры — до 6 м;
- глубина обнаружения дыхания в сухих развалинах и осыпях со стандартной антенной — до 2 м (для сравнения: собака может обнаружить человека примерно на глубине до 1 м);
- возможность использования различных антенн для достижения наилучших результатов по конкретной задаче;
- излучаемая высокочастотная мощность составляет менее 4 мВт и не требует специального разрешения на эксплуатацию;
- компактность;

- небольшая масса радиолокационного комплекса (около 16 кг);
- возможность применения для электропитания источника постоянного тока в диапазоне 10...33 В при автоматической настройке блока питания.

Радиолокационная часть и портативный компьютер соединены кабелем (длиной около 10 м) с блоком управления, смонтированным в чемодане. После включения питания прибор готов к работе. Транспортировочный кейс может использоваться в качестве рабочего места оператора. Радиолокатор включает всю СВЧ-электронику — от антенны до демодулятора. Длинный кабель обеспечивает требуемую подвижность, чтобы при необходимости не переносить все элементы радиолокатора на новое место. Для достижения лучших результатов прибор должен иметь непосредственный контакт с поверхностью обследуемого места.

Анализ зарегистрированных сигналов осуществляется с помощью портативного компьютера. Однако чтобы можно было учитывать конкретные требования заказчика, компьютер не входит в базовую поставку. Стандартный комплект поставки включает только рабочие программы и программы обработки результатов измерений. В дополнение к стандартному исполнению могут поставляться другие типы антенн, кабели различной длины, модифицированное электропитание, дополнительные программные модули, также может варьироваться исполнение корпуса прибора. Технические характеристики прибора приведены ниже:

Рабочая частота, МГц	1350
Излучаемая мощность, мВт	< 4
Модуляция	Отсутствует
Полоса частот, МГц	~100
Чувствительность (при отношении сигнал/шум 10 дБ)	—80
Стандартная антенна	Жестко встроена в радарную часть
Размеры антенны, мм	300×300×30
Рабочее положение	Любое
Ширина диаграммы направленности, град	~55
Рабочее напряжение питания, В:	
от аккумулятора	12
от сети	110/220
Потребляемая мощность (без портативного компьютера), Вт	~10
Размеры кейса для транспортировки, мм	470×350×200
Масса, кг	~16

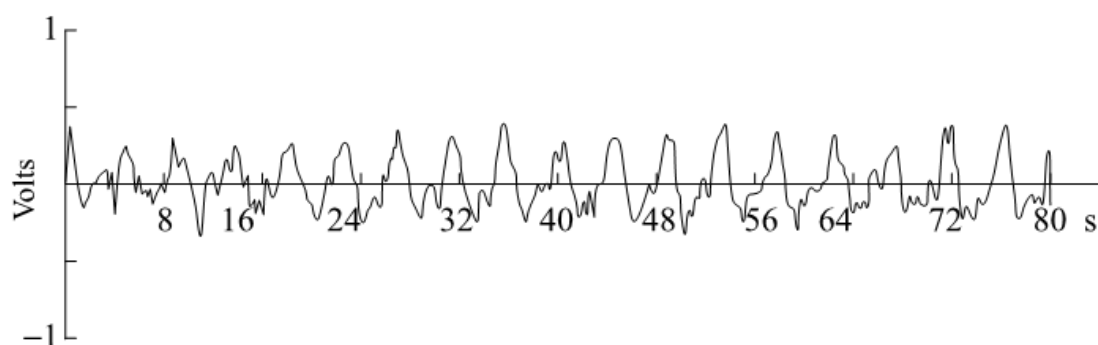


Рис. 1.7. Диаграмма регистрации дыхания человека, спокойно сидящего за тонкой стеной на расстоянии 8 м от антенны

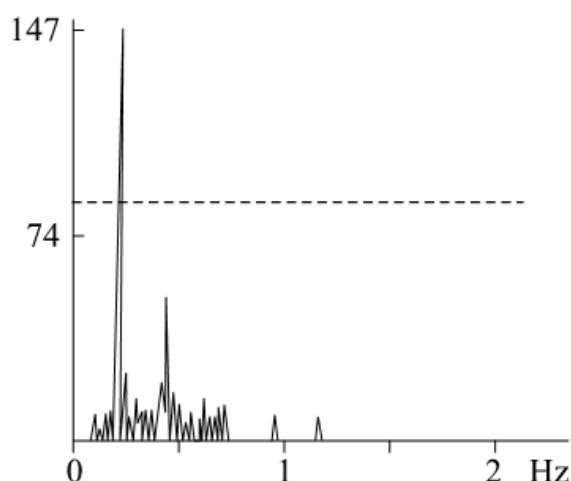


Рис. 1.8. Результат спектрального анализа диаграммы, представленной на рис. 1.7

Пример записи сигнала приведен на рис. 1.7, а на рис. 1.8 представлен результат его спектрального анализа (в левой части графика видны максимумы, типичные для дыхания).

Радиолокатор Sirius PLS (Германия). Радиолокатор Sirius PLS (Person Location System), выпускаемый компанией SIS Selectronic GmbH, имеет девять модификаций, предназначенных для применения в различных сферах: при спасении пострадавших в результате стихийных бедствий и антитеррористических операций; при ликвидации последствий техногенных катастроф; в качестве интеллектуального сенсора в авиации и медицине [15].

По утверждению разработчиков, радиолокатор позволяет не только обнаружить живого человека, находящегося под завалами или скрывающегося в помещении, но и определить его местоположение. Для различных ситуаций, которые могут возникнуть при проведении спасательных работ, Sirius PLS имеет несколько типов антенн. Параболическая антенна имеет узкую диаграмму направленности и позволяет обнаруживать потерпевших под обломками на значительной глубине.

Технические характеристики параболической антенны приведены ниже:

Диапазон частот, МГц	500...1000
Входное сопротивление, Ом	50
Коэффициент стоячей волны по напряжению	< 1,3
Поляризация	Горизонтальная
Коэффициент усиления, дБ	15,2
Размер диаграммы направленности, град:	
в горизонтальной плоскости	34
в вертикальной плоскости	24
Максимальная входная мощность, Вт	300
Тип СВЧ-разъема	PCP2S Lemosa 2
Габаритные размеры (без держателя), мм	850×300
Диапазон рабочих температур, °С	−40...+85
Масса, кг	11,9

Логопериодическая антенна имеет широкую диаграмму направленности и специально разработана для измерений, охватывающих значительную площадь завалов. Антенна удобна для проведения быстрого общего обзора. Технические характеристики логопериодической антенны:

Диапазон частот, МГц	685...2700
Входное сопротивление, Ом	50
Коэффициент стоячей волны по напряжению	< 1,2
Поляризация	Горизонтальная
Коэффициент усиления, дБ	7
Размер диаграммы направленности, град:	
в горизонтальной плоскости	70
в вертикальной плоскости	106
Максимальная входная мощность, Вт	10
Тип СВЧ-разъема	PCP2S Lemosa 2
Габаритные размеры (без держателя), мм	620×200×200
Диапазон рабочих температур, °С	−40...+85
Масса, кг	3,8

Параболическая и логопериодическая антенны позволяют работать как внутри, так и вне помещения. Радиолокатор также комплектуется спиралевидной зондовой антенной, которую можно опускать в щели между обломками строительных конструкций.

Сбор и обработка данных в радиолокаторе Sirius PLS осуществляется с помощью персонального компьютера, который может работать на месте чрезвычайной ситуации. Усиленный сигнал после фильтрации отображается на экране в реальном масштабе времени, что позволяет мгновенно обнаружить движение тела, а также дыхание и сердцебиение. Далее возможно спектральное представление сигнала для определения количества людей,

находящихся под завалом. Основной анализ направлен на выявление дыхания и сердцебиения, что позволяет обнаруживать людей, находящихся в бессознательном состоянии.

Радиолокатор Radar Scope (США). Радиолокатор Radar Scope был разработан управлением DARPA [16]. Прибор предназначен для применения в небольших воинских подразделениях на уровне взвода и осмотра помещений «от двери к двери» в поисках террористов.

Радиолокатор Radar Scope малогабаритный, его легко удерживать одной рукой. По утверждению разработчиков, прибор способен обнаруживать присутствие людей за бетонной преградой толщиной до 30 см на расстоянии до 15 м. Локатор требует непосредственного контакта со стеной при проведении измерений, а его чувствительность достаточна для обнаружения присутствия человека по его дыханию.

Локатор имеет размер телефонной трубки, выполнен в водонепроницаемом корпусе и питается от батарейки типа АА. Стоимость Radar Scope в серийном производстве оценивается в 1000 долл. США.

Медицинский радиолокатор (Италия). Одним из возможных применений биорадиолокации является медицина. Этому вопросу посвящена работа Е.М. Стадерини (Университет Рима, Италия) [17]. Потенциальные возможности рассматриваемой технологии в медицине связаны не только со способностью электромагнитных волн отражаться от поверхности тела человека, т. е. его кожи, но и проникать на некоторую глубину внутрь его тела (рис. 1.9). Преиму-

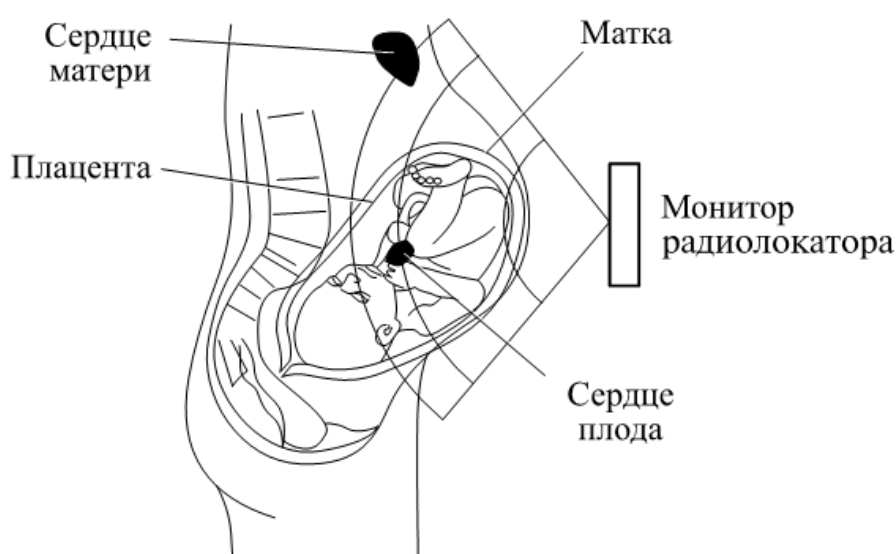


Рис. 1.9. Внутриутробная диагностика плода радиолокационным методом

ществом биорадиолокации является возможность дистанционного и, следовательно, бесконтактного проведения измерений. Это преимущество особенно очевидно в случае ожоговых больных с большой площадью поражения кожи. Среди других возможных областей применений биорадиолокации в медицине можно перечислить сомнологию, различные виды функциональной диагностики.

Исследуется также возможность создания бесконтактного детектора лжи, использующего сверхширокополосный импульсный радиолокатор [18]. В этом случае наиболее информативным параметром является вариабельность сердечного ритма.

В своих исследованиях Е.М. Стадерини использовал относительно простой видеоимпульсный радиолокатор с дипольной антенной, собранный из имеющихся в продаже комплектующих. Центральная частота зондирующего сигнала составляла около 800 МГц.

Разработка сверхширокополосного радиолокатора для наблюдения через стены (США). Требования борьбы с терроризмом стимулируют масштабные научно-исследовательские работы, особенно в США. Из опубликованных за последние годы одной из наиболее интересных работ является [19]. В ней описываются эксперименты с радиолокатором с непрерывным излучением, частота которого изменяется по ступенчатому закону в диапазоне 450 МГц ... 2 ГГц. Антенная система прибора представляла собой

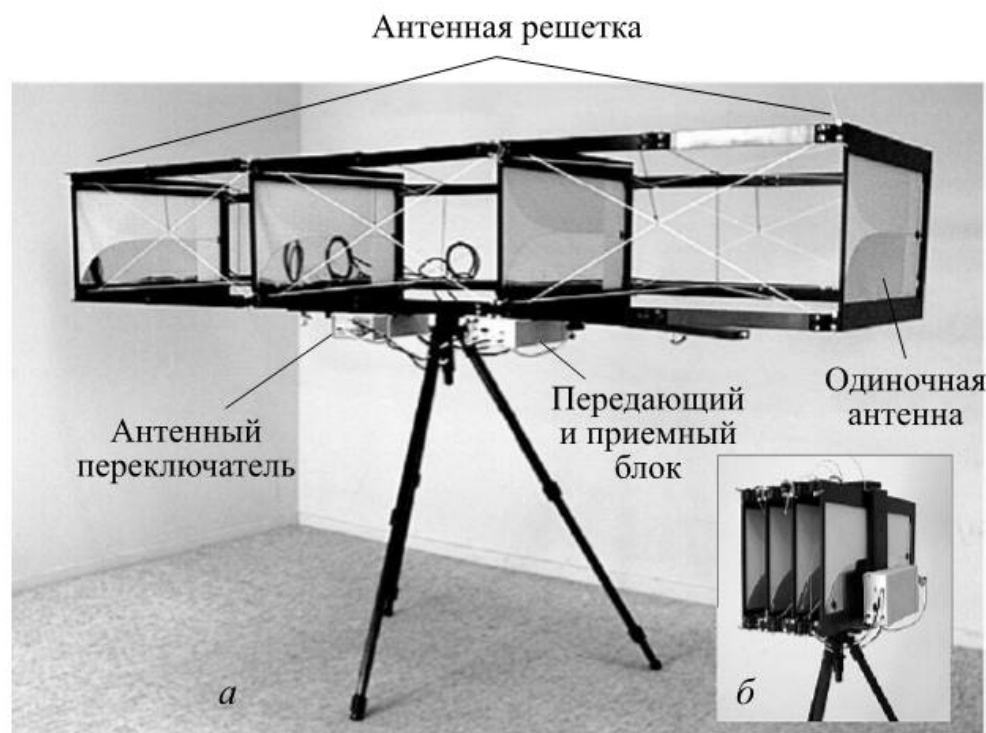


Рис. 1.10. Экспериментальная радиолокационная система, предназначенная для наблюдения за людьми, находящимися за препятствиями: *a* — в рабочем состоянии; *б* — в сложенном состоянии

решетку шириной 2,2 м и высотой 36 см, которая могла складываться до размера 40,5×63,5×36 см (рис. 1.10).

По утверждению разработчиков, радиолокатор обладает максимальной однозначной дальностью действия до 100 м на открытой местности и при этом способен обнаруживать людей на расстоянии до 12 м через три промежуточных стены здания и на расстоянии 40 м через плотную растительность. Разрешение по дальности составляет около 0,1 м. Прибор способен строить изображение за железобетонной стеной.

Приборы для поиска пострадавших в стихийных бедствиях (Турция). Для поиска пострадавших, находящихся под обломками зданий в результате стихийных бедствий, под руководством А. Вертия в Международной лаборатории высоких технологий Исследовательского центра г. Мармара (Турция) создан высокочувствительный радиолокатор непрерывного излучения, который может работать на нескольких фиксированных частотах в оптимально выбранном частотном диапазоне [20]. Основными признаками жизни являются амплитудно-частотная модуляция отраженного от живого человека сигнала. Радиолокатор способен фиксировать такую модуляцию в диапазоне 0,1...10 Гц и подавлять помехи от других источников. Данная задача выполняется как техническими средствами, так и специализированным программным обеспечением. Прибор состоит из синтезатора частоты с низким фазовым шумом, высокочувствительного квадратурного приемника, двух узконаправленных антенн с низким уровнем боковых лепестков и низким уровнем взаимосвязи. Основной акцент при разработке радиолокатора был сделан на программное обеспечение обработки сигнала.

Для испытания радиолокационных средств обнаружения людей, находящихся в завалах и за стенами зданий, были созданы экспериментальные стенды.

Пример регистрации параметров пульса и дыхания человека, находящегося в трубе на глубине 2 м, приведен на рис. 1.11. Во время эксперимента человек дважды — с 0-й секунды по 6-ю и с 18-й по 27-ю — задерживал дыхание, и тогда на осциллограмме явно отражалось сердцебиение.

Для решения задачи обнаружения людей за стенами зданий разработан усовершенствованный многочастотный радиолокатор, способный работать как в непрерывном режиме, так и в режиме со ступенчатым изменением частоты. Последний используется для измерения дальности до объекта обнаружения, хотя чувствительность в непрерывном режиме работы прибора выше.

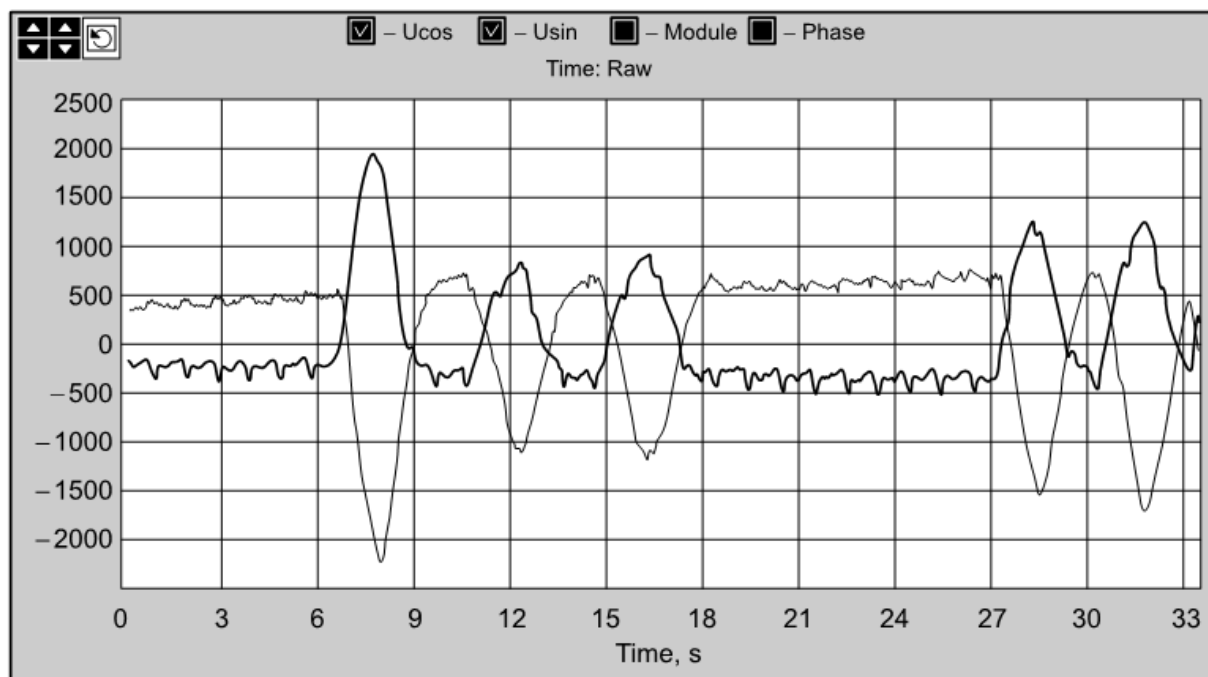


Рис. 1.11. Осциллограммы дыхания и сердцебиения человека, находящегося в трубе на глубине 2 м

Прибор имеет следующие характеристики:

Частотный диапазон, МГц	960...1800
Шаг по частоте, МГц	1...50
Режим работы	Непрерывный или с изменением частоты
Динамический диапазон, дБ	≥ 100
Максимальная мощность, дБм	≤ 14
Разрешение по дальности, м	0,5...1
Напряжение питания, В	9...24
Потребляемая мощность, Вт	≤ 5

При обнаружении человека через кирпичную стену дальность действия составляет до 20 м, а при обнаружении человека под слоем грунта проникающая способность локатора — до 5 м в сухом песке. Для испытания радиолокатора создан экспериментальный стенд. Он представляет собой три последовательные кирпичные стены толщиной около 20 см. Расстояние между стенками равно 5 м (рис. 1.12, а). Антенны радиолокатора располагаются непосредственно у первой кирпичной стены. Пример регистрируемых радиолокатором сигналов от человека, перемещающегося за стенами стенда, представлен на рис. 1.12, б (по горизонтальной оси отложено расстояние от антенны радиолокатора в метрах, по вертикальной — относительное время. Амплитуда перемещения человека составляет 2...3 м). Прибор уверенно регистрирует человека, в том числе и находящегося за третьей стеной на расстоянии до 18 м.

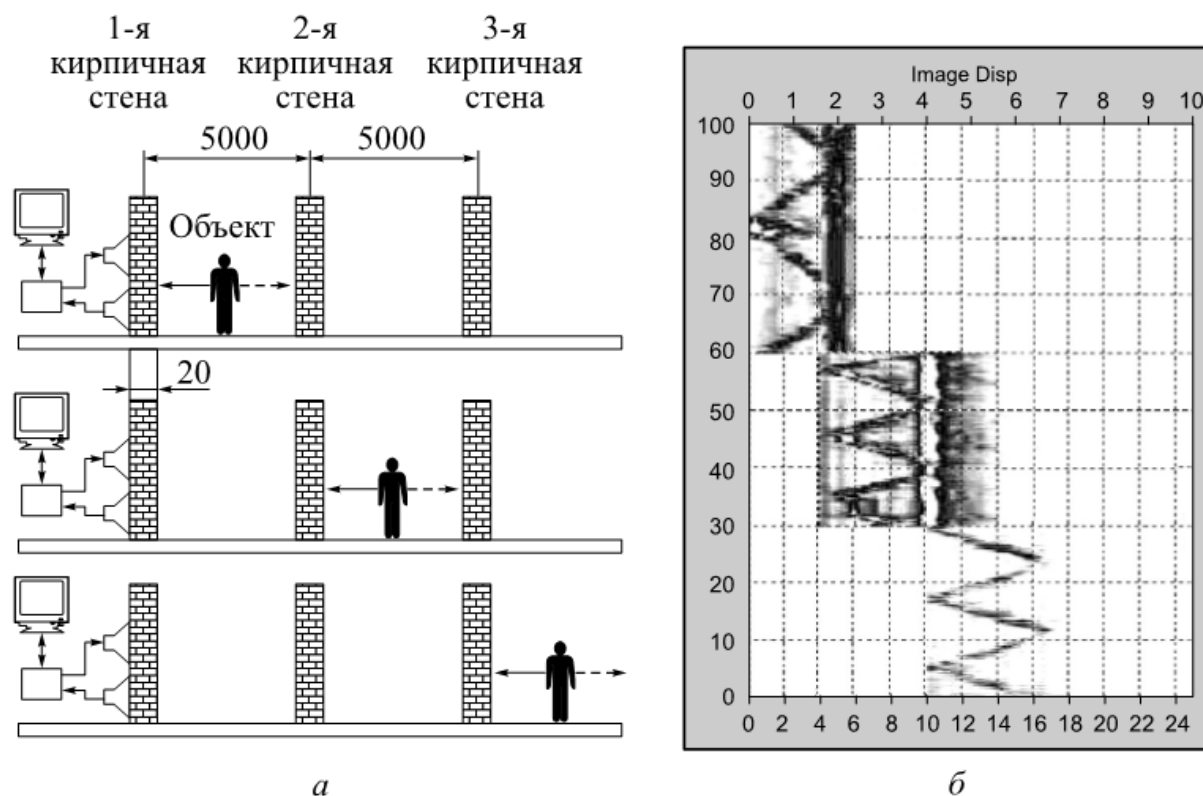


Рис. 1.12. Схема экспериментального стенда (а) и результат обнаружения перемещений человека за кирпичными стенами (б)

Еще одним типом радиолокатора, способным не только обнаруживать людей, но и получать их изображение за препятствиями, является радиолокационный томограф [20, 21]. Изображение стенда, на котором демонстрируется возможность радиолокационной томографии, приведено на рис. 1.13. Этот метод позволяет получать двумерные изображения человека и даже определять наличие у него оружия (рис. 1.14).

Хотя приведенные радиолокационные изображения весьма впечатляют, остается сомнение в возможности применения метода радиолокационной томографии при зондировании через стены с высоким уровнем поглощения и неоднородностью среды. Таковыми являются железобетонные конструкции, которые весьма распространены в России. Впрочем, это замечание относится ко всем устройствам, в которых используются антенные решетки. Наличие металлической арматуры в ближней зоне элемента антенной решетки может непредсказуемым образом сказаться на диаграмме направленности и фазовых соотношениях принимаемых сигналов. Еще хуже, когда размер ячейки арматуры меньше длины волны, излучаемой радиолокатором. В этом случае стена может стать абсолютно непрозрачной для его излучения.



Рис. 1.13. Демонстрационный стенд с радиолокационным томографом (на груди у человека — огнестрельное оружие)

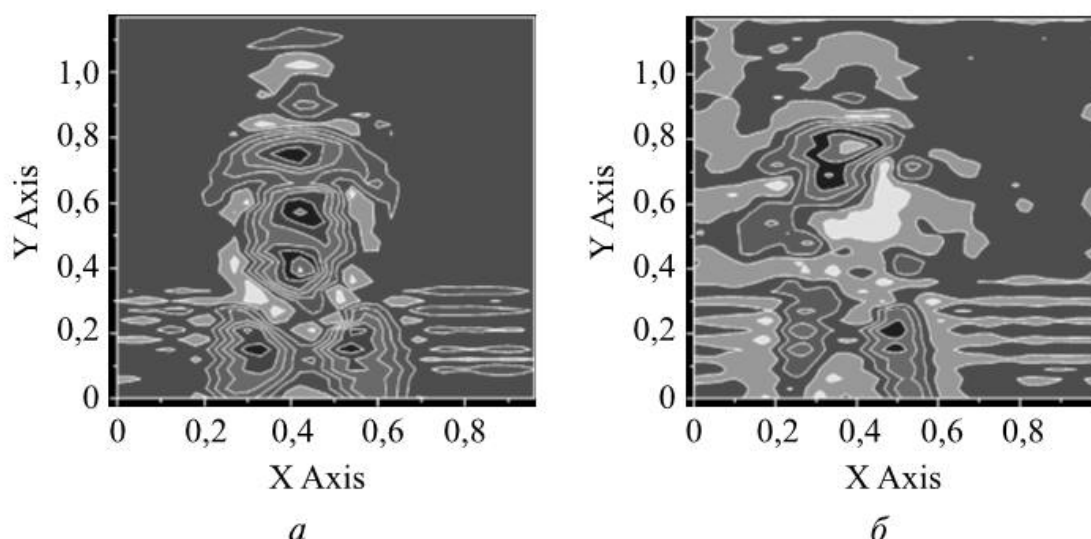


Рис. 1.14. Изображения человека, полученные с помощью радиолокатора: *а* — человек без оружия; *б* — человек с оружием

Радиолокатор «Радар-01» для обнаружения пострадавших (Россия). Радиолокационный обнаружитель пострадавших в чрезвычайных ситуациях «Радар-01», по-видимому, является единственной российской разработкой, достигшей стадии практического использования (рис. 1.15). Данный прибор был разработан ООО НПП «Плис-Лтд» по заданию МЧС РФ.

Прибор предназначен для поиска и определения местоположения живых людей под завалами из различных строительных материалов, под снегом, песком. Обнаружение живых людей



Рис. 1.15. Радиолокатор «Радар-01»

осуществляется путем радиолокационного зондирования предполагаемого места нахождения пострадавших. Отраженный от тела человека сигнал модулируется дыханием и сердцебиением — признаками живого человека. После компьютерной обработки отраженного сигнала на экран ноутбука выводится информация о наличии живых людей в зоне обзора.

Технические характеристики радиолокатора «Радар-01»:

Дальность обнаружения живых людей (в зависимости от вида завала), м	2...8
Точность определения дальности до пострадавшего, м:	
при дальностях 2...4 м	±0,5
при дальностях 4...8 м	±1,0
Мощность, подводимая к антенне, мВт	100
Питание прибора	Автономное (сменный аккумулятор 12 В)
Время непрерывной работы от одного комплекта источника питания, не менее, ч . . .	4
Масса поискового прибора (без упаковки, компьютера и треноги), не более, кг	5
Общая масса комплекта, не более, кг	15,5
Рабочий интервал температур, °С	−40...+50

В заключение отметим, что радиолокация биологических объектов является интенсивно развивающимся направлением. Использование радиолокаторов для решения актуальных задач, таких как обнаружение живых людей, находящихся за преградами, дистанционное определение параметров дыхания и сердцебиения, радиотомография и др., оправдано, что подтверждается существующими и ведущимися разработками. Обзор разработок в области биорадиолокации был сделан на основании материалов, представленных фирмами — разработчиками приборов. Поэтому к приведенным данным, касающимся технических характеристик, следует относиться с осторожностью. Это замечание в первую очередь относится к устройству LifeGuard компании DKL International Inc. В частности, авторам обзора неизвестны электромагнитные поля, излучаемые человеком, кроме инфракрасных, по излучению которых возможно обнаружение людей пассивными приборами на расстоянии до 500 м.

Литература к главе 1

1. Jane's International Defense Review. 1998. No. 6. P. 43.
2. New funding for through-wall surveillance, Jane's International Defense Review. September 1999. No. 8. P. 8.
3. Jane's International Defense Review. September 2001. No. 9. P. 8.
4. TNO offers through-the-wall radar for special operations, Jane's International Defense Review. 2004. No. 8. P. 19.
5. www.homelanddefensestocks.com/Companies/ViewDocument.asp?ID=2472, Markland Developing Next-Generation Technologies to Provide Early Detection of Suicide Bombers, InvestorIdeas.com, January 2005.
6. www.haaretz.com/hasen/objects/pages/PrintArticleEn.jhtml?itemNo=445876 Israeli start-up develops technology to see through walls, www.haaretz.com, January 2004.
7. www.camero-tech.com/xaver800.shtml, Xaver 800 Through-Wall Vision.
8. Патент US 6208286 B1, 27 марта 2001 г.
9. Патент на изобретение РФ № 2159942, 27 ноября 2000 г.
10. www.cambridgeconsultants.com/news_pr179.shtml, Smart through-wall radar gives new tactical advantages to police, special forces and emergency services.
11. www.radarvision.com/files/pdf/cutsheet/RadarVision2%20Flier_818_lo.pdf, Introducing the Second Generation Through-Wall Motion Detection Radar for Enhanced Tactical Entry.
12. www.gtresearchnews.gatech.edu/newsrelease/RADARFLASH.html. A Flash of Force: RADAR Flashlight Could Help Police Detect Suspects

Hiding Behind Doors and 8-Inch Thick Walls, gtresearchnews.gatech.edu, April 2001.

13. www.dklabs.com, описание детектора LifeGuard.

14. www.bos-berlin.de, описание разработок компании Berlin-Oberspree Sondermaschinenbau GmbH & Co.

15. www.lionwings.de, описание радиолокатора.

16. www.defenselink.mil/news/Jan2006/20060103_3822.html, New Device Will Sense Through Concrete Walls.

17. *Staderini E.M.* UWB Radars in Medicine. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. January 2002. P. 13–18.

18. *Staderini E.M.* An UWB Radar based stealthy 'Lie Detector' In Ultra-Wideband Short-Pulse Electromagnetics 6. E. Mokole, K. Gerlach, M. Kragalott Eds. 2003 KLUWER ACADEMIC/PLENUM PUBLISHERS New York, U.S.A (originally presented at American Electromagnetics Meeting AMEREM 2000, Annapolis Maryland, USA, 2002).

19. *Hunt A.R.* A wideband imaging radar for through-the-wall surveillance. Proc. of SPIE. Vol. 5403. Part 2. 2004. P. 590–595.

20. *Vertiy A.A., Gavrilov A.A.* Subsurface tomography application for through-wall imaging, in Proceedings of Joint 9-th International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications ICEAA'05 and 11th European Electromagnetic Structures Conference EESC'05. P. 223–226. Torino, Italy, September 12–16, 2005.

21. The Millimeter wave tomography application for the subsurface imaging / A.A. Vertiy, S.P. Gavrilov, I.V. Voynovskyy et al. // International Journal of Infrared and Millimeter Waves. 2002. Vol. 23. No. 10. P. 1413–1444 (USA).

Глава 2. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТАХ РАДИОЛОКАЦИОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ

2.1. Биомеханика дыхания и сердцебиения человека

В работах [1–5] экспериментально показана возможность регистрации дыхательных движений и пульсовых колебаний у человека радиолокационно-интерферометрическим методом с использованием радиолокатора технического назначения.

Для разработки специализированных биорадиолокаторов, оптимизации их характеристик необходима система исходных данных, содержащая оценки параметров циклических перемещений биоструктур в системах дыхания и кровообращения, характеристики физических свойств тканей, определяющих их взаимодействие с электромагнитным излучением.

Проблема сбора и анализа данных, относящихся к биомеханике дыхания и кровообращения, осложнена тем, что традиционно основное внимание уделялось измерениям «внутренних» параметров этих систем (временным зависимостям объемов и потоков переноса дыхательных газов и крови). Достоверных количественных характеристик колебаний «внешних» биоструктур (поверхности тела и подповерхностных тканей, от которых в основном отражается зондирующая радиоволна) существенно меньше, в особенности оценок амплитуд этих пульсаций.

2.1.1. Изменения формы поверхности грудной клетки при дыхании

В этом разделе приведен аналитический обзор литературы, по результатам которого определены исходные данные для создания систем радиолокационного мониторинга дыхания и пульса.

Изменение формы грудной клетки при дыхании обусловлено движениями ребер и диафрагмы [6].

Движения ребер. Ребра соединены подвижными сочленениями с телами и поперечными отростками позвонков. Через эти две точки фиксации проходит ось, вокруг которой могут вращаться ребра.

Когда в результате сокращения инспираторных мышц ребра поднимаются, размеры грудной клетки увеличиваются как в боковом, так и в передне-заднем направлении (рис. 2.1). Соответственно когда ребра опускаются, объем грудной клетки уменьшается.

Ось вращения верхних ребер расположена почти поперечно; что же касается оси поворота нижних ребер, то она несколько смещена в продольном направлении относительно оси вращения верхних ребер. В связи с этим при вдохе верхние отделы грудной клетки увеличиваются в основном в передне-заднем, а нижние — в боковом направлении. Кроме того, поднятие нижних ребер приводит к большему увеличению объема грудной клетки.

Существует простой способ измерения подвижности грудной клетки. Он состоит в том, что определяют окружность (периметр) грудной клетки при максимальных вдохе и выдохе. Сантиметр проводят через подмышечные впадины, при этом исследуемый держит руки по швам. У здоровых молодых мужчин разница между окружностью грудной клетки в положениях вдоха и выдоха должна составлять 7...10 см, а у женщин — 5...8 см.

Поднятие ребер при вдохе обусловлено в основном сокращениями наружных межреберных мышц (рис. 2.2). Их волокна ориентированы таким образом, что точка прикрепления к нижележащему ребру расположена дальше от центра вращения, чем точка прикрепления к вышележащему ребру. В связи с этим при сокращении таких мышц на нижележащее ребро действует больший момент силы, и оно подтягивается к вышележащему. В результате за счет наружных межреберных мышц грудная клетка поднимается. В нормальных условиях большая часть внутренних межреберных мышц участвует в акте выдоха. Волокна этих мышц ориентированы таким образом, что при их сокращении вышележащее ребро подтягивается к нижележащему, и вся грудная клетка опускается.

Когда требуется усилить деятельность дыхательного аппарата, в частности при затрудненном дыхании, могут включаться, кроме основных, вспомогательные мышцы. К вспомогательным инспираторным мышцам относятся все мышцы, прикрепляющиеся к костям плечевого пояса, черепу или позвоночнику и способные поднимать

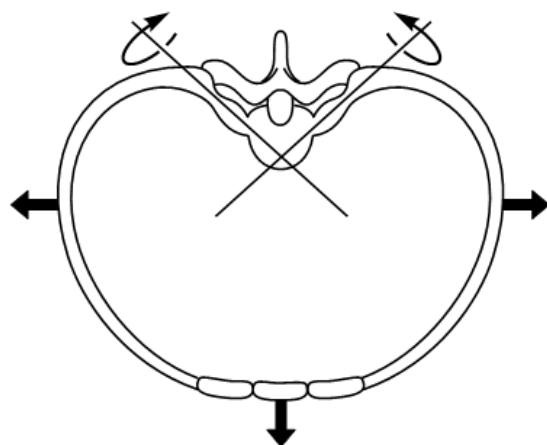


Рис. 2.1. Биомеханика дыхания при вдохе:

→ — расширение грудной клетки;
↪ — направление вращения ребер

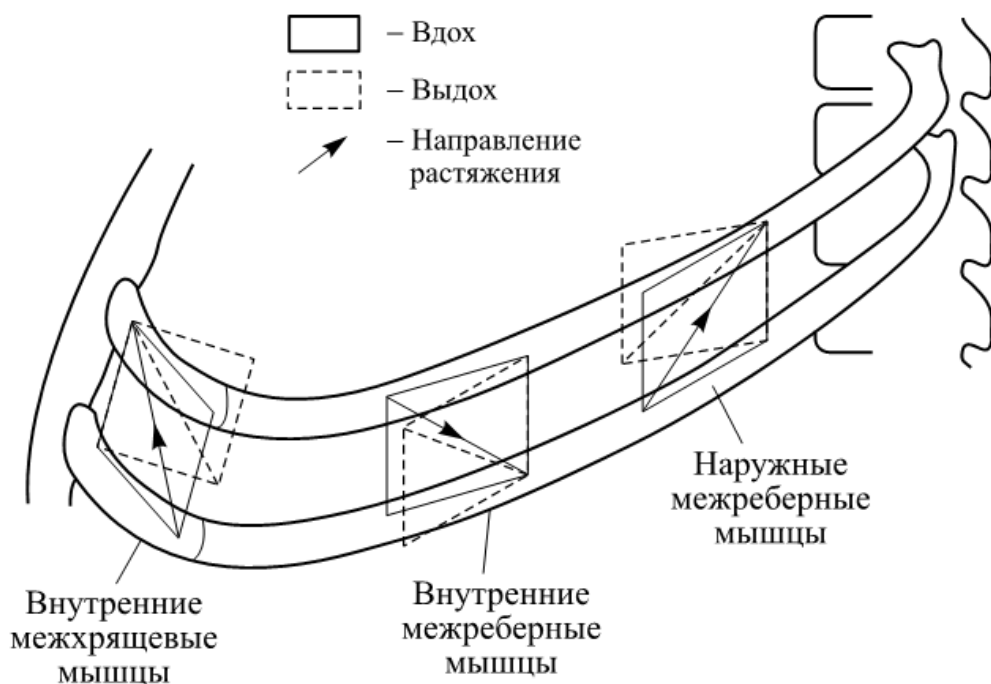


Рис. 2.2. Схема расположения мышечных волокон и направлений их растяжения при вдохе и выдохе

ребра. Важнейшие из них — это большие и малые грудные, лестничные, грудино-ключично-сосцевидные и, частично, зубчатые мышцы. Для того чтобы эти мышцы могли участвовать в акте вдоха, участки их прикрепления должны быть зафиксированы.

Движения диафрагмы. Самая важная из основных дыхательных мышц — это диафрагма, иннервируемая диафрагмальными нервами. В норме диафрагма имеет форму купола, выдающегося в грудную полость. Во время выдоха она прилегает к внутренней стенке грудной клетки на протяжении приблизительно трех ребер. Во время вдоха диафрагма уплощается в результате сокращения ее мышечных волокон и отходит от внутренней поверхности грудной клетки. При этом открываются пространства, называемые реберно-диафрагмальными синусами, благодаря чему участки легких, расположенные в области этих синусов, расширяются и особенно хорошо вентилируются.

Перемещение нижней границы легких можно выявить путем перкуссии (простукивания) грудной клетки. Ниже этой границы определяется глухой звук, что связано с затуханием звуковых колебаний в тканях органов брюшной полости. Выше границы легких, т. е. над насыщенной воздухом легочной тканью, перкуторный звук более ясный. Так можно определить границу легких при максимальных вдохе и выдохе. У здоровых молодых людей эта граница на максимальном вдохе должна быть, по меньшей мере, на три межреберных промежутка ниже, чем при максимальном выдохе.

В зависимости от того, связано ли расширение грудной клетки при нормальном дыхании преимущественно с поднятием ребер или уплощением диафрагмы, различают реберный (грудной) и диафрагмальный (брюшной) типы дыхания. При грудном типе дыхание обеспечивается в основном за счет работы межреберных мышц, а диафрагма смещается почти пассивно в соответствии с изменениями внутригрудного давления. При брюшном типе в результате мощного сокращения диафрагмы сильно смещаются органы брюшной полости, поэтому при вдохе живот выпячивается.

2.1.2. Исследование биомеханики внешнего дыхания

Целью исследований является изучение индивидуальных особенностей внешнего дыхания, возможностей калибровки периметрических датчиков по дыхательному объему, оценка информативности двух периметрических датчиков — верхнего (реберного) и нижнего (диафрагмального) дыхания, а также получение количественной оценки перемещения грудной клетки во фронтальном направлении.

Исследования проводились по методике фиксации дыхательного объема с помощью регулятора дыхательного объема «Аккорд». Объем дыхания в аппарат ограничивается ходом легкого подвижного поршня, регулируемым в пределах 50...800 см³. В проведенных опытах устанавливался стандартный дыхательный объем 800 см³, что несколько выше физиологической нормы (500 см³). Спокойное дыхание в аппарат все испытуемые осуществляли без затруднений.

Исследовалась статистически однородная выборка (юноши — учащиеся 10—11-х классов средней школы, 1984—1987 гг. рождения). Объем выборки — 24 человека.

В процессе свободного дыхания у испытуемых, одетых в легкую верхнюю одежду, измеряли периметр грудной клетки на вдохе $L_{\max}$ и выдохе $L_{\min}$ на уровнях, соответствующих грудному и брюшному дыханию.

Перед каждым исследованием проводили краткий инструктаж испытуемого и дезинфекцию мундштука. Носовые ходы для исключения утечки газа перекрывали специальным зажимом, входящим в комплект аппарата.

Для изучения и анализа корреляционных зависимостей между антропометрическими показателями тела и грудной клетки измеряли рост и массу тела испытуемого, а также расстояние H между уровнями грудного и брюшного дыхания.

Результаты исследований представлены в табл. 2.1.

Таблица 2.1

Антропометрические показатели тела и грудной клетки

Номер испытуемого	Масса, кг	Рост, см	H, см	$L_{\max}$, см	$L_{\min}$, см	ΔL , см	L_m , см	δL , %
1	57,5	168	19	<u>83</u>	<u>86</u>	<u>3</u>	<u>84,5</u>	<u>3,6</u>
				73,5	76,5	3	75	4,0
2	94	176	24	<u>112,5</u>	<u>117</u>	<u>4,5</u>	<u>114,5</u>	<u>3,9</u>
				104	108,5	4,5	106,25	4,2
3	81,5	185	23,5	<u>98</u>	<u>101,5</u>	<u>3,5</u>	<u>99,75</u>	<u>3,5</u>
				82	87	5	84,5	5,9
4	65,5	184	24	<u>97,5</u>	<u>100</u>	<u>2,5</u>	<u>98,75</u>	<u>2,5</u>
				76	72,5	-3,5	74,25	4,7
5	72,5	187	25	<u>95,5</u>	<u>100</u>	<u>4,5</u>	<u>97,75</u>	<u>4,6</u>
				80,5	82	1,5	81,25	1,8
6	68	178	22,5	<u>87,5</u>	<u>92</u>	<u>4,5</u>	<u>89,75</u>	<u>5,0</u>
				78	79,5	1,5	78,75	1,9
7	65	180	23	<u>85</u>	<u>90</u>	<u>5,0</u>	<u>87,5</u>	<u>5,7</u>
				75,5	78	2,5	76,75	3,3
8	58,5	172	23	<u>82</u>	<u>88,5</u>	<u>6,5</u>	<u>85,25</u>	<u>7,6</u>
				72	74	2	73	2,7
9	71	179	23,5	<u>81,5</u>	<u>85</u>	<u>3,5</u>	<u>83,25</u>	<u>4,2</u>
				73	75	2	74	2,7
10	65	182	23	<u>88</u>	<u>90,5</u>	<u>2,5</u>	<u>89,25</u>	<u>2,8</u>
				73	75,5	2,5	74,25	3,4
11	77,5	173	21	<u>87</u>	<u>92,5</u>	<u>5,5</u>	<u>89,75</u>	<u>6,1</u>
				85	87	2	86	2,3
12	65	171	23	<u>84</u>	<u>88,5</u>	<u>5,0</u>	<u>86,75</u>	<u>5,2</u>
				75	77	2	76	2,6
13	60,5	169	21	<u>81,5</u>	<u>86</u>	<u>4,5</u>	<u>83,75</u>	<u>5,4</u>
				74	76,5	2,5	75,25	3,3
14	68	172	22,5	<u>90</u>	<u>95,5</u>	<u>5,5</u>	<u>92,75</u>	<u>5,9</u>
				83	85,5	2,5	84,25	3,0
15	64	175	22	<u>83</u>	<u>88</u>	<u>5,0</u>	<u>85,5</u>	<u>5,8</u>
				75	77,5	2,5	76,25	3,3
16	67	173	21	<u>84,5</u>	<u>89</u>	<u>4,5</u>	<u>86,75</u>	<u>5,2</u>
				77	79	2	78	2,6

Номер испытуемого	Масса, кг	Рост, см	H, см	$L_{\max}$, см	$L_{\min}$, см	ΔL , см	L_m , см	δL , %
17	88	179	23	99	105,5	6,5	102,7	6,4
				98	101	3	99,5	3,0
18	58	180	24	81	86	5,0	83,5	6,0
				73	75,5	2,5	74,25	3,4
19	80	183	23,5	94	99,5	5,5	96,75	5,7
				90	92	2	91	2,2
20	66	179	22	86	91	5,0	88,5	5,6
				80	81,5	1,5	80,75	1,9
21	75	190	26	95	100	5,0	97,5	5,1
				80,5	83	2,5	81,75	3,1
22	60,5	168	22	79,5	84	4,5	81,75	5,5
				68	70	2	69	2,9
23	72	175	22,5	92	97,5	5,5	94,75	5,8
				80	82,5	2,5	81,25	3,1
24	75	182	23	95	101,5	6,5	98,25	6,6
				81	83	2	82	2,4

Примечания. 1. В числителе приведены показатели для грудного дыхания, в знаменателе — для брюшного. 2. Приведенные численные данные получены по следующим формулам:

$$\Delta L = L_{\max} - L_{\min}; \quad L_m = \frac{L_{\max} + L_{\min}}{2}; \quad \delta L = \frac{\Delta L}{L_m} \cdot 100 \, \%.$$

Анализ приведенных в таблице данных позволяет сделать следующие выводы.

1. У всех исследуемых, за исключением № 4, имеют место соотношения $\Delta L_{\Gamma} > 0$, $\Delta L_{\text{б}} > 0$, $\Delta L_{\Gamma} > \Delta L_{\text{б}}$ (индекс «г» — для показателей грудного дыхания, «б» — брюшного), т. е. функционируют механизмы верхнего и нижнего дыхания, преобладает верхнее дыхание.

2. Средние значения и дисперсии абсолютных ΔL и относительных δL изменений периметра грудной клетки составляют: $\Delta L_{\Gamma} = 4,8$ (2,5...6,5) см, $\Delta L_{\text{б}} = 5,1$ (2,8...7,6) %, $\Delta L_{\text{б}} = 2,4$ (1,5...5,0) см, $\Delta L_{\text{б}} = 3,0$ (1,8...5,9) %, т. е. изменения периметра грудной клетки при верхнем и нижнем дыхании невелики по отношению к среднему значению.

Результаты анализа парных корреляций между параметрами представлены ниже:

Пары данных	Коэффициент корреляции r
$L_{m \Gamma}, L_{m \delta}$	0,90
$\Delta L_{\Gamma}, \Delta L_{\delta}$	-0,27
$\Delta L_{\Gamma}, L_{m \Gamma}$	0,21
$\Delta L_{\delta}, L_{m \delta}$	0,49
$\delta L_{\Gamma}, \delta L_{\delta}$	-0,47
$\delta L_{\Gamma}, L_{m \Gamma}$	-0,15
$\delta L_{\delta}, L_{m \delta}$	0,14

На основе анализа приведенных данных можно сделать следующие выводы.

1. Существует корреляционная зависимость между верхним и нижним периметрами дыхания. Такой результат очевиден, поскольку эти параметры являются антропометрическими.

2. Отсутствует корреляционная зависимость между периметром и амплитудой изменения периметра при дыхании. Таким образом, нельзя провести калибровку периметрического датчика дыхания, измеряя только исходный периметр грудной клетки.

3. Отсутствует корреляция между амплитудами изменения периметра нижнего и верхнего дыхания, что подтверждает необходимость применения двух датчиков.

4. Средние значения калибровочных коэффициентов в исследованной выборке составляют:

$$\Delta L_{\Gamma}/V_d = 6 \text{ см/л}; \quad \delta L_{\Gamma}/V_d = 6,4 \text{ \%/л};$$

$$\Delta L_{\delta}/V_d = 3 \text{ см/л}; \quad \delta L_{\delta}/V_d = 3,8 \text{ \%/л},$$

где V_d — объем дыхания, л.

5. При одинаковом дыхательном объеме изменения периметра грудной клетки при грудном дыхании в 2 раза больше, чем при брюшном, т. е. у обследованных более развит механизм грудного дыхания, чем брюшного.

6. По результатам исследований можно получить оценку перемещения стенки грудной клетки в передне-заднем направлении в процессе нормального дыхания. Полагая, что размер грудной клетки в этом направлении в среднем равен 20 см, а его относительные изменения такие же, как у периметра (~5 %), получим, что искомое перемещение «подвижного отражателя радиоволн» составляет ~1 см.

2.1.3. Перемещение поверхности грудной клетки при пульсациях сердца и сосудов

Благодаря ритмической механической активности сердца, ткани, окружающие сердце и сосуды, совершают вынужденные колебания, спектр которых находится в полосе частот от нескольких

десятих долей герц (частота пульса) до нескольких килогерц (звуки сердца). Регистрация и анализ этих колебаний издавна используются для диагностических исследований сердечно-сосудистой системы. Конечно, эти методы не могут конкурировать при постановке нозологического диагноза с такими современными методами, как ультразвуковая эхолокация и внутрисосудистое и внутрисердечное зондирование. Однако при массовых мониторинговых обследованиях людей и при оценке функционального состояния и резервов сердечно-сосудистой системы в клинической, спортивной и космической медицине анализ механической активности сердца может быть эффективен.

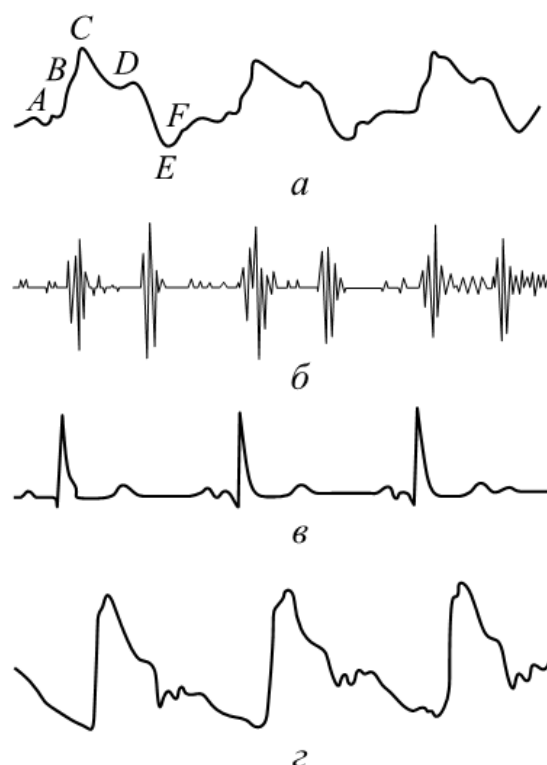
Локальные и общие колебания тела являются суперпозицией волновых движений, вызванных силовым взаимодействием сокращающегося миокарда и сосудов с движущейся по ним кровью [7].

Существует несколько методов оценки механической активности сердца. Опишем некоторые из них.

Кардиография (от греч. *kardia* — сердце и *grapho* — пишу) — запись сокращений сердца; в широком смысле — все методы регистрации сократительной функции сердца. Кардиограмма (вернее, механокардиограмма) человека впервые была получена французским физиологом Э. Мареем в 1863 г. при регистрации сердечного толчка в пятом межреберье. Толчок возникает вследствие того, что сердце при сокращении из эллипсоидного становится круглым и плотным, причем верхушка его приподнимается и надавливает на грудную стенку. Непостоянство отдельных зубцов кардиограммы и трудности ее расшифровки — причина того, что этот

Рис. 2.3. Результаты кардиографических исследований здорового человека:

a — кардиограмма, записанная в области верхушки сердца (*A* — систола предсердий; *B* — закрытие митрального клапана; *C* — начало фазы изгнания; *D* — конец фазы изгнания; *E* — открытие атрио-вентрикулярных клапанов; *F* — волна притока (максимум быстрого наполнения)); *б* — фонокардиограмма; *в* — электрокардиограмма; *г* — сфигмограмма сонной артерии



метод заменен более совершенными: импульсной ультразвуковой кардиографией, баллистокардиографией, динамокардиографией, кинетокардиографией, сейсмо-, рентгено- и электрокимографией, а также фонокардиографией [8, 9]. На рис. 2.3 приведены примеры кардиограммы здорового человека, записанной в области верхушки сердца, фонокардиограммы, электрокардиограммы и сфигмограммы сонной артерии.

Баллистокардиография (от греч. *balk* — бросаю) — метод исследования механических проявлений сердечной деятельности, выражающихся в смещениях тела человека. Состоит в регистрации этих смещений, вызванных «отдачей» при сокращении сердца и выбросе крови в аорту и легочную артерию и движением крови по сосудистому руслу. Баллистокардиография получила распространение в медицинских исследованиях с 1939 г., после публикации работ группы американских исследователей во главе с А. Старром. Для баллистокардиографии используют специальные приборы, как правило, приставки к электрокардиографам — баллистокардиографы. Различают два типа баллистокардиографов: не прямые, регистрирующие перемещение подвижного стола, на котором находится исследуемый (движение стола вызывается смещением тела под влиянием выброса крови), и прямые, регистрирующие непосредственные движения тела. Баллистокардиографы состоят из механической части, воспринимающей движения исследуемого; преобразователя, превращающего эти механические движения в электрическую энергию; электронной части, усиливающей полученные от преобразователя электрические сигналы и регистрирующей их. В не прямых баллистокардиографах механической частью является подвижный стол, на котором располагается исследуемый, в прямых — датчик, накладываемый на любой участок тела (чаще на голень), с помощью которого можно регистрировать смещение этого участка. Возникающая при этом сила фотоэлектрического или индукционного тока записывается. В зависимости от частотной характеристики различают баллистокардиографы ультранизкочастотные (собственная частота 0,25 и 0,5 Гц), низкочастотные (1...4 Гц) и высокочастотные (15...30 Гц). Обычно регистрируют смещения тела вдоль его продольной оси. Можно также регистрировать скорость и ускорение перемещений тела, возникающих в результате сердечной деятельности. Движения записываются в виде кривой — баллистокардиограммы (БКГ). На этой кривой различают волны, или зубцы, обозначаемые буквами латинского алфавита от *H* до *O*. Волны *H*, *I*, *J*, *K* возникают во время сокращения желудочков (систолы), *L* и последующие — во время расслабления сердеч-

ной мышцы (диастолы). По изменению БКГ судят о состоянии сократительной функции миокарда и функции сердечно-сосудистой системы в целом. Изменения баллистокардиограммы указывают на нарушения сердечной деятельности, но не позволяют установить диагноз [10–12].

Динамокардиография (от греч. *dynamis* — сила) — метод исследования механических проявлений сердечной деятельности, основанный на регистрации перемещений центра тяжести грудной клетки в результате сердечной кинематики и движения крови в крупных сосудах. Динамокардиография разработана в 1951 г. группой исследователей во главе с Е.Б. Бабским. Динамокардиограф состоит из тензометрического устройства, преобразующего динамические усилия в электрические сигналы (оно вмонтировано в крышку стола, на котором лежит исследуемый), и усиленно-регистрирующей аппаратуры (рис. 2.4). Посредством динамокардиографии регистрируют перемещения центра тяжести грудной клетки вдоль продольной оси тела и перпендикулярно ей. Продольная и поперечная динамокардиограммы — сложные кривые, состоящие из ряда зубцов, обозначаемых латинскими буквами, и интервалов, обозначаемых римскими цифрами (рис. 2.5). Динамокардиограмма обнаруживает характерные изменения деятельности сердца при некоторых сердечных заболеваниях и в сочетании с электрокардиограммой позволяет определять фазы сердечного цикла [13].

Кинетокардиография (от греч. *kinetós* — движущийся, подвижный) — метод электрической регистрации низкочастотных вибраций грудной стенки, обусловленных сокращениями сердца. Кинетокардиография основана на преобразовании механических колебаний в изменение какого-либо электри-

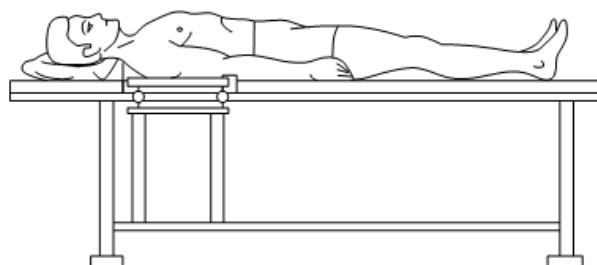


Рис. 2.4. Общий вид динамокардиографического стола

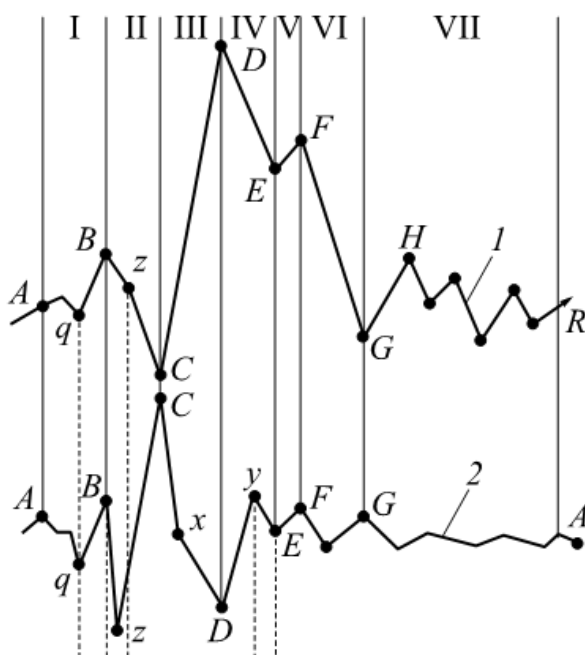


Рис. 2.5. Динамокардиограммы:
1 — продольная; 2 — поперечная

ческого параметра датчика, приложенного к грудной клетке обследуемого. Полоса регистрируемых частот — в пределах 1...25 Гц. Чаще регистрируют вибрации в двух точках грудной клетки, соответствующих проекции левого и правого желудочков (на 2 см левее грудины, на уровне 5-го ребра, и справа от грудины, у места прикрепления 4–5-го ребер). Регистрируемая кривая состоит из серии зубцов, отражающих различные фазы сердечного цикла: систолу предсердий, периоды асинхронного и изометрического сокращения желудочков, быстрого и замедленного изгнания из них крови, быстрого и замедленного их наполнения. Кинетокардиография позволяет выявить изменения сердечной деятельности при некоторых заболеваниях и оценить эффективность лечения [8, 9, 14]. Примеры электро- и кинетокардиограмм здоровых людей приведены на рис. 2.6.

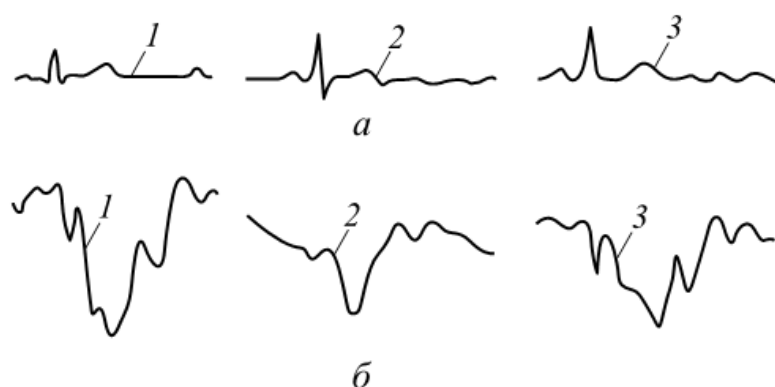


Рис. 2.6. Электрокардиограммы (*а*) и кинетокардиограммы (*б*) здоровых людей, записанные по показаниям контактного емкостного датчика (1) [15], бесконтактного емкостного датчика (2) [16] и индуктографа А.И. Золотарева (3) [17]

В заключение повторим, что в настоящее время более пристальное внимание уделяется измерениям внутренних параметров систем дыхания и кровообращения, так как существующие аппаратные средства и методы функциональной диагностики состояния организма человека в основном направлены на определение вида патологии и углубленный анализ болезни, в то время как своевременному контролю функционального состояния организма, индикатором которого является состояние сердечно-сосудистой и дыхательной систем, уделяется существенно меньше внимания. В литературе отсутствуют кардиографические кривые, откалиброванные по амплитуде. Можно лишь сделать вывод, что перемещение поверхности грудной клетки при пульсациях серд-

ца и сосудов имеет амплитуду примерно 1 мм. Для перемещения стенки грудной клетки в процессе нормального дыхания также по причине отсутствия достоверных литературных данных возможна лишь примерная оценка: для толщины грудной клетки, равной 20 см, данное перемещение составляет приблизительно 1 см.

2.2. Брюшной и грудной компоненты дыхательных движений

Традиционные методы исследования механики дыхания фактически основаны на однокомпонентной модели легких и грудной клетки. Этими методами измеряют только объем легких и поток воздуха на входе в дыхательные пути, а вопрос о внутрилегочном распределении объема и потока не рассматривается. Методы исследования механики дыхания, в которых измеряются только общие характеристики легких, можно назвать интегральными методами измерений. В однокомпонентной модели легкие представляют как один упругий мешок, находящийся в плевральной полости; на все точки поверхности мешка действует одинаковое плевральное давление. Однако многие результаты, полученные интегральными методами измерений объема легких и потока (в частности, плетизмографии всего тела), удовлетворительно описываются только более сложными моделями, включающими два и более компонентов [18, 19]. На основе интегральных методов иногда удается выделить два компонента объема легких с разными механическими характеристиками [20]. Но интегральные методы измерений не дают возможности выделить компоненты в пространстве (например, связать неоднородность с правым/левым легким или определенной легочной долей). Для этого используются методы, включающие измерения локальных характеристик перемещения грудной клетки или вентиляции легких. Эта группа методов фактически основана на представлении о легких и грудной клетке как о системах с распределенными или сосредоточенными параметрами, состоящими из нескольких компонентов (компарментов). Измерения локальных характеристик дают пространственную картину поведения легких и/или грудной клетки. В исследованиях биомеханики рассматриваются следующие локальные характеристики легких:

- перемещения поверхности грудной клетки при спонтанном дыхании и при вынужденных движениях грудной клетки под действием внешних сил;
- изменения объемов и вентиляция участков легких.

В данном разделе представлен обзор опубликованных результатов теоретических и экспериментальных исследований перемещения поверхности грудной клетки (аппарата внешнего дыхания) человека, где аппарат внешнего дыхания рассмотрен как система с распределенными параметрами или система, состоящая из нескольких компонентов.

2.2.1. Дыхательные движения грудной клетки и выделение грудного и брюшного компонентов

Представления о разном поведении реберного каркаса, с одной стороны, и диафрагмы и брюшной стенки — с другой, возникли в физиологии дыхания давно. При дыхании ребра совершают вращательные движения вокруг оси, соединяющей головку и бугорок ребра. При вращательном движении ребер в разных точках каркаса и в различных направлениях будут совершаться всевозможные линейные перемещения. Исходя из схемы, представленной на рис. 2.7, можно ожидать, что дыхательные движения жесткого реберного каркаса описываются одним параметром — углом поворота ребер, т. е. грудная клетка обладает одной степенью свободы. Движения менее жесткой брюшной стенки с изменяющейся формой поверхности могут быть более сложными (рис. 2.8).

При дыхательных движениях ребра вращаются вокруг осей, соединяющих бугорки и головки этих ребер. Во время вдоха происходит сокращение наружных межреберных мышц. Момент сил, направленных вверх, больше, чем момент сил, направленных вниз, поэтому ребра приподнимаются, а грудная клетка увеличивается

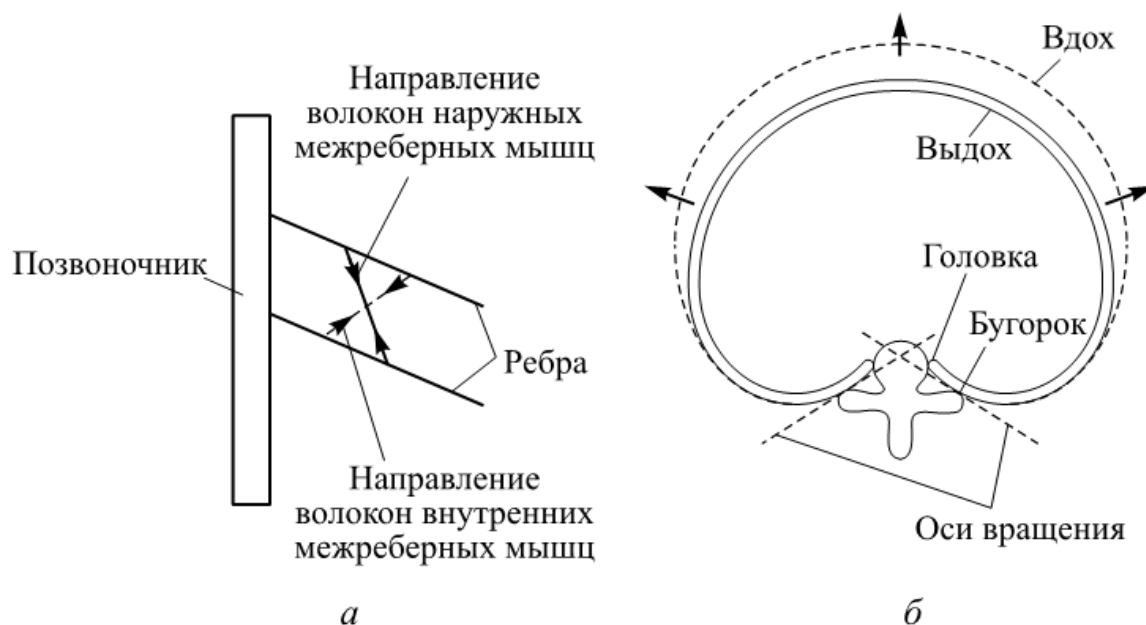


Рис. 2.7. Схема дыхательных движений реберной клетки:
а — вид сбоку; б — вид сверху

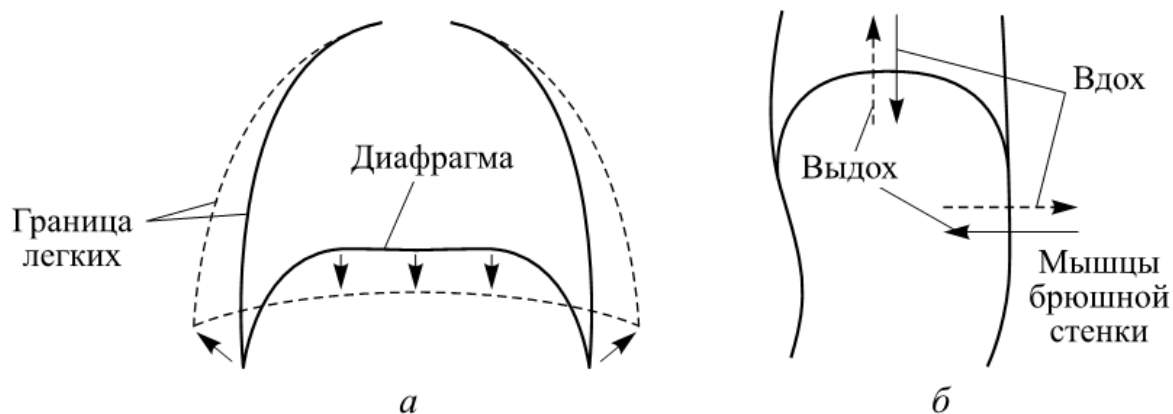


Рис. 2.8. Схема дыхательных движений диафрагмы и брюшной стенки: *а* — вид спереди; *б* — вид сбоку; $\longrightarrow$ — активное перемещение; $---\longrightarrow$ — пассивное перемещение

в поперечном и продольном направлениях. Во время выдоха при сокращении внутренних межреберных мышц происходят обратные процессы. Перемещение диафрагмы вниз на вдохе является активным, а вверх на выдохе — пассивным; перемещение брюшной стенки вперед является пассивным, а перемещение назад при усиленном выдохе частично осуществляется за счет сокращения мышц брюшной стенки [21].

Исследования дыхательных движений диафрагмы и грудной стенки, в том числе с применением рентгеновских методов и регистрации линейных перемещений поверхности грудной стенки, имеют столетнюю историю [22]. Однако детальные исследования дыхательных движений и вклада отдельных частей грудной стенки в изменения объема легких начались после публикации обстоятельной статьи [23]. Это потребовало уточнения и изменения понятийного аппарата механики дыхания. Грудную стенку представили как двухкомпонентную систему, состоящую из грудного (торакального) и брюшного (абдоминального) отделов. В этом контексте под грудной стенкой понимают все части тела вне легких, которые перемещаются при изменении объема легких.

В описанном в работе [23] методе во время выполнения дыхательных движений измеряли линейное перемещение двух участков поверхности грудной стенки в направлении грудь—спина. С помощью клейкой глины прикрепляли две нитки — одну к поверхности грудной клетки, вторую — к поверхности брюшной стенки (рис. 2.9).

Конно и Мид отметили, что сначала они собирались измерять движение в величинах изменения периметра грудного и брюшного участков. Но из-за артефактов они отказались от этого варианта и выбрали измерение перемещения в направлении грудь—спина.

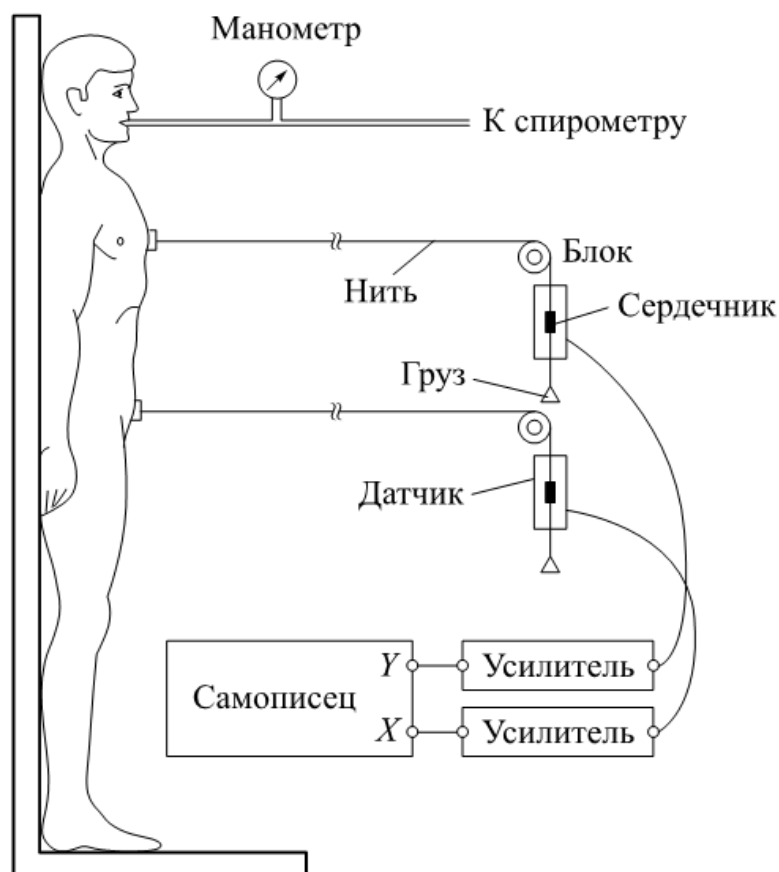


Рис. 2.9. Метод измерения линейного перемещения грудного и брюшного участков поверхности грудной стенки в направлении грудь—спина

На рис. 2.10 представлено относительное перемещение точек поверхности грудной клетки. Для построения кривых перемещения авторы выбрали одну точку поверхности грудной клетки как референтную. Эта точка расположена на уровне сосков посередине между правым соском и вертикальной линией, проходящей посередине грудной клетки. Провели измерения для двух видов дыхательных маневров:

- с перекрытыми дыхательными путями, т. е. с фиксированным объемом легких;
- жизненной емкости легких (ЖЕЛ) — с открытыми дыхательными путями.

На рис. 2.10 видно, что в разных точках поверхности грудной клетки траектории маневров ЖЕЛ и фиксированного объема легких наклонены одинаково, т. е. существенная часть грудной клетки действует как система с одной степенью свободы; наклон близок к 45° , т. е. точки перемещаются одинаково, как на поршне. В среднем при вдохе от остаточного объема легких (ООЛ) до общей емкости легких (ОЕЛ) передне-задний размер грудной клетки на уровне сосков увеличивался от 21,83 до 24,40 см, а трансверсальный (боковой) размер — от 31,85 до 32,80 см.

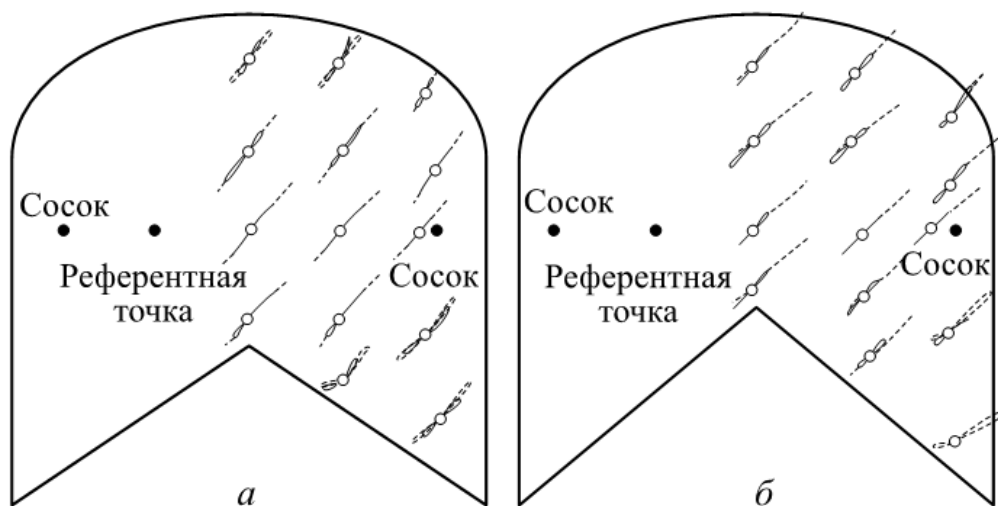


Рис. 2.10. Пример перемещения точек на поверхности грудной клетки в направлении грудь—спина в положениях стоя (а) и лежа (б):
 ○ — уровень конца выдоха; ○ — дыхательный маневр с фиксированным объемом легких; ○ — маневр ЖЕЛ

На рис. 2.11 представлено относительное перемещение точек поверхности брюшной стенки. Для построения кривых перемещения авторы также выбрали одну точку поверхности брюшной стенки как референтную. Эта точка расположена на той же вертикальной линии, что и референтная точка для грудной клетки, но на уровне пупка.

На рис. 2.11 видно, что на границе брюшной стенки траектории маневров ЖЕЛ и фиксированного объема легких наклоне-

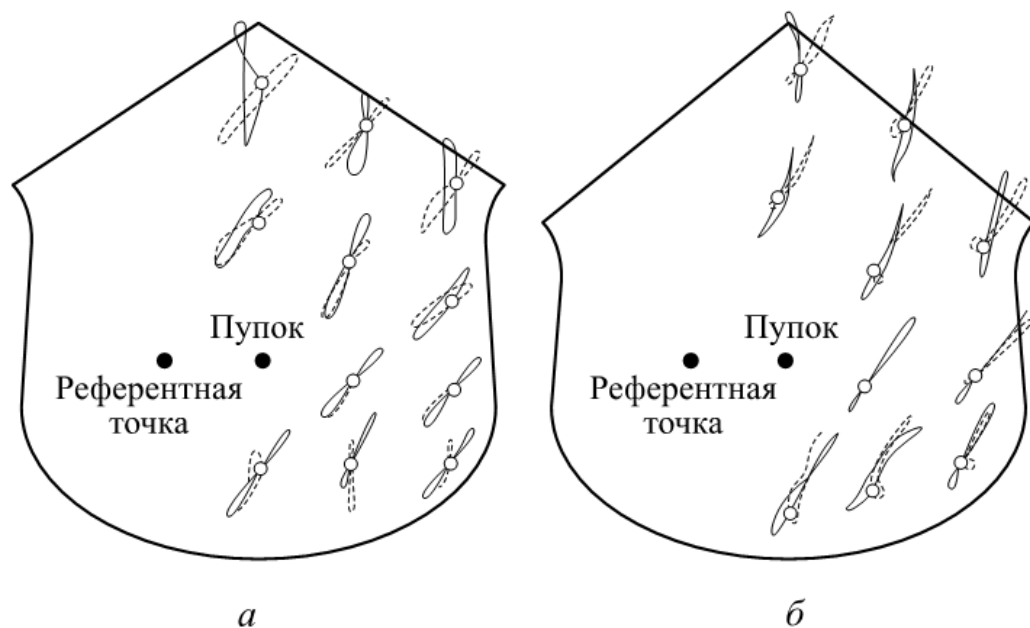


Рис. 2.11. Относительное перемещение точек на поверхности брюшной стенки в направлении грудь—спина в положениях стоя (а) и лежа (б):
 ○ — уровень конца выдоха; ○ — дыхательный маневр с фиксированным объемом легких; ○ — маневр ЖЕЛ

ны не одинаково, т. е. брюшная часть грудной стенки действует не как система с одной степенью свободы.

Для анализа роли грудного и брюшного дыхания удобно пользоваться диаграммами, на которых по осям отложены изменения диаметра, периметра или объема брюшного и грудного компонентов. Такие диаграммы в литературе называют «диаграммы Конно—Мида». Пример диаграммы показан на рис. 2.12 [24], где указаны характерные дыхательные маневры. Линия релаксации соответствует изменению размеров и объемов компонентов при маневре, в котором давление воздуха в дыхательных путях отличается от атмосферного, а дыхательные мышцы полностью расслаблены. Линия релаксации начинается в точке ООЛ (остаточный объем легких), проходит через точку ФОЕ (функциональная остаточная емкость) и заканчивается в точке ОЕЛ. В исследованиях брюшного и грудного компонентов дыхательных движений большое значение имеет изоволюмический маневр, в ходе которого при перекрытых дыхательных путях человек делает разнонаправленные движения грудной клеткой и брюшной стенкой. На рис. 2.12 представлены четыре маневра, выполненные при четырех объемах легких. Показано, что отличия объема легких в двух соседних маневрах составляют 1 л. Все представленные изоволюмические маневры начинаются на линии релаксации. В них про-

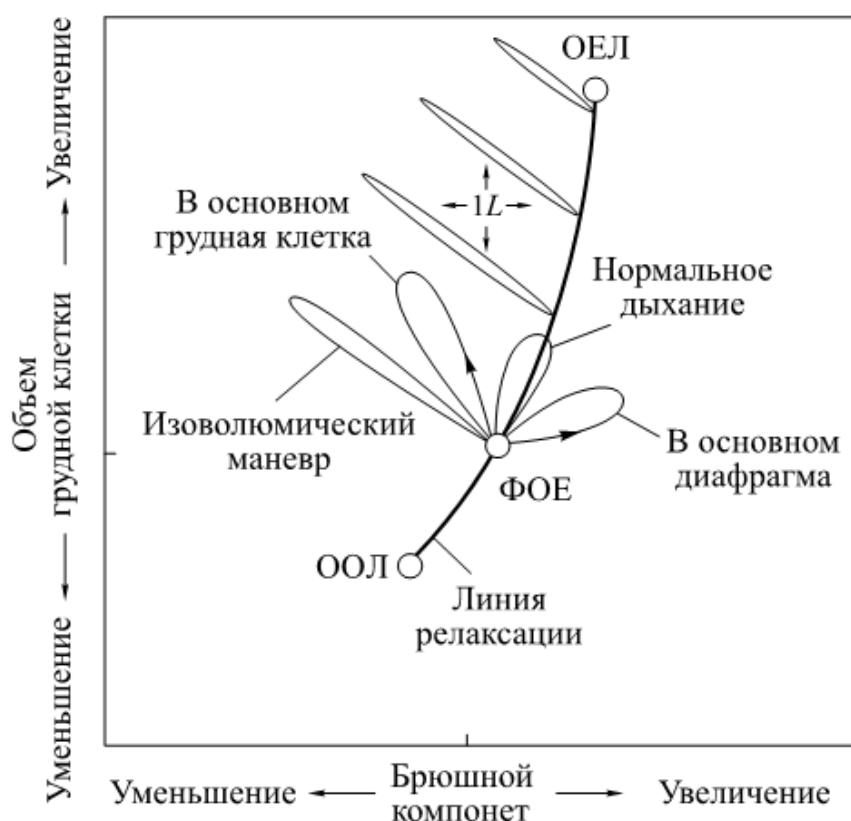


Рис. 2.12. Диаграмма Конно—Мида

исходит вдох грудной клеткой и выдох брюшной стенкой, поэтому они направлены влево от линии релаксации. Также показаны три обычных дыхательных маневра, в которых происходит изменение объема легких. Траектория нормального дыхания, выполняемого диафрагмой и грудной клеткой, пересекает линию релаксации. Траектория маневра, выполняемого в основном диафрагмой, находится справа от линии релаксации. Траектория дыхания, выполняемого в основном грудной клеткой, находится слева от линии релаксации.

2.2.2. Степени свободы и линейность

В выделении брюшного и грудного компонентов дыхательных движений понятия степеней свободы и линейности системы дыхания имеют большое значение. Предполагают, что объем легких является функцией двух независимых переменных. В качестве этих переменных рассматривают линейные размеры (передне-задний диаметр или периметр) или какие-либо другие измеряемые физические параметры, связанные с объемами брюшного и грудного участков грудной стенки. В устройствах типа Resptrace таким параметром является импеданс проволоочки, зигзагообразно расположенной в поясах или элементах специального костюма, охватывающих соответственно брюшной и грудной участки грудной стенки. Система дыхания является линейной, если изменение объема каждого из компонентов пропорционально изменению измеряемого физического параметра, характеризующего компонент, т. е. перемещению какой-либо точки поверхности, или изменению периметра компонента, или изменению импеданса проволоочки соответствующего элемента костюма и т. д.

Понятия степени свободы и линейности можно проиллюстрировать моделью, состоящей из резервуара и двух поршней, регулирующих его объем (рис. 2.13, *а*). Положение поршней 1 и 2 может быть изменено независимо. Если поршень является жестким и может перемещаться только вдоль направляющей, он представляет собой систему с одной степенью свободы. Объем резервуара изменяется в результате независимого перемещения любого из двух поршней. Резервуар — это система с двумя степенями свободы. Если площади поршней не изменяются в ходе перемещения (см. рис. 2.13, *а*), то система является линейной, т. е. изменения объемов компонентов V связаны линейно с изменением их размеров L (рис. 2.13, *в*). Если площади поршней изменяются (рис. 2.13, *б*), то система нелинейная (рис. 2.13, *г*).

Кроме того, Конно и Мид отметили, что в системе или компоненте системы с одной степенью свободы перемещения всех

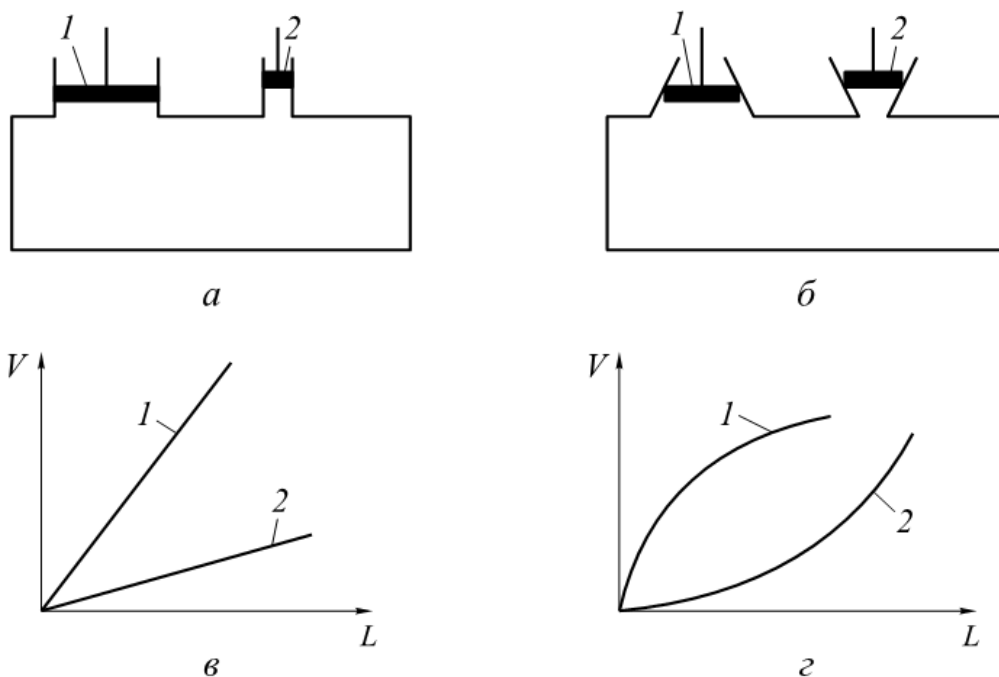


Рис. 2.13. Двухкомпонентные модели системы дыхания: *а* — линейная модель; *б* — нелинейная модель; *в* — зависимость объемов V компонентов 1 и 2 линейной модели (*а*) от изменения их размеров L ; *г* — зависимость объемов V компонентов 1 и 2 нелинейной модели (*б*) от изменения их размеров L

точек должны быть однозначно связаны с изменением объема компонента. Если для какой-то точки такое соотношение известно, то ее перемещение может использоваться для измерения объема. Предположили, что система дыхания состоит из грудного и брюшного компонентов. Если система дыхания открыта, она имеет две степени свободы, если закрыта — одну. Система закрыта, если дыхательные пути перекрыты надгортанником или клапаном, ведущим в мундштук или загубник. При этом объем воздуха в легких остается постоянным и изменения объемов двух компонентов равны по величине, но противоположны по знаку.

Возможны различные виды нелинейности системы дыхания. При измерении линейных размеров (перемещений, периметров) брюшного и грудного участков грудной стенки почти неизбежна геометрическая нелинейность, так как при постоянной форме тела его объем пропорционален третьей степени его линейных размеров. Система может оказаться более или менее линейной, если одновременно с изменением размеров изменяется форма тела.

Оценим возможную геометрическую нелинейность. Для этого представим грудную стенку как параллелепипед, длины ребер которого в ходе вдоха изменяются от a_0 , b_0 , l_0 до $a_0 + \Delta a$, $b_0 + \Delta b$, $l_0 + \Delta l$.

Изменение объема параллелепипеда составит $\Delta V = (a_0 + \Delta a) \times (b_0 + \Delta b)(l_0 + \Delta l) - a_0 b_0 l_0$. Представим изменение объема парал-

лелепипеда ΔV как сумму слагаемых, пропорциональных степеням изменения линейных размеров:

$$\Delta V = \Delta V_1 + \Delta V_2 + \Delta V_3,$$

где ΔV_1 , ΔV_2 , ΔV_3 — слагаемые, пропорциональные первой, второй и третьей степеням изменения линейных размеров соответственно.

Если $a_0 = l_0 = 20$ см, $\Delta a = \Delta b = \Delta l = 2$ см, то $\Delta V \approx 2,65$ л, а $\Delta V_2/\Delta V_1 \approx 0,1$, $\Delta V_3/\Delta V_1 < 0,001$.

Таким образом, нелинейные эффекты имеют значение порядка 10 %.

Экспериментальное исследование зависимости объема компонентов от линейного перемещения подтверждает, что при спокойном дыхании система дыхания имеет две степени свободы и является линейной [23]. Однако во время усиленных или нестандартных дыхательных усилий изменяется форма поперечного сечения грудной клетки и относительные перемещения верхнего и нижнего участков реберного каркаса. В этом случае одного параметра недостаточно для оценки изменений объема грудного компонента. Одновременное измерение передне-заднего и бокового размеров грудной клетки может улучшить точность измерений объема [24]. В этом случае у системы дыхания появляется третья степень свободы.

2.2.3. Методы исследования движений грудной клетки и методы калибровки

Методы исследования движений грудной клетки

Прямое контактное измерение перемещений, предложенное Конно и Мидом, описано выше. Это первый точный количественный метод измерения перемещений грудной клетки и брюшной стенки. Из-за трудоемкости он вытеснен другими методами.

Измерение с помощью магнитометров, состоящих из двух индукционных катушек [25]. Индукционные катушки магнитометров прикрепляют к передней и задней поверхности тела на уровне груди и живота. Электрическое напряжение в соответствующих цепях зависит от расстояния между катушками. Магнитометры были первыми приборами, которые выпускались серийно и использовались для измерения перемещений грудной клетки и брюшной стенки. При крайних маневрах (в объеме ЖЕЛ) иногда ставят еще пару катушек на правом и левом боках грудной клетки для измерения трансверсального диаметра грудной клетки. Магнитометры являются нелинейными приборами, так как напряженность магнитного поля снижается пропорционально третьей степени расстояния от катушки индуктивности.

Индуктивный метод [26]. Вокруг верхней части тела человека размещают две катушки индуктивности, имеющие формы квадратов со стороной 2 м. Напряжение в каждой катушке пропорционально площади поперечного участка тела, охватываемого этой катушкой. С помощью данного метода добиваются хорошего совпадения измеряемых параметров с реальным объемом легких. Линейность соотношений между напряжениями и объемами компонент лучше, чем линейность соотношений между периметрами и объемами компонент.

Оптоэлектронная плетизмография (ОЭП). Метод дорогой, сложный, поэтому пока больше применяется для исследований, хотя его клиническое применение интенсивно расширяется. Используя ОЭП, авторы работы [27] применили отражающие маркеры (89 для сидящего и 68 для лежащего на спине человека) (рис. 2.14).

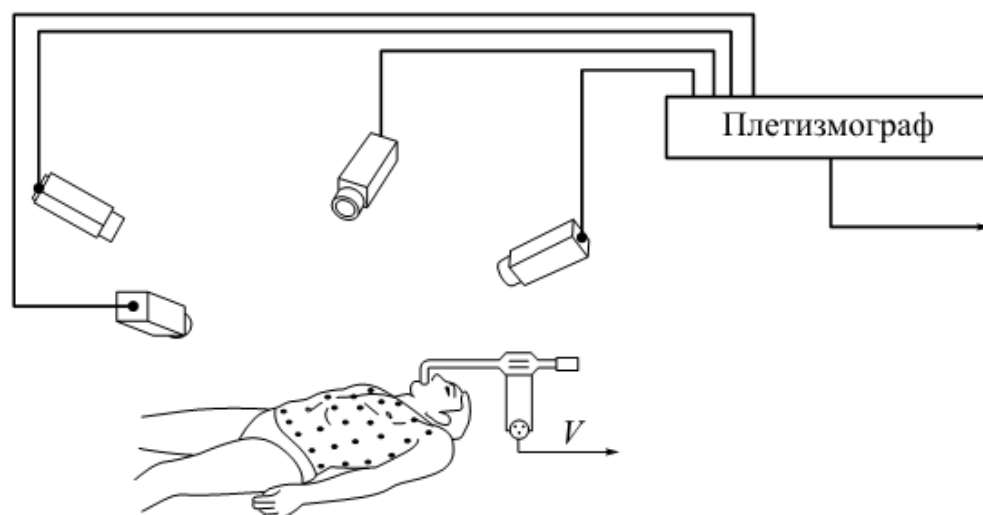


Рис. 2.14. Оптоэлектронная плетизмография

Трехмерное положение каждого маркера измеряли трехмерным анализатором перемещения Elite System (Италия) с частотой 100 Гц. Использовали четыре видеокамеры: две сзади и две спереди над сидящим человеком или две справа и две слева над лежащим на спине. Объем грудной клетки вычисляли следующим образом: соединяли маркеры треугольниками, вычисляли объем, ограниченный этими треугольниками. Человек дышал через загубник, соединенный с флоуметром. Скорость потока V , измеренная флоуметром, сравнивали с суммарной величиной потока, найденной методом ОЭП. С помощью ОЭП пространственная картина перемещения поверхности может быть определена с большой точностью.

В некоторых системах употребляют меньшее количество телевизионных камер. Так, используя две телевизионные камеры, трех-

мерным анализатором перемещения регистрировали трехмерное перемещение 36 маркеров, расположенных на поверхности грудной клетки. Поскольку использовали только две камеры, то для регистрации x — y — z -координат применяли пять последовательных вращений человека [28].

Метод пневмографии. Основан на измерении периметра грудной стенки с помощью нескольких вариантов датчиков периметра грудной стенки. Сначала употребляли трубки, заполненные углем или ртутью. Их сопротивление изменялось при изменении длины трубки. В настоящее время используют различные материалы типа металлизированной резины, электрические свойства которых изменяются при деформации. Датчики периметра грудной стенки в основном предназначены для качественных измерений, например, частоты дыхания [123]. Они дают большую ошибку в измерении дыхательного объема и вентиляции, если человек совершает нестандартные дыхательные движения. Метод пневмографии нашел применение давно для грубого неколичественного контроля дыхательных движений. Еще во время космического полета Юрия Гагарина по каналам телеметрии на Землю передавали сигнал его пневмограммы.

В последние годы В.И. Миняев, А.В. Миняева и другие сотрудники Тверского государственного университета с помощью пневмографов провели широкие исследования роли брюшного и грудного дыхания в различных регуляторных процессах [29].

Индукционная плетизмография. В индукционном плетизмографе RespiTrace используют эластичные пояса, охватывающие реберную клетку и брюшную стенку. Сигналы катушек индуктивности, встроенных в пояса, примерно пропорциональны площади поперечного сечения участков грудной стенки. В одном из вариантов устройства [30] измеряется индуктивность двух проводов, вмонтированных зигзагообразно в «трико» вокруг грудного и брюшного участков тела. Поскольку сигналы датчиков пропорциональны не линейному размеру, а площади охватываемых участков, то обеспечивается неплохая пропорциональность сигналов и измеряемых объемных изменений компонент. Точность измерения вентиляции составляет $\pm 5\%$ от показаний спирометра.

Методы калибровки

Методам калибровки приборов, предназначенных для измерения вкладов грудного и брюшного компонент в дыхательный объем, посвящено много статей [24, 31, 32]. Рассмотрим основные методы калибровки.

Извольюмический метод. Этот метод основан на следующих положениях.

1. Изменение объема легких dV равно сумме изменений объемов грудного dV_{Γ} и брюшного dV_{δ} компонентов: $dV = dV_{\Gamma} + dV_{\delta}$.

2. Изменения объема грудного и брюшного компонентов линейно пропорциональны изменению линейных размеров тела или другой измеряемой физической величины, характеризующей объем компонента (например, индуктивности). Здесь эти изменения обозначим как изменения периметра грудного dL_{Γ} и брюшного dL_{δ} компонентов: $dV_{\Gamma} = K_{\Gamma} dL_{\Gamma}$, $dV_{\delta} = K_{\delta} dL_{\delta}$.

3. Коэффициенты K_{Γ} , K_{δ} у разных людей могут быть разными, но у каждого человека они постоянны и не зависят от характера дыхательных движений.

В связи с этим полное изменение объема легких составит

$$dV = K_{\Gamma} dL_{\Gamma} + K_{\delta} dL_{\delta} = K_{\delta} (K_d dL_{\Gamma} + dL_{\delta}),$$

где $K_d = K_{\Gamma}/K_{\delta}$.

В ходе извольюмического маневра $dV = 0$, поэтому по измеренным dL_{δ} , dL_{Γ} можно найти параметр $K_d = -dL_{\delta}/dL_{\Gamma}$. Далее при калибровочном дыхании dV измеряется флюметром (пневмотахометром). В ходе этого измерения находят параметры K_{δ} и K_{Γ} :

$$K_{\delta} = dV / (K_d dL_{\Gamma} + dL_{\delta});$$

$$K_{\Gamma} = K_{\delta} K_d.$$

Таким образом, определяются все необходимые параметры для последующего измерения брюшного и грудного компонентов дыхательного объема.

Метод спонтанного дыхания. Калибровочные константы для системы магнетометров или других датчиков находятся путем минимизации разности между реальным сигналом объема, измеренным флюметром, и линейной функцией, составленной из сигналов двух магнетометров [32]. Один из вариантов метода спонтанного дыхания описан уравнением (2.1) [30]. Калибровочные константы A_n , B_n , C_n для n -го дыхательного цикла находятся путем минимизации разности F_n реального сигнала объема и линейной функции, составленной из сигналов брюшного S^{δ} и грудного S^{Γ} датчиков:

$$F_n = \sum_i (V_{n,i} - A_n S_{n,i}^{\delta} - B_n S_{n,i}^{\Gamma} - C_n)^2, \quad (2.1)$$

где i — номер оцифрованного значения сигнала, $i = 1...400$ в каждом дыхательном цикле.

Для 20—25 дыхательных циклов вычисляют значения F_n , A_n , B_n , C_n и находят стандартное отклонение для распределения параметров A_n , B_n . Те значения A_n , B_n , которые выходят за два стандартных отклонения, отбрасывают, а по оставшимся находят средние значения с весами, обратно пропорциональными разности F_n для A_n , B_n . Полученные средние значения являются искомыми калибровочными константами

$$K^r = \sum_{n'} \frac{A_{n'}}{F_{n'}} \left(\sum_{n'} F_{n'}^{-1} \right)^{-1}; \quad K^b = \sum_{n'} \frac{B_{n'}}{F_{n'}} \left(\sum_{n'} F_{n'}^{-1} \right)^{-1}.$$

Метод фиксированного коэффициента K_d . Фиксированный коэффициент предполагает, что у разных людей формы грудной стенки являются геометрически подобными. Комбинированный сигнал калибруется спирометром. Этот метод зачастую не хуже более сложных методов. Американское торакальное и Европейское респираторное общества рекомендуют его для нетренированных испытуемых. У нетренированных людей измерения K_d извольюмическим методом иногда дают нереальные значения.

В работе [33] найдены средние значения коэффициента K_d для нескольких методов измерения вкладов грудного и брюшного компонентов в дыхательный объем. Установлено, что для магнитометров $K_d = 4$, а для индукционных плетизмографов $K_d = 2$.

2.2.4. Модели механики дыхания

В литературе описано несколько моделей механики дыхания, в которых грудная стенка рассматривается как система, состоящая из нескольких компонентов [34—36]. На рис. 2.15 представлена модель, объясняющая действие положения тела относительно

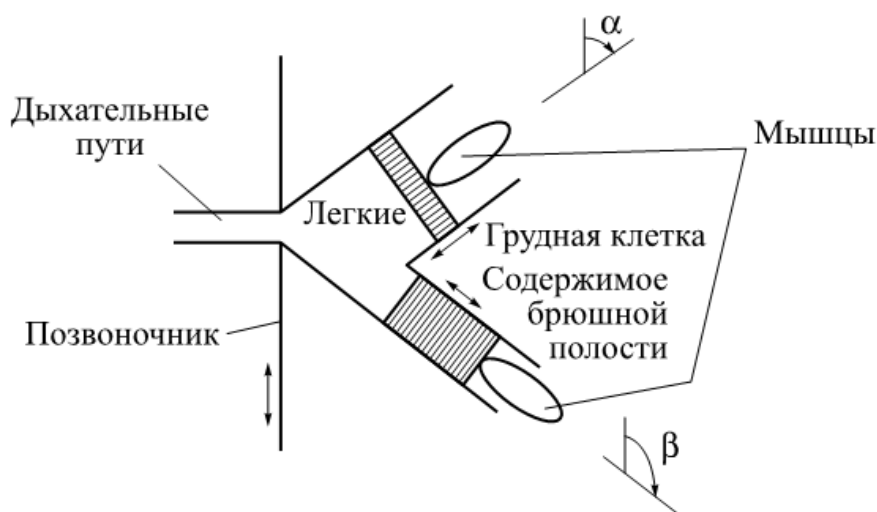


Рис. 2.15. Модель действия осевых ускорений на систему дыхания

но силы тяжести, невесомости и гравитационных перегрузок на брюшной и грудной компоненты объема легких [36]. Заштрихованные прямоугольники представляют массы грудной клетки и содержимого брюшной полости. Эти массы могут скользить в цилиндрах, наклоненных по отношению к позвоночнику под углами α и β соответственно. Перемещения масс сдерживаются мышцами. Учитывается упругость легких, сжимаемость газа и сопротивление дыхательных путей. Стрелками указаны направления перемещений.

В работе [37] модели грудной клетки в виде двух и трех компонентов рассмотрены на основе теории линейных систем. В двухкомпонентной модели двумя степенями свободы являются объем реберной клетки и абдоминальный объем. В трехкомпонентной модели добавлен объем желудка, что позволяет получать данные о давлении в желудке. Силы, приложенные к реберной клетке и брюшной стенке, выражены через энергию упругой деформации. Функция энергии деформации является квадратичной формой от переменных моделей.

В моделях, рассмотренных в работах [32] и [38], представлен анализ сил и перемещений. Выделены реберная клетка, диафрагма и брюшная стенка. Проанализированы нормальное дыхание, маневр Мюллера (вдох при перекрытых дыхательных путях), парадоксальное дыхание (реберная клетка сужается, брюшная полость расширяется), наблюдаемое при квадриплегии (параличе мышц всех конечностей) и у новорожденных.

2.2.5. Эксперименты и факты

Положение тела человека относительно вектора гравитации существенно влияет на брюшной и грудной компоненты механики дыхания [39]. При спокойном дыхании и вертикальном положении тела человека в дыхательном объеме преобладает вклад грудного компонента, а в горизонтальном положении — брюшного [23, 40, 41].

В работе [40] впервые опубликованы исследования относительного вклада грудного и брюшного компонентов на большой группе добровольцев (81 человек). Использовали метод Конно—Мида и дыхательные магнитометры. Результаты исследования показали, что вклад грудного компонента в полный дыхательный объем $\Delta V_g / \Delta V_d$ в положениях лежа и сидя соответственно составили: у 32 мужчин молодого и среднего возраста 25 ± 4 % и 72 ± 3 %, у 29 женщин молодого и среднего возраста 28 ± 4 % и 61 ± 4 %, у 20 пожилых мужчин 21 ± 3 % и 74 ± 3 %. При быстрых дыхательных маневрах увеличивается вклад грудного компонента. По-

видимому, это означает, что мышцы грудной клетки действуют быстрее, чем диафрагмальная и брюшные мышцы. Из приведенных выше значений $\Delta V_r / \Delta V_d$ видно, что в положении лежа отличий нет, а в положении сидя вклад грудной клетки у женщин примерно на 10 % меньше, чем у мужчин, т. е. в положении сидя у женщин меньше тенденция к торакальному дыханию. Однако в работе [40] указано на отсутствие половых и возрастных различий.

Многочисленными исследованиями выявлены различные реакции компонентов на управление и функциональные нагрузки [29, 42–45].

Отдельно рассмотрим вопрос о разбиении дыхательного аппарата на компоненты в механике высокочастотных колебаний легких. Результаты измерений пространственного распределения передаточного импеданса системы дыхания, полученные с помощью оптоэлектронного регистратора трехмерных движений, опубликованы в работе [46]. Для этого 68 отражающих маркеров помещали на поверхность грудной клетки и брюшной стенки здоровых людей и одновременно измеряли их перемещение, создавая синусоидальные колебания давления в полости рта в диапазоне 4...12 Гц. Люди находились в положении лежа на спине. Измерения показали, что маркеры на реберной клетке перемещаются синхронно, а на брюшной стенке видна волна, распространяющаяся по направлению к ногам. На частоте свыше 4 Гц амплитуда перемещения реберной клетки намного больше, чем брюшной стенки, т. е. передаточный импеданс брюшной стенки намного больше, чем реберной клетки. Это означает, что на частотах 8 Гц и выше передаточный импеданс характеризует в основном механику реберной клетки. На частотах свыше 4 Гц колебания поверхности брюшной стенки часто сдвинуты на 180° по отношению к колебаниям ротового давления.

Таким образом, на частотах свыше 4 Гц у грудной стенки (точнее, у ее одного, брюшного, компонента) проявляется поведение, характерное для системы с распределенными параметрами.

С помощью оптоэлектронного метода регистрации трехмерных движений грудной клетки также показано, что при выделении трех компонентов (легочная грудная клетка, брюшная грудная клетка и брюшная стенка) все три компонента являются независимыми, т. е. система обладает тремя степенями свободы [47]. При таком выделении компонентов легочной и брюшной грудной клеткой соответственно называют участки грудной клетки, прилегающие к легким и брюшной полости.

2.2.6. Невесомость и гравитационные перегрузки

Изменение силы тяжести, как и изменение положения тела при нормальной силе тяжести, сильно влияет на механику дыхания. В частности, изменяются вклад грудного и брюшного компонентов в дыхательные движения, растяжимость грудного и брюшного компонентов. Этот эффект был экспериментально исследован во время полетов по параболе Кеплера и космических полетов разной продолжительности.

На рис. 2.16 представлено влияние невесомости на вклад брюшного компонента в дыхательный объем $\Delta V_б / \Delta V_д$ [30]. Сопоставление проведено для данных, полученных на Земле в положении сидя перед полетом и в невесомости. В ходе кратковременной невесомости в параболических полетах значительно возрастает вклад брюшного компонента. Во время 10-дневного полета лаборатории D2 этот вклад возрастал примерно так же. Разброс данных представлен величиной стандартного отклонения.

На рис. 2.17 [30] показано изменение вклада брюшного компонента в дыхательный объем для двух членов экипажа полета Евромир-95. При проведении измерений перед полетом и после космонавты находились в положении сидя. Разброс данных представлен величиной стандартного отклонения. В ходе длительного

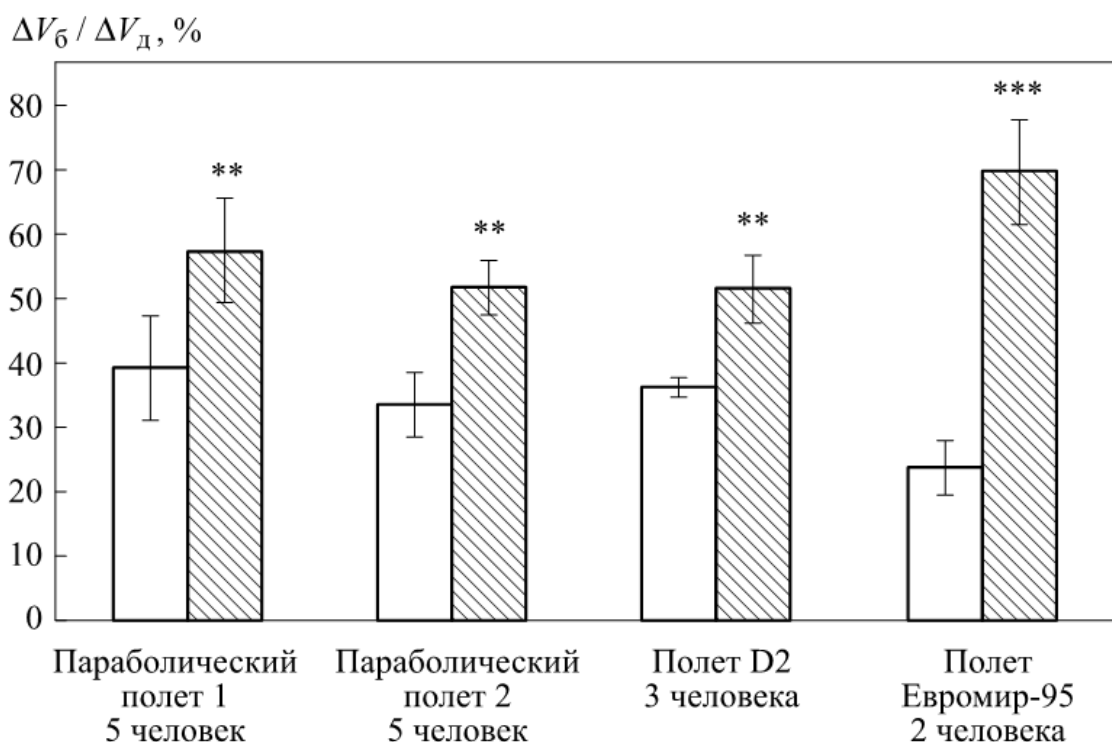


Рис. 2.16. Влияние невесомости на вклад брюшного компонента в дыхательный объем:

** — для уровня значимости $P < 0,01$; *** — для уровня значимости $P < 0,001$;
 — измерение на Земле; — измерение в невесомости

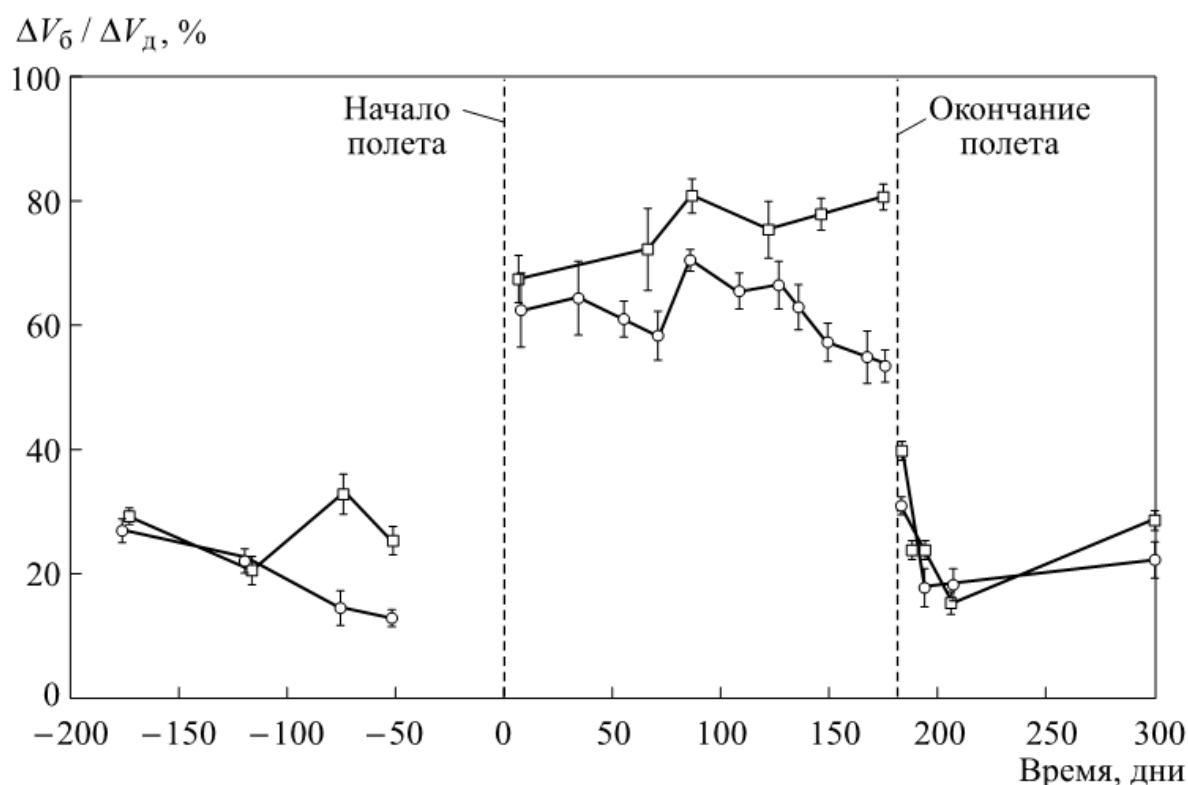


Рис. 2.17. Изменение вклада брюшного компонента в дыхательный объем в ходе длительного космического полета:

□ — 1-й член экипажа; ○ — 2-й член экипажа

ного пребывания в невесомости вклады компонентов в дыхательный объем практически не изменялись. Следовательно, в постоянных гравитационных условиях вклады компонентов постоянны, хотя в первый день после полета доля брюшного компонента была статистически значимо выше, чем перед полетом и в последующие дни после него.

За последние 50 лет измерение брюшного и грудного компонентов дыхательных движений превратилось в распространенный метод исследования механики дыхания. Разработаны теоретические принципы выделения компонентов, различные методы измерений и калибровки приборов. Установлены характерные нормальные величины вкладов компонентов в дыхательный объем. Обнаружено, что при вертикальном положении тела человека в дыхательном объеме преобладает вклад грудного компонента, а при горизонтальном — брюшного. Выявлены различные реакции компонентов на функциональные нагрузки.

Обнаружено, что при некоторых заболеваниях опорно-двигательного аппарата грудной стенки изменяются дыхательные движения [24, 47, 48]. Это может быть использовано при разработке вспомогательных методов диагностики заболеваний.

2.3. Роль грудного и брюшного компонентов в спонтанном и произвольном дыхании

Поскольку вентиляция легких человека обусловлена ритмичными сокращениями двух относительно самостоятельных мышечных групп (диафрагмальных и межреберных), различающихся морфологически, функционально и регуляторно [49], принято выделять брюшной, обеспечиваемый диафрагмальными, и грудной, обеспечиваемый межреберными мышцами, компоненты системы дыхания. Существует мнение, что диафрагма является основным инспиратором и обеспечивает две трети или даже весь спонтанный дыхательный объем [50, 51]. Вклады грудного и брюшного компонентов в реакции системы дыхания на специфические стимулы и при произвольном изменении дыхательного стереотипа практически не изучены из-за отсутствия адекватных методов исследования.

На кафедре анатомии и физиологии человека и животных Тверского государственного университета разработан оригинальный метод безмасочной компьютерной пневмографии, позволяющий определять грудные и брюшные вклады в дыхательные объемы [52].

Принцип действия пневмографа основан на регистрации посредством резисторных датчиков дыхательных движений периметра грудной клетки (на уровне середины грудины) и живота (на уровне подреберья) (рис. 2.18). Для определения соотношения объемных долей дыхательных экскурсий груди и живота рассчитывают балансировочные коэффициенты. Коэффициенты являются результатом анализа сигналов, регистрируемых грудным

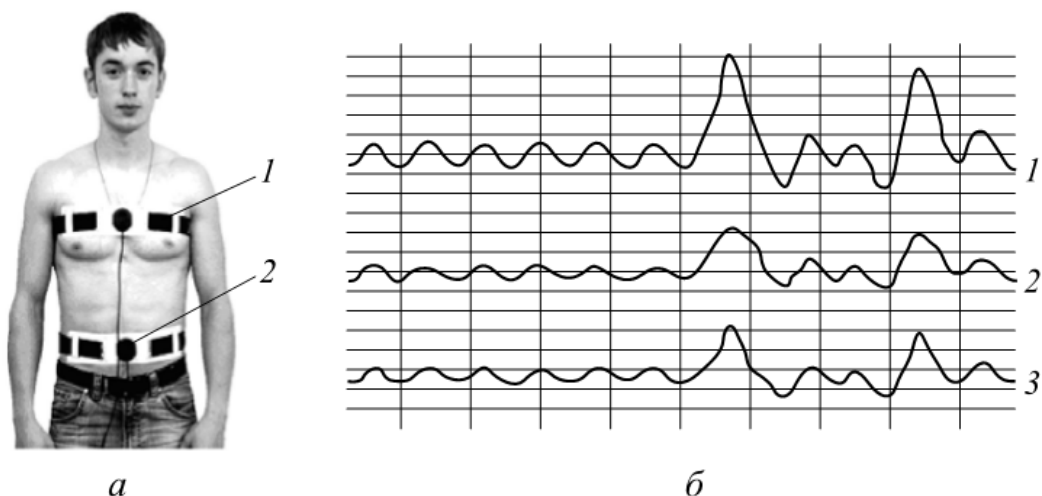


Рис. 2.18. Компьютерная безмасочная пневмография:

а — размещение датчиков на теле: 1 — грудной датчик, 2 — брюшной;
б — пневмограммы: 1 — суммарная, 2 — грудная, 3 — брюшная

и брюшным датчиками при имитации разнонаправленных дыхательных движений грудью и животом во время произвольного апноэ. Сбалансированные сигналы суммируются и калибруются с помощью стандартного спирографа. Таким образом, пневмограф позволяет регистрировать дыхательные объемы и их грудные и брюшные составляющие в миллилитрах.

Использование компьютерного безмасочного пневмографа позволило провести серию экспериментальных исследований поведения грудного и брюшного компонентов системы вентиляции легких человека при изменении положения тела в пространстве, наполнения желудка, при добавочном резистивном сопротивлении, гиперкапнии, мышечной работе и произвольном дыхании. В исследованиях участвовали мужчины в возрасте 19–25 лет. Достоверность различий определялась по критерию Вилкоксона для сопряженных рядов [53].

Выявлено, что вклады грудного и брюшного компонентов в жизненную емкость легких и составляющие ее объемы непостоянны и зависят от положения тела человека в пространстве.

В вертикальном положении (ортостаз +70°) грудные и брюшные вклады в жизненную емкость легких и резервный объем вдоха не различаются (рис. 2.19). Дыхательный объем обеспечивается в большей степени брюшной составляющей (для уровня значимости $P < 0,01$), а резервный объем выдоха — грудной ($P < 0,01$).

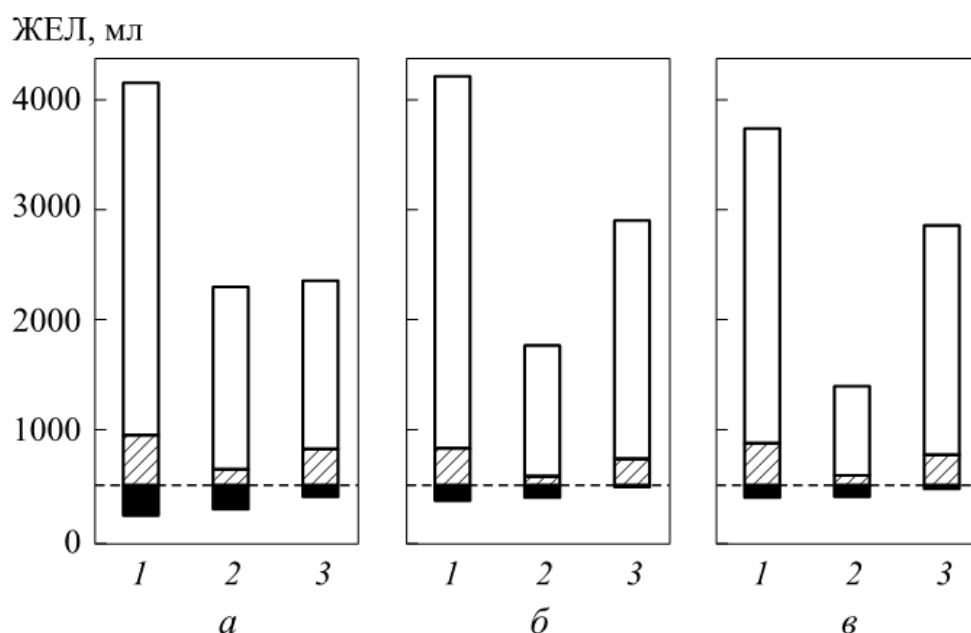


Рис. 2.19. ЖЕЛ и составляющие ее объемы при вертикальном (а), горизонтальном (б) и антиортостатическом (в) положениях тела:

1 — фактическое значение резервного объема вдоха; 2 — грудная составляющая; 3 — брюшная составляющая; □ — резервный объем вдоха; ■ — резервный объем выдоха; ▨ — дыхательный объем; --- — уровень спокойного выдоха

При переходе из вертикального в горизонтальное положение жизненная емкость легких не меняется, ее грудная составляющая уменьшается ($P < 0,05$), а брюшная соответственно увеличивается ($P < 0,05$). Меняется и соотношение объемов, составляющих жизненную емкость легких. Резервный объем вдоха увеличивается за счет брюшной составляющей ($P < 0,05$), при этом вклад грудной составляющей уменьшается ($P < 0,05$). Дыхательный объем уменьшается за счет грудной составляющей ($P < 0,05$).

В антиортостатическом (-30°) положении жизненная емкость снижается за счет уменьшения грудной составляющей резервного объема вдоха ($P < 0,05$). Дыхательный объем и резервный объем выдоха практически не меняются.

Таким образом, в горизонтальном и антиортостатическом положении происходит уменьшение резервного объема выдоха и грудной составляющей резервного объема вдоха, однако резервный объем вдоха увеличивается за счет брюшного компонента. Причиной отмеченных явлений, по всей видимости, является изменение баланса упругих и эластических сил, действующих на грудную клетку и органы брюшной полости [54—56], а также гравитационное перераспределение жидкостей в грудной и брюшной полостях [57, 58].

Интенсивность вентиляции легких $\dot{V}_d$ в горизонтальном и антиортостатическом положениях значительно ниже, чем в вертикальном ($P < 0,05$). Снижение вентиляции происходит в большей степени за счет уменьшения грудной ($P < 0,01$) и в меньшей — за счет брюшной ($P < 0,05$) составляющих дыхательного объема V_d . Поэтому брюшной вклад (в %) в дыхательный объем в горизонтальном и антиортостатическом положениях больше, чем в вертикальном ($P < 0,05$) (табл. 2.2).

Вероятно, в состоянии покоя центральный механизм регуляции дыхания на основании информации о механическом состоянии вентиляторного аппарата определяет не только оптимальное соотношение глубины и частоты дыхания [56], но и грудного и брюшного вкладов в дыхательный объем.

Механическое состояние системы дыхания зависит и от степени наполнения желудка. Увеличение объема желудка на 1 л не влияет на функциональную жизненную емкость легких (ФЖЕЛ) и составляющие ее объемы. При этом грудная составляющая жизненной емкости несколько уменьшается, а брюшная соответственно увеличивается ($P < 0,01$). Уменьшение грудной и увеличение брюшной составляющих жизненной емкости легких происходит за счет соответствующих изменений вкладов грудного и брюш-

Параметры дыхания в разных положениях тела

Параметр	Положение тела			<i>P</i> , менее
	Ортостаз (+70°)	Лежа	Антиортостаз (−30°)	
$\dot{V}_d$, мл/мин	9220 ± 1042	6398 ± 412	6529 ± 528	0,05
$\dot{V}_r$, мл/мин	2908 ± 305	1348 ± 182	1580 ± 156	0,05
$\dot{V}_b$, мл/мин	6312 ± 891	5049 ± 432	4949 ± 533	0,05
V_d , мл	535 ± 91	327 ± 23	349 ± 40	0,01
V_r , мл	163 ± 24	71 ± 9	83 ± 10	0,01
V_r , %	32,7 ± 3,6	21,9 ± 2,7	25,2 ± 3,5	0,05
V_b , мл	372 ± 73	256 ± 22	266 ± 39	0,05
V_b , %	67,3 ± 3,6	78,1 ± 2,7	74,8 ± 3,5	0,05
Частота дыхания, цикл/мин	18,7 ± 1,6	19,9 ± 1,1	19,8 ± 2,2	—

Примечание. *P* — уровень значимости достоверности различий между параметрами вентиляции легких для положений тела стоя и лежа

ного компонентов в резервные объемы вдоха и выдоха; дыхательный объем не меняется (рис. 2.20).

Вероятно, увеличение брюшной составляющей резервного объема вдоха обусловлено тем, что наполненный желудок при расслаблении мышц брюшного пресса опускается под своей тяжестью и в меньшей степени препятствует сокращению диафрагмы. Увеличение брюшной составляющей резервного объема выдоха

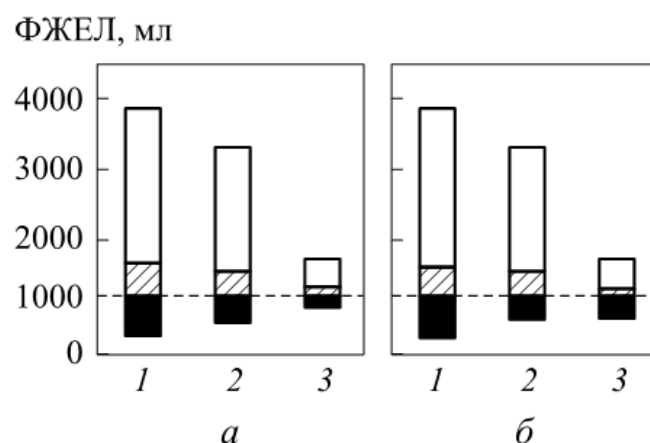


Рис. 2.20. ФЖЕЛ и составляющие ее объемы в условиях пустого (а) и наполненного (б) желудка:

1 — фактическое значение; 2 — грудная составляющая; 3 — брюшная составляющая; □ — резервный объем вдоха, ■ — резервный объем выдоха, ▨ — дыхательный объем; --- — уровень спокойного выдоха

($P < 0,05$) происходит вследствие того, что наполненный желудок при сокращении мышц брюшного пресса в большей степени приподнимает диафрагму.

Активность грудного и брюшного компонентов системы дыхания зависит от метаболических потребностей организма и контролируется гуморально-рефлекторным и нейрогенным механизмами саморегуляции дыхания.

В качестве гуморально-рефлекторного стимула используется прогрессирующая гиперкапния (возвратное дыхание до увеличения концентрации углекислого газа в альвеолярном воздухе на 20 мм рт. ст.). Повышение содержания углекислоты в альвеолярном воздухе сопровождается увеличением вентиляции легких за счет прироста грудной и брюшной составляющих дыхательного объема пропорционально их исходному соотношению ($P < 0,01$), обусловленному механическим состоянием дыхательного аппарата (рис. 2.21).

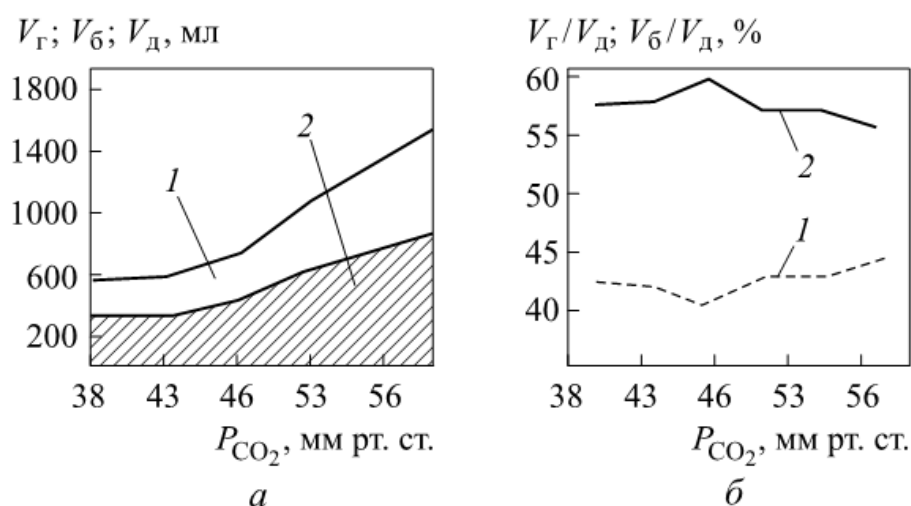


Рис. 2.21. Динамика дыхательного объема (а), грудного и брюшного вкладов в дыхательный объем (б) в условиях прогрессирующей гиперкапнии: 1 — грудная составляющая; 2 — брюшная составляющая

В качестве нейрогенного стимула используется циклическая мышечная работа в течение 5 мин на велоэргометре мощностью 150 Вт. При работе вентиляция легких увеличивается за счет прироста как частоты, так и глубины дыхания ($P < 0,01$). Углубление дыхания происходит за счет равного прироста грудной и брюшной составляющих дыхательного объема. Поэтому исходно меньший процентный грудной вклад в вентиляцию легких увеличивается и с первой минуты работы становится больше брюшного (рис. 2.22). Вероятно, снижение брюшного вклада в вентиляцию легких при мышечной работе обусловлено изменением механического состояния системы дыхания, поскольку напряжение

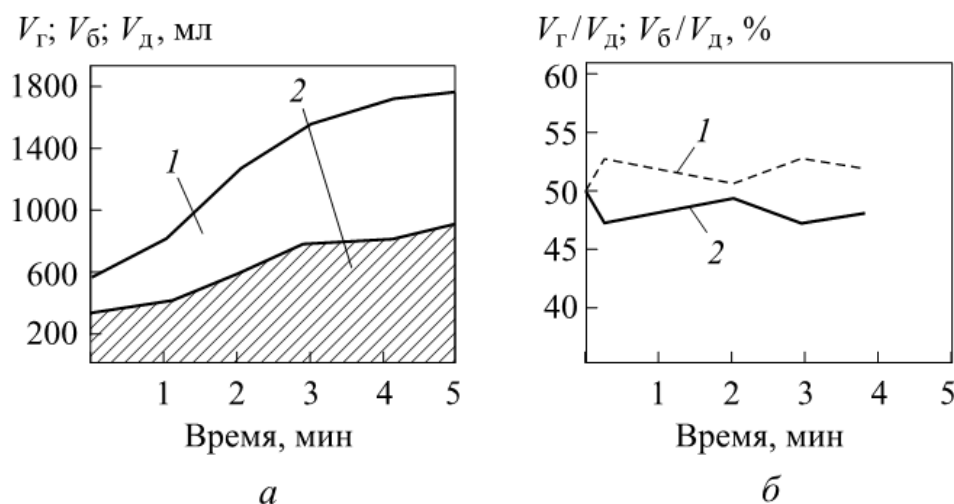


Рис. 2.22. Динамика дыхательного объема (а), грудного и брюшного вкладов в дыхательный объем (б) в условиях циклической мышечной работы: 1 — грудная составляющая; 2 — брюшная составляющая

мышц брюшного пресса, участвующих в выполнении заданной нагрузки, снижает подвижность диафрагмы [55, 56].

Особенностью системы дыхания является то, что ее эффекторный аппарат представлен поперечно-полосатой дыхательной мускулатурой, активность которой находится как под контролем автономных механизмов саморегуляции дыхания, так и под произвольным контролем.

Произвольное увеличение глубины дыхания осуществляется в большей мере за счет прироста грудной, чем брюшной, составляющей дыхательного объема (рис. 2.23). Таким образом, произвольно углубленное дыхание осуществляется в основном грудным компонентом. Произвольное уменьшение глубины дыхания также осуществляется, главным образом, за счет грудного компонента,

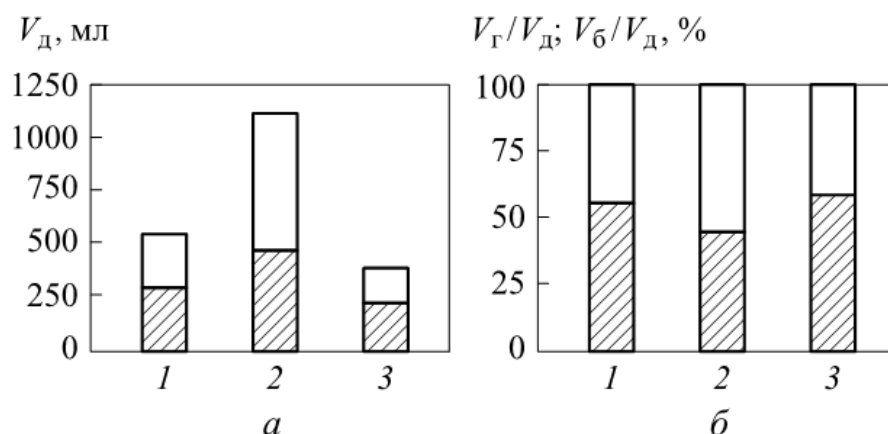


Рис. 2.23. Дыхательный объем (а), грудной и брюшной вклады в дыхательный объем (б):

1 — при спонтанном дыхании; 2 — при произвольно увеличенной глубине дыхания; 3 — при произвольно уменьшенной глубине дыхания; □ — грудные составляющие; ▨ — брюшные составляющие

поэтому при произвольном поверхностном дыхании легкие вентилируются в основном брюшным компонентом.

Полученные данные позволяют предположить, что грудные дыхательные движения более подвержены произвольному контролю, чем брюшные. Это можно объяснить значительно более развитым, чем в диафрагме, проприорецепторным аппаратом межреберных мышц, участвующим в формировании петли обратной связи при контроле за выполнением произвольных дыхательных движений.

Для анализа взаимодействия механизмов саморегуляции и произвольного контроля активности грудной и брюшной дыхательной мускулатуры исследована способность волевого сдерживания грудных и брюшных дыхательных движений. Испытуемым предлагалось вентилировать легкие только за счет грудных, сдерживая брюшные дыхательные движения, либо только за счет брюшных (рис. 2.24).

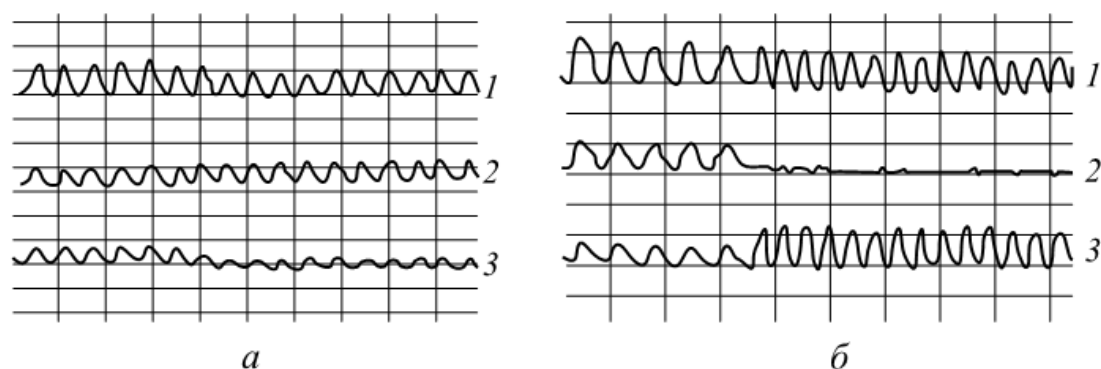


Рис. 2.24. Пневмограммы при грудном (а) и брюшном (б) дыхании: 1 — суммарная; 2 — грудная; 3 — брюшная

Оказалось, что при визуальном контроле за пневмограммой испытуемые способны произвольно сдерживать как грудные, так и брюшные дыхательные движения. В процессе обучения грудному и брюшному дыханию способность к волевому сдерживанию грудных ($P < 0,01$) и брюшных дыхательных движений ($P < 0,05$) растет. Однако полного отключения дыхательной активности ни грудного, ни брюшного компонента не наблюдается, что, вероятно, является следствием ограничивающего влияния автономных механизмов саморегуляции дыхания на эффективность произвольного управления дыхательными движениями (рис. 2.25).

Для сравнения степени подчиненности произвольному контролю используются коэффициенты сдерживания грудных $K_{сд.г}$ и брюшных $K_{сд.б}$ дыхательных движений — произвольное уменьшение вклада в дыхательный объем, выраженное в процентах от спонтанной величины:

$$K_{\text{сд.г}} = \frac{V_{\text{г}}^{\text{сп}} - V_{\text{г}}^3}{V_{\text{г}}^{\text{сп}}} \cdot 100 \%;$$

$$K_{\text{сд.б}} = \frac{V_{\text{б}}^{\text{сп}} - V_{\text{б}}^3}{V_{\text{б}}^{\text{сп}}} \cdot 100\%,$$

где $V_{\text{г}}^{\text{сп}}$, $V_{\text{б}}^{\text{сп}}$ — грудная и брюшная составляющие при спонтанном дыхании; $V_{\text{г}}^3$, $V_{\text{б}}^3$ — грудная и брюшная составляющие при заданном дыхании.

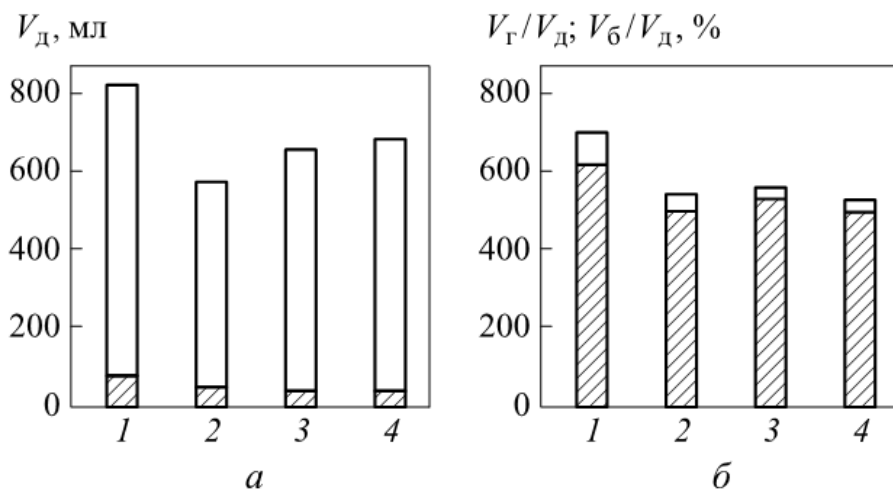


Рис. 2.25. Динамика грудного и брюшного вкладов в дыхательный объем в процессе обучения грудному (а) и брюшному дыханию (б): 1—4 — сеансы тренировки; □ — грудные составляющие; ▨ — брюшные составляющие

Исходно степень волевого сдерживания грудных дыхательных движений превышает ($P < 0,05$) степень сдерживания брюшных. В процессе тренировки степень волевого сдерживания грудных и брюшных дыхательных движений растет ($P < 0,01$) синхронно, поэтому сохраняется достоверное преобладание сдерживания грудного компонента ($P < 0,05$) (рис. 2.26).

Полученные данные еще раз подтверждают предположение о значительной степени подверженности грудных дыхательных движений произвольному контролю, тогда как брюшные движения в большей мере испытывают на себе влияние автономных механизмов саморегуляции дыхания.

Естественным примером взаимодействия механизмов произвольного контроля и автономной саморегуляции дыхания является речевое дыхание, сопровождающееся специфическим изменением объемно-временной структуры дыхательного цикла (рис. 2.27).

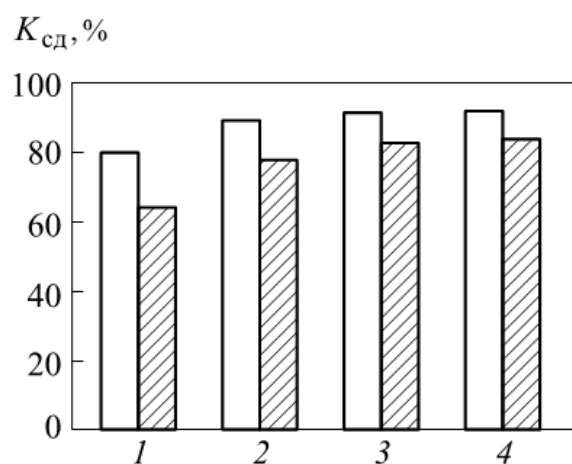


Рис. 2.26. Динамика степени сдерживания дыхательных движений в процессе обучения брюшному и грудному дыханию:

1—4 — сеансы тренировки; $\square$ — коэффициент сдерживания грудных движений; $\square$ — коэффициент сдерживания брюшных движений

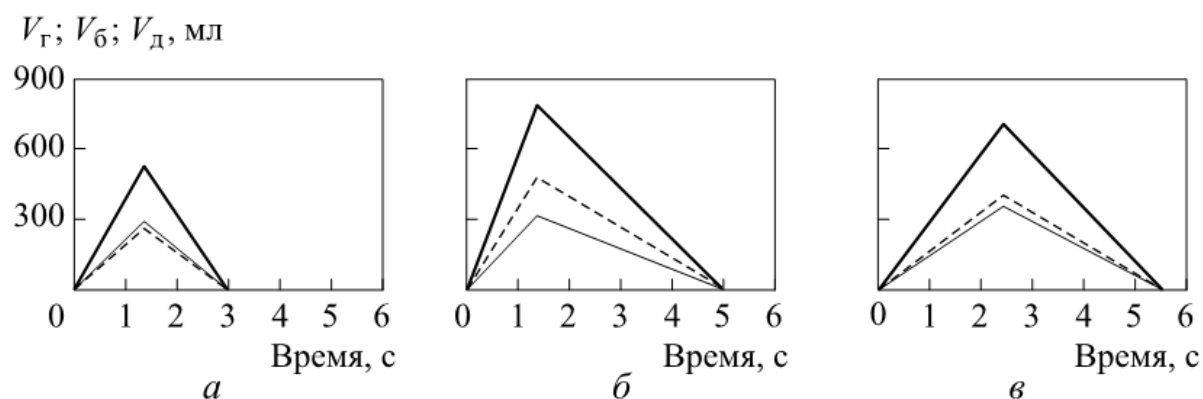


Рис. 2.27. Объемно-временная структура дыхательного цикла при спонтанном (а), речевом (б) дыхании и при дыхании с увеличенным сопротивлением (в):

— — суммарный дыхательный объем; — — — — — брюшной компонент; - - - — грудной компонент

Так, произнесение индифферентного текста сопровождается значительным увеличением времени дыхательного цикла за счет более продолжительного выдоха ($P < 0,05$) несмотря на компенсаторное уменьшение времени вдоха и постэкспираторной паузы. Уменьшение частоты дыхания компенсируется увеличением скорости и объема вдоха. Поскольку объем вдоха увеличивается в большей степени за счет грудной составляющей ($P < 0,01$), выполнение речевого задания сопровождается значительным снижением скорости выдоха в большей степени за счет брюшного компонента (см. рис. 2.27).

При речевом дыхании выдох осуществляется через смыкающиеся связки голосовой щели, что вызывает повышение экспи-

раторного резистивного сопротивления. При дыхании с искусственным добавочным сопротивлением (диафрагма с отверстием диаметром 4 мм) наблюдается компенсаторное синхронное уменьшение объемных скоростей вдоха и выдоха грудного и брюшного компонентов, направленное на снижение сопротивления потоку воздуха. Вероятно, поведение брюшного компонента при речевом дыхании, как и при дыхании через диафрагму, обусловлено реакцией на увеличенное сопротивление.

По мере увеличения громкости произнесения ритмичного текста отмечается значительное увеличение дыхательного объема в большей мере за счет грудного компонента ($P < 0,01$). При этом частота дыхания, определяемая ритмом речевого задания, не меняется. Повышение громкости произнесения ритмичного текста сопровождается увеличением скорости выдоха за счет грудного компонента ($P < 0,01$) (рис. 2.28).

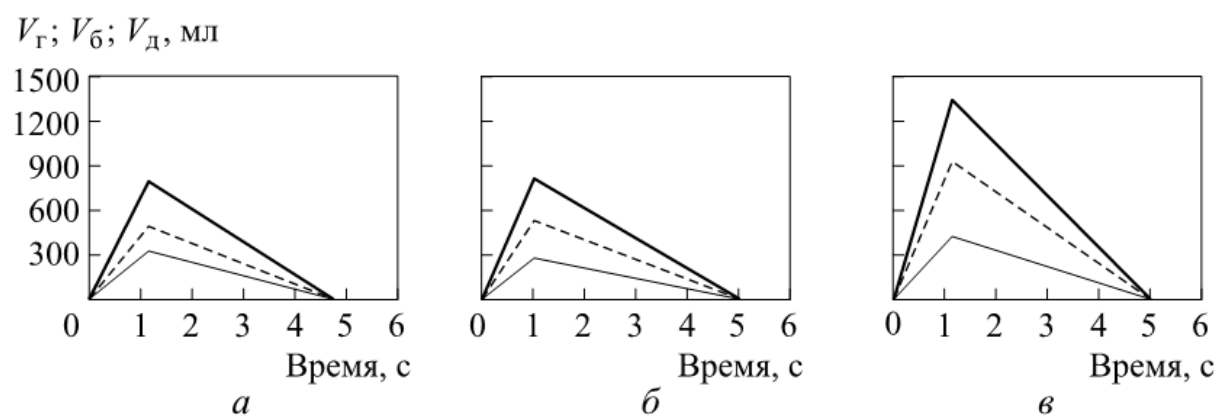


Рис. 2.28. Объемно-временная структура дыхательного цикла при произнесении ритмичного текста шепотом (*а*), с обычной громкостью (*б*) и громко (*в*):

— — суммарный дыхательный объем; — — грудной компонент; - - - — брюшной компонент

Таким образом, при речевом дыхании поведение брюшного компонента определяется реакцией системы саморегуляции дыхания на повышенное резистивное сопротивление, активность грудного компонента обусловлена произвольным механизмом регуляции в зависимости от характера речевого задания. При спонтанном дыхании в обычных условиях и при хеморецепторной и нейрогенной стимуляции соотношение грудного и брюшного вкладов в дыхательный объем обуславливается, прежде всего, механическим состоянием дыхательного аппарата. Произвольному контролю в большей степени подвержены грудные дыхательные движения, поскольку проприорецепторный аппарат грудных мышц более развит, чем аппарат диафрагмы.

2.4. Диэлектрические характеристики биологических тканей

Интерес исследователей к изучению электрических свойств тканей тела человека был вызван в первую очередь открытием А. Валлера (1889) и последующим использованием В. Эйнтховеном (1903) электрокардиограмм сердца человека. В дальнейшем электрические свойства тканей и взвесей клеток интересовали ученых по многим другим причинам. Данные свойства определяют прохождение электрического тока через тело и поэтому имеют фундаментальное значение в изучении биологических эффектов электромагнитного поля при измерении физиологических параметров в теоретических и практических исследованиях в электрокардиографии, миографии и многих других областях.

Физическими величинами, используемыми для описания электрических свойств тканей, являются относительная ϵ и абсолютная для вакуума ϵ_0 диэлектрические проницаемости соответственно, а также проводимость σ материала.

Для биологических тканей ϵ и σ имеют сильную зависимость от частоты. Эта частотная зависимость (дисперсия) возникает по нескольким причинам, которые описали Фостер и Шванн [59, 60] на основании простых биофизических моделей. Для типичной мягкой ткани на разных частотах преобладают различные механизмы:

- на низких частотах (обычно ниже нескольких сотен килогерц) электропроводность ткани в основном обусловлена проводимостью электролитов во внеклеточном пространстве. Совокупная проводимость ткани вследствие этого является функцией, чувствительной к объему фракции внеклеточного пространства и проводимости внеклеточной среды. Биологическая ткань при этом проявляет дисперсию (альфа-дисперсию), имеющую центр в килогерцевом диапазоне, по причине нескольких физических процессов, к которым относятся поляризация противоионов вблизи заряженной поверхности ткани и возможность поляризации больших, контактирующих с мембраной структур в ткани;

- на частотах более 100 кГц в ткани проявляется бета-дисперсия с центром в области 0,1...10 МГц из-за зарядки клеточной мембраны через внутриклеточную и внеклеточную среду. При бета-дисперсии клеточные мембраны имеют незначительный импеданс, и ток проходит как через внеклеточное, так и через внутриклеточное пространство;

- на микроволновых частотах (свыше 1 ГГц) ткань проявляет гамма-дисперсию вследствие вращательной релаксации молекул воды. Эта дисперсия имеет центр в области 20 ГГц.

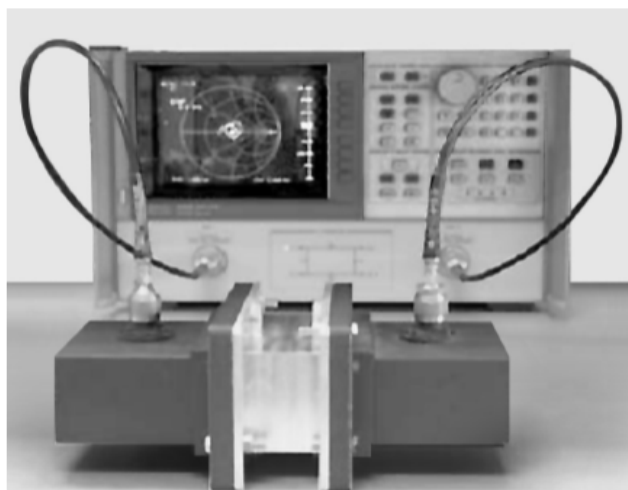


Рис. 2.29. Внешний вид установки для измерения комплексной диэлектрической проницаемости образцов

Для создания биорадиолокатора необходимо знание диэлектрических свойств биологических тканей, поскольку без этого невозможно корректно сформулировать технические характеристики прибора и оценить его возможности. Для определения комплексных диэлектрических проницаемостей тканей в работе [61] предлагается простая экспериментальная установка (рис. 2.29), использующая частоту 2,45 ГГц. Для этой цели характеристики рассеяния СВЧ-излучения биологической тканью, помещенной в специальный держатель и располагаемой внутри волновода, измеряются и сравниваются с результатами численного моделирования по методу конечных разностей на адаптивной сетке.

Систематические ошибки минимизировались точной калибровкой экспериментальной установки. Полученные результаты хорошо согласуются с другими результатами, опубликованными в литературе. В ходе измерений были получены значения диэлектрической проницаемости и проводимости для различных типов тканей и внутренних органов крыс на частоте 2,45 ГГц (табл. 2.3).

Таблица 2.3

Диэлектрическая проницаемость и проводимость различных тканей

Тип ткани	Диэлектрическая проницаемость	Проводимость, См/м
Печень	$42,60 \pm 0,96$	$1,52 \pm 0,08$
Легкие	$47,36 \pm 0,69$	$1,64 \pm 0,09$
Почки	$49,84 \pm 1,09$	$1,77 \pm 0,21$
Поджелудочная железа	$41,70 \pm 0,78$	$1,58 \pm 0,09$
Мышцы	$49,50 \pm 0,64$	$1,77 \pm 0,05$

На этой же установке были проведены аналогичные измерения комплексной диэлектрической проницаемости для тканей, загрязненных тяжелыми металлами (свинец, кадмий). Результаты представлены в табл. 2.4. Содержание свинца и кадмия составляло соответственно 0,05 и 0,02 мг/г веса тела. Сравнение данных в табл. 2.3 и 2.4 показывает, что тяжелые металлы существенно влияют на диэлектрические параметры тканей и органов.

Таблица 2.4

Диэлектрическая проницаемость и проводимость различных тканей, загрязненных тяжелыми металлами

Тип ткани	Диэлектрическая проницаемость при загрязнении		Проводимость при загрязнении, См/м	
	свинцом	кадмием	свинцом	кадмием
Печень	$45,40 \pm 1,38$	$42,50 \pm 0,80$	$1,20 \pm 0,16$	$1,35 \pm 0,18$
Легкие	$38,99 \pm 1,34$	$40,75 \pm 1,33$	$1,19 \pm 0,10$	$1,19 \pm 0,09$
Почки	$45,70 \pm 1,18$	$44,17 \pm 0,98$	$1,21 \pm 0,20$	$1,08 \pm 0,10$
Поджелудочная железа	$46,83 \pm 1,23$	$51,99 \pm 1,04$	$1,40 \pm 0,14$	$1,20 \pm 0,13$
Мышцы	$48,14 \pm 0,69$	$45,67 \pm 1,37$	$1,19 \pm 0,22$	$1,10 \pm 0,09$

Также представим данные по диэлектрическим свойствам биологических тканей, взятые из зарубежных [60] и отечественных [62, 63] литературных источников.

Диэлектрические свойства тканей на радиочастотах, приведенные в табл. 2.6 [60], были получены в основном на удаленной из организма ткани. Взаимосвязь этих свойств и диэлектрических свойств живых тканей выяснена не до конца. В табл. 2.5 представлены выборочные данные о проницаемости и проводимости различных тканей [59, 60]. Все данные получены для тканей при температуре 37...38 °С.

Диэлектрические свойства тканей изменяются с изменением температуры. При температуре ткани ниже 44...45 °С эти изменения в основном обратимы. При более высоких температурах происходят необратимые изменения в диэлектрических свойствах тканей. Например, для скелета собаки такие изменения наступают при температуре выше 44,5 °С [60]. Выраженность данных изменений зависит от типа ткани, продолжительности нагрева и других факторов.

Другие данные комплексной диэлектрической проницаемости тканей человека, которые охватывают широкий диапазон частот, содержатся в табл. 2.6 [62].

Таблица 2.5

**Проводимость и относительная диэлектрическая проницаемость
различных тканей**

Вид ткани	Частота, ГГц			
	0,1	1	3	10
Параллельная скелетная мышца	$\frac{0,95-0,99}{67-72}$ $\frac{0,9\pm0,08}{68\pm2}$ $\frac{0,75-0,82}{64-70}$	$\frac{1,38-1,45}{57-59}$ $\frac{1,3}{58}$ $\frac{1,5}{48}$	— $\frac{2,7\pm0,07}{52,5\pm0,7}$ $\frac{2,8}{46}$	$\frac{8,3}{40-42}$ $\frac{7,7}{37}$ $\frac{8,8}{35}$
Печень	$\frac{0,72}{77}$ $\frac{0,70}{79}$ $\frac{0,60-0,71}{65-68}$	$\frac{0,98}{46}$ $\frac{1,2}{55}$ $\frac{0,95-1,0}{47-49}$	$\frac{2,0}{42}$ $\frac{2,4}{53}$ $\frac{2,8}{42-43}$	$\frac{5,8-6,7}{34-38}$ $\frac{10,0}{37}$ —
Легкое	— $\frac{—}{35}$ —	$\frac{0,80\pm0,02}{—}$ $\frac{0,73}{35}$ —	— — —	— — —
Селезенка	$\frac{—}{83}$ $\frac{1,05}{71-76}$ $\frac{0,53}{8,1\pm3}$	$\frac{0,75\pm0,02}{54}$ $\frac{1,2}{50-51}$ $\frac{1,09-1,13}{50}$	$\frac{22,05\pm0,03}{52\pm0,6}$ — $\frac{2,7}{46}$	$\frac{6,5}{42}$ — $\frac{10,0}{38}$
Почка	$\frac{—}{89-95}$ $\frac{0,94-1,05}{56-62}$ $\frac{0,73-0,76}{85\pm1}$	$\frac{0,48-0,51}{—}$ $\frac{—}{43}$ $\frac{0,95-0,97}{46}$	$\frac{1,0}{—}$ — $\frac{2,3\pm0,05}{47,5\pm1}$	— — $\frac{4,5-7,4}{30-37}$
Белое вещество мозга	$\frac{0,29-0,31}{57-66}$ $\frac{0,36-0,48}{65}$ $\frac{0,66-0,72}{58-64}$	$\frac{0,52-0,85}{40-44}$ $\frac{0,89-0,94}{35}$ $\frac{0,80}{38-39}$	$\frac{0,81-0,82}{35-41}$ $\frac{1,8-2,1}{33}$ $\frac{1,5}{—}$	— $\frac{—}{25}$ $\frac{8}{—}$

Вид ткани	Частота, ГГц			
	0,1	1	3	10
Серое вещество мозга	$\frac{0,45-0,63}{90}$	—	$\frac{0,89-1,17}{—}$	—
	$\frac{0,69}{90}$	$\frac{—}{45}$	$\frac{—}{44}$	$\frac{10}{40}$
	$\frac{0,45}{65-80}$	$\frac{1,1}{47-51}$	$\frac{2,0}{—}$	—
	—	—	—	—
Кость	$\frac{—}{23}$	$\frac{—}{8}$	$\frac{—}{7,5}$	$\frac{0,5-1,7}{8}$
	$\frac{0,0574}{—}$	$\frac{0,05}{—}$	$\frac{0,16}{—}$	—
	$\frac{0,7}{—}$	—	—	—
	—	—	—	—
Целая кость	—	$\frac{—}{58-62}$	$\frac{—}{55-56}$	$\frac{9,1}{50-52}$
	$\frac{1,0}{67}$	$\frac{1,4-1,6}{63-67}$	$\frac{2,5-3,1}{—}$	$\frac{10,5}{45}$
	$\frac{—}{72-74}$	$\frac{1,3}{63}$	—	—
	—	—	—	—
Жир	$\frac{—}{4,5-4,7}$	$\frac{0,7-0,8}{4,3-7,5}$	$\frac{—}{4-7}$	$\frac{0,3-0,4}{3,5-4,0}$
	$\frac{0,02-0,07}{—}$	$\frac{—}{3-6}$	—	—
	—	$\frac{0,03-0,09}{—}$	—	—
	—	—	—	—

Примечания. 1. В числителе приведены значения проводимости, См/м, в знаменателе — относительной диэлектрической проницаемости ткани. 2. Измерение на каждой частоте производилось на трех срезах тканей.

Толщина скин-слоя δ определяется как глубина, на которой интенсивность электромагнитной волны спадает в $e = 2,718$ раз:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\mu\mu_0 \sigma f}},$$

где μ и μ_0 — относительная и абсолютная магнитные проницаемости. Можно с хорошим приближением считать, что относительная магнитная проницаемость для биологических тканей равна 1.

Таблица 2.6

Комплексная диэлектрическая проницаемость тканей человека

f , МГц	λ_0 , см	ε	σ , См/м	λ_t , см	δ , см
100	$\frac{300}{300}$	$\frac{7,45}{71,7}$	$\frac{0,020-0,075}{0,889}$	$\frac{106}{27}$	$\frac{60,4}{6,66}$
200	$\frac{150}{150}$	$\frac{5,95}{56,5}$	$\frac{0,026-0,094}{1,28}$	$\frac{59,7}{16,6}$	$\frac{39,2}{4,79}$
300	$\frac{100}{100}$	$\frac{6,7}{54}$	$\frac{0,032-0,107}{1,37}$	$\frac{41}{11,9}$	$\frac{32,1}{3,89}$
433	$\frac{69,3}{69,3}$	$\frac{5,6}{53}$	$\frac{0,038-0,118}{1,43}$	$\frac{28,8}{8,76}$	$\frac{26,2}{3,57}$
750	$\frac{40}{40}$	$\frac{5,6}{52}$	$\frac{0,050-0,138}{1,54}$	$\frac{16,8}{5,34}$	$\frac{23}{3,18}$
915	$\frac{32,8}{32,8}$	$\frac{5,6}{51}$	$\frac{0,056-0,147}{1,60}$	$\frac{13,7}{4,46}$	$\frac{17,7}{3,04}$
1 500	$\frac{20}{20}$	$\frac{5,6}{49}$	$\frac{0,071-0,171}{1,77}$	$\frac{8,41}{2,81}$	$\frac{13,9}{2,42}$
2 450	$\frac{12,2}{12,2}$	$\frac{5,5}{47}$	$\frac{0,096-0,213}{2,21}$	$\frac{5,21}{1,76}$	$\frac{11,2}{1,70}$
3 000	$\frac{10}{10}$	$\frac{5,5}{46}$	$\frac{0,110-0,234}{2,26}$	$\frac{4,25}{1,45}$	$\frac{9,74}{1,61}$
5 000	$\frac{6}{6}$	$\frac{5,5}{44}$	$\frac{0,162-0,309}{3,92}$	$\frac{2,63}{0,89}$	$\frac{6,67}{0,788}$
5 900	$\frac{5,17}{5,17}$	$\frac{5,05}{43,3}$	$\frac{0,186-0,338}{4,73}$	$\frac{2,29}{0,775}$	$\frac{5,24}{0,720}$
8 000	$\frac{3,75}{3,75}$	$\frac{4,7}{40}$	$\frac{0,255-0,431}{7,65}$	$\frac{1,73}{0,578}$	$\frac{4,61}{0,413}$
10 000	$\frac{3}{3}$	$\frac{4,5}{39,9}$	$\frac{0,324-0,549}{10,3}$	$\frac{1,41}{0,464}$	$\frac{3,39}{0,343}$

Примечания. 1. f — частота электромагнитной волны; λ_t — длина электромагнитной волны в тканях; δ — глубина проникновения (толщина скин-слоя) электромагнитной волны на частоте f , которой соответствует длина волны λ в воздухе. 2. В числителе приведены значения для тканей с низким содержанием воды (жир, кости), в знаменателе — с высоким (мышцы, кожа).

Длина электромагнитной волны в среде λ_t с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ , отличной от 1, и относительно низкой электропроводностью связана с длиной волны в вакууме λ_0 соотношением [64]

$$\lambda_t = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon}}.$$

В тех случаях, когда электропроводностью среды пренебрегать нельзя, необходимо пользоваться соотношением

$$\lambda_t = \frac{\lambda_0}{\operatorname{Re} \sqrt{\epsilon'}},$$

где ϵ' — комплексная диэлектрическая проницаемость, учитывающая конечную проводимость среды.

Данные, полученные на установке, описанной в работе [61], на частоте 2,45 ГГц удовлетворительно согласуются с табличными данными из работ [60, 62] на этой же частоте. Толщина скин-слоя является весьма важным параметром, так как позволяет оценить глубину проникновения электромагнитного излучения в тело человека и возможность проведения измерений непосредственно на внутренних органах человека. В частности, это важно для измерения сокращений сердца, передняя стенка которого находится на расстоянии 4...5 см за грудиной.

В табл. 2.7 приведены данные для диэлектрических свойств биологических тканей и органов в широком диапазоне частот [62].

Таблица 2.7

Диэлектрическая проницаемость биологических тканей и органов на разных радиочастотах

Органы и ткани	Радиочастота, Гц					
	10^8	$2 \cdot 10^8$	$3 \cdot 10^9$	$8,5 \cdot 10^9$	10^{10}	$1,7 \cdot 10^{11}$
Скелетные мышцы	71–76	56	50	42	40	34
Миокард	—	59–63	—	—	—	—
Печень	76–79	50–56	42–43	34–38	—	—
Селезенка	100	—	47	40	38	34
Почки	90	62	—	—	—	—
Белое вещество головного мозга	—	—	34	29	28	—
Серое вещество головного мозга	—	—	43	38	37	—
Жировая ткань	—	4,5–7,5	3,9–7,2	3,5–4,5	3,5–4,0	—

2.5. Физические основы биорадиолокации

Взаимодействие высокочастотных волн с биологическими структурами лежит в основе ряда распространенных медико-биологических технологий. Сильное поглощение электромагнитных волн биологическими тканями обусловлено высоким содержанием в них воды, находящейся в связанном состоянии в белковом матриксе. На макроскопическом уровне процессы поглощения и отражения электромагнитных волн характеризуются значениями удельной активной и емкостной проводимостей, зависящих от типа ткани, условий измерения (*in vivo* или *in vitro*) и частоты волны.

В работах [1–5] была экспериментально продемонстрирована возможность обнаружения и регистрации радиолокационными методами движений тела человека, связанных с дыханием и сердцебиением, а также достоверной оценки временных интервалов этих процессов.

В задачах биорадиолокации получение сколько-нибудь значимых рекомендаций для технических характеристик разрабатываемой системы или оценки ее возможностей затруднительно без знания электрических свойств биологических тканей. Для этих целей предложена математическая модель (модель Френеля), описывающая процесс отражения волны от поверхности биоткани для случаев одно- и многослойной структуры. Получены зависимости коэффициента отражения зондирующего излучения для одно- и многослойной модели биообъекта (БО) для различных типов поляризации излучения, частот, углов падения волны, толщин разных слоев модели, их диэлектрических свойств (действительной и мнимой составляющих относительной диэлектрической проницаемости). Также получены выражения и построены зависимости чувствительности коэффициента отражения электромагнитной волны к изменениям данных параметров.

2.5.1. Отражение электромагнитных волн от границы раздела двух сред

Рассмотрим поведение плоской монохроматической электромагнитной волны (ЭМВ), падающей на границу раздела двух сред. Возможны две ситуации: вектор напряженности электрического поля E лежит в плоскости падения ЭМВ (такая поляризация волны по отношению к плоскости падения света называется *p*-поляризацией); электрическое поле E направлено перпендикулярно к плоскости падения света (*s*-поляризация).

Для вычисления коэффициента отражения от границы раздела в этом случае можно воспользоваться формулами Френеля:

$$r_p = \frac{\epsilon_2/(\epsilon_2 - \epsilon_1 \sin^2 \varphi)^{1/2} - n'/\cos \varphi}{\epsilon_2/(\epsilon_2 - \epsilon_1 \sin^2 \varphi)^{1/2} + n'/\cos \varphi}; \quad (2.2)$$

$$r_s = \frac{(\epsilon_2 - \epsilon_1 \sin^2 \varphi)^{1/2} - n'/\cos \varphi}{(\epsilon_2 - \epsilon_1 \sin^2 \varphi)^{1/2} + n'/\cos \varphi}, \quad (2.3)$$

где ϵ_1, ϵ_2 — относительные диэлектрические проницаемости первой и второй сред; n' — действительная составляющая коэффициента преломления для первой среды; φ — угол падения ЭМВ. Для случаев p - и s -поляризаций ЭМВ выражения (2.2), (2.3) определяют комплексные коэффициенты отражения для амплитуды электрического поля. Коэффициенты отражения для интенсивности ЭМВ определяются как квадраты модулей r_p и r_s :

$$R_p = |r_p|^2; \quad R_s = |r_s|^2.$$

Соответственно для интенсивности ЭМВ, прошедшей через границу раздела двух сред, применив закон сохранения энергии, можно определить коэффициенты прохождения

$$T_p = 1 - R_p; \quad T_s = 1 - R_s.$$

Рассмотрим отражение ЭМВ от поверхности кожи. Линейно поляризованная волна падает из воздушной среды на поверхность кожи. Для длины волны 10 см значения действительной ϵ' и мнимой ϵ'' диэлектрической проницаемости воздуха $\epsilon'_1 = 1, \epsilon''_1 = 0$; кожи $\epsilon'_2 = 43,5, \epsilon''_2 = 16,5$. Рассчитаем и построим графики зависимости коэффициента отражения от угла падения ЭМВ (рис. 2.30), используя формулы (2.2), (2.3).

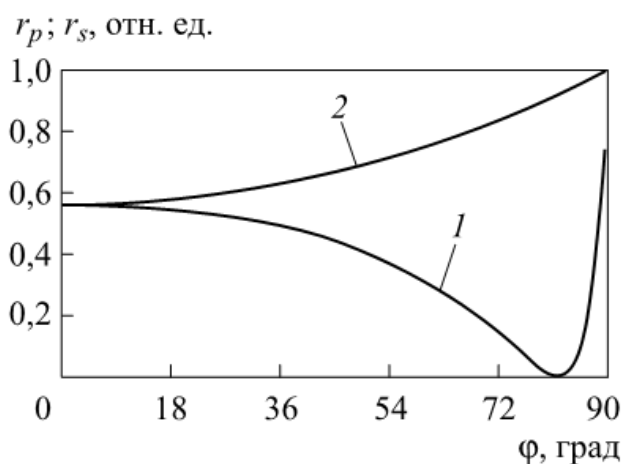


Рис. 2.30. Зависимость коэффициента отражения сигнала от угла падения волны:
1 — p -поляризация ЭМВ; 2 — s -поляризация ЭМВ

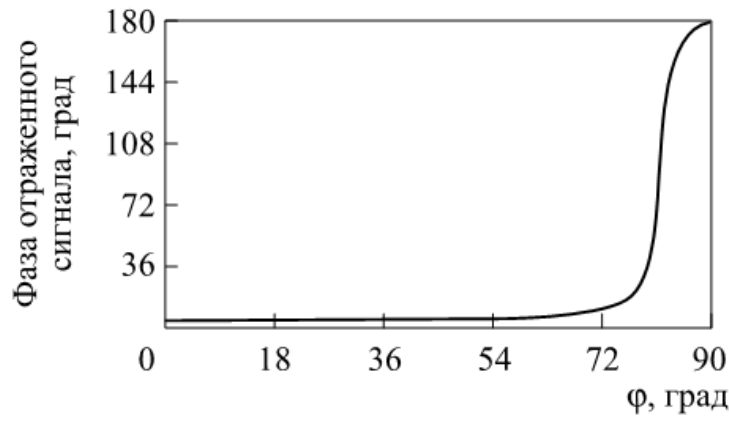


Рис. 2.31. Зависимость фазы отраженного сигнала от угла падения при p -поляризации

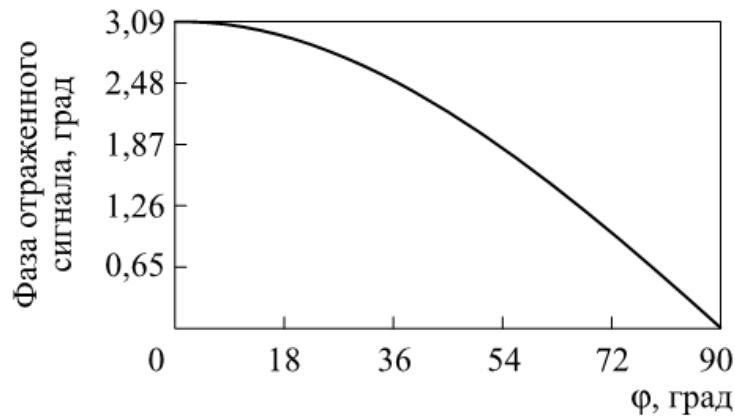


Рис. 2.32. Зависимость фазы отраженного сигнала от угла падения при s -поляризации

Как видно из рис. 2.31 и 2.32, фаза отраженной ЭМВ практически не чувствительна к углу падения волны.

2.5.2. Отражение ЭМВ от слоистой структуры

В случае падения плоской монохроматической ЭМВ, имеющей либо s -, либо p -поляризацию, сверху на многослойную структуру, содержащую N границ раздела (рис. 2.33), коэффициент отражения ЭМВ описывается следующим выражением:

$$r_l = \frac{(f_{l-1} - f_l) + (f_{l-1} + f_l)r_{l-1} \exp(2ik_{l-1,z}d_{l-1})}{(f_{l-1} + f_l) + (f_{l-1} - f_l)r_{l-1} \exp(2ik_{l-1,z}d_{l-1})}, \quad (2.4)$$

где $f_l = n_l / \cos \varphi_l = \varepsilon_l / \sqrt{n_l^2 - n_N^2 \sin^2 \varphi_N}$ — для случая p -поляризации или $f_l = n_l \cos \varphi_l = \sqrt{n_l^2 - n_N^2 \sin^2 \varphi_N}$ — для случая s -поляризации; n — коэффициент преломления ЭМВ в среде; волно-

вое число $k_{l-1,z} = k_{l-1} \cos \varphi_{l-1} = \frac{2\pi}{\lambda} (n_{l-1}^2 - n_N^2 \sin^2 \varphi_N)^{1/2}$; d_l — толщина l -го слоя модели.

Рекуррентная формула (2.4) позволяет последовательно рассчитать коэффициенты отражения $r_1, r_2, \dots, r_l, \dots, r_N$. На первом шаге следует считать, что $r_0 = 0$, поскольку в самой нижней (полубесконечной) среде нет отраженного луча, как нет и нижней границы раздела. Интенсивность ЭМВ, отраженной многослойной структурой, может быть рассчитана как $R = |r_N|^2$.

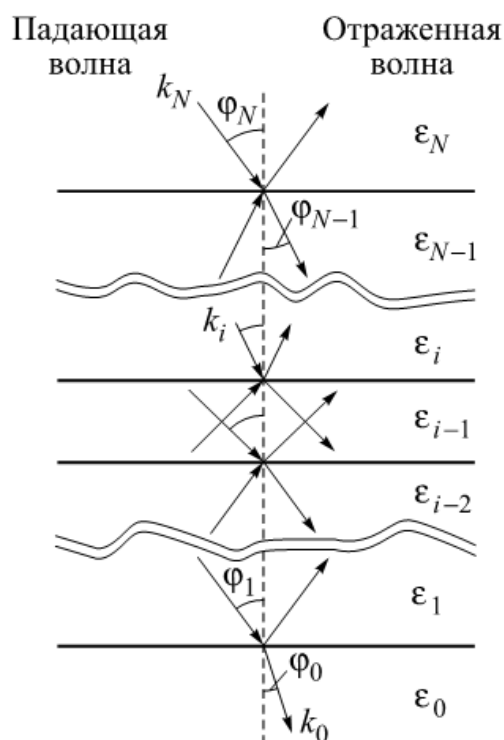


Рис. 2.33. Отражение плоской монохроматической ЭМВ от многослойного покрытия

Рассмотрим отражение ЭМВ от слоистой биоструктуры, параметры которой приведены в табл. 2.8.

ЭМВ падает на границу раздела из воздуха под углами 0, 30, 45, 60, 90° от нормали к ее поверхности (рис. 2.34).

Таблица 2.8

Параметры слоистой биоструктуры

Слой	ϵ'	ϵ''	Толщина, мм
Воздух	1	0	100
Кожа	43,5	16,5	5
Жир	6,5	1,6	5
Мышцы	46,5	18,0	15
Кровь	53,0	15,0	5

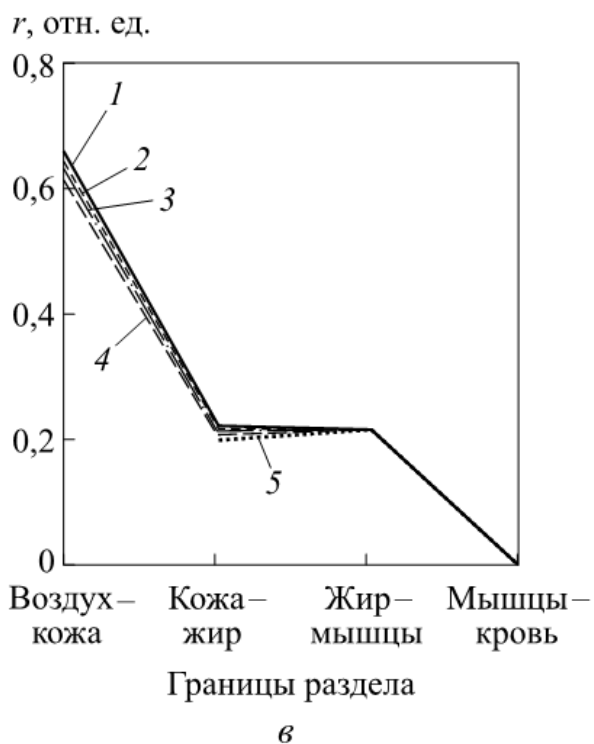
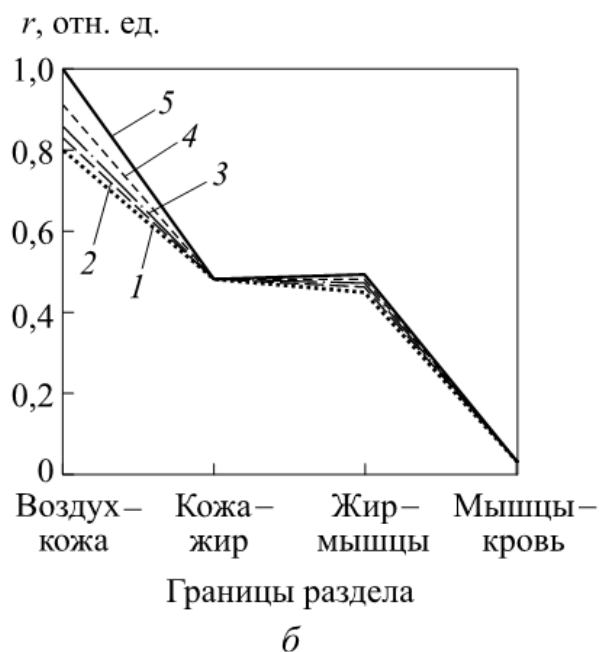
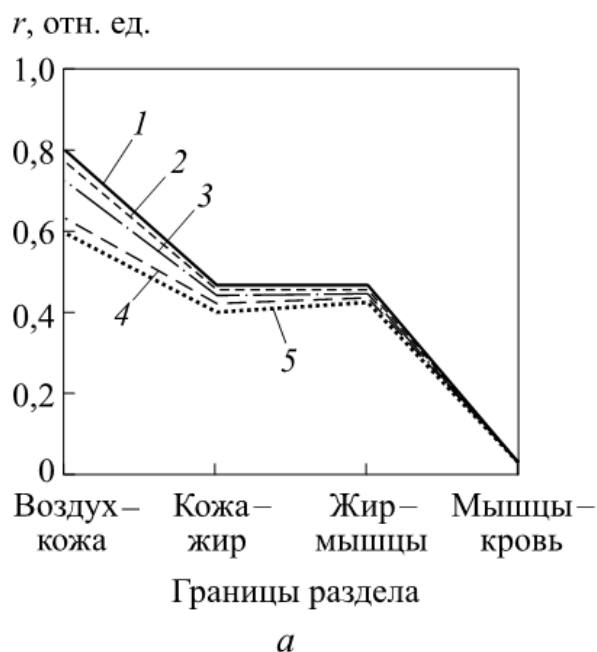


Рис. 2.34. Зависимость коэффициента отражения ЭМВ от угла падения при прохождении через слоистую структуру:

a — p -поляризация; *б* — s -поляризация; *в* — неполяризованная ЭМВ; 1 — угол падения ЭМВ 0°; 2 — 30°; 3 — 45°; 4 — 60°; 5 — 90°

Неполяризованную ЭМВ можно представить как сумму двух составляющих с p - и s -поляризациями равной интенсивности. Соответственно коэффициент отражения для интенсивности неполяризованного света может быть записан в виде

$$R = 1/2(R_p + R_s).$$

Как видно на рис. 2.34, угол падения ЭМВ на границу раздела кожа—воздух существенно влияет на коэффициент отражения ЭМВ для поляризованного излучения, но для неполяризованного излучения данный параметр является менее существенным.

2.5.3. Чувствительность коэффициента отражения ЭМВ от многослойной структуры к параметрам модели

Приведенные выше выражения дают возможность количественно оценить чувствительность коэффициента отражения ЭМВ от параметров радиолокационного сигнала, отраженного от биологического объекта и модулированного процессами дыхания и сокращений сердца.

Аналогичная задача для систем мониторинга дыхания и центрального кровообращения по параметрам импеданса грудной клетки, регистрируемого контактным методом на низкочастотном токе (20...200 кГц), решается следующим образом.

Вначале оценивают изменения объема легких в дыхательном цикле (примем абсолютное значение $\Delta V_{\text{л}} = 0,2$ л) и сравнивают их с функциональной остаточной емкостью (примем $V_{\text{ФОЕ}} = 5$ л). Тогда относительное изменение объема составит $\delta V_{\text{л}} = 40$ %. Соответствующие средние оценочные значения для импедансного сигнала примем равными $\Delta R_{\text{л}} = 2$ Ом, $R_{\text{ФОЕ}} = 20$ Ом, $\delta R_{\text{л}} = 10$ %.

Коэффициент чувствительности импедансного сигнала определим как $S_{\text{л}} = (\delta R_{\text{л}} / \delta V_{\text{л}}) \cdot 100 \% = 25$ %. Причем изменения импедансного сигнала при дыхании обусловлены как пульсациями объема легких, так и изменением удельного сопротивления легочной ткани в дыхательном цикле.

Приведем аналогичные средние значения для кардиоцикла: объем сердечного выброса $\Delta V_{\text{с}} = 0,08$ л; объем сердца $V_{\text{ос}} = 0,2$ л; относительное изменение объема сердца при сокращении $\delta V_{\text{с}} = 40$ %.

Средние оценочные значения для импедансного сигнала при этом:

$$\Delta R_{\text{с}} = 0,2 \text{ Ом}; \quad R_{\text{ос}} = 20 \text{ Ом}; \quad \delta R_{\text{с}} = 1 \text{ \%}.$$

Коэффициент чувствительности $S_{\text{с}} = (\delta R_{\text{с}} / \delta V_{\text{с}}) \cdot 100 \% = 2,5$ %.

Основным достоинством разработанной математической модели как исследовательского инструмента является возможность отдельно оценить вклады изменений линейных размеров (толщин слоев биологических тканей) и их электрических свойств в изменения коэффициента отражения от БО.

Рассмотрим отражение ЭМВ от слоистой биоструктуры, параметры которой приведены в табл. 2.8.

Ниже представлены результаты расчета чувствительности коэффициента отражения от границы раздела сред при изменении параметров модели (толщин слоев модели, действительной и мнимой составляющих диэлектрической проницаемости ткани) в пределах ± 50 и ± 10 % от значений, приведенных в [59, 60, 62] (табл. 2.9–2.11). Кроме того, диапазон толщин слоев модели мо-

Таблица 2.9

**Чувствительность коэффициента отражения
при изменении толщин слоев модели**

Слой	$d_{\min}$, мм	$d_{\max}$, мм	δd , %	$r_{\min}$, отн. ед.	$r_{\max}$, отн. ед.	δr , %	S_d , %
Кожа	$\frac{1,13}{2,02}$	$\frac{3,38}{2,48}$	$\frac{100}{20}$	$\frac{0,45}{0,48}$	$\frac{0,51}{0,49}$	$\frac{11,00}{2,14}$	$\frac{11,00}{10,68}$
	$\frac{3,63}{6,53}$	$\frac{10,88}{7,98}$		$\frac{0,49}{0,50}$	$\frac{0,52}{0,51}$	$\frac{7,45}{1,44}$	$\frac{7,45}{7,22}$
Жир	$\frac{7,50}{13,50}$	$\frac{22,50}{16,50}$		$\frac{0,51}{0,5147}$	$\frac{0,51}{0,5147}$	$\frac{0,01}{0,003}$	$\frac{0,01}{0,01}$
Мышцы	$\frac{1,13}{2,02}$	$\frac{3,38}{2,48}$		$\frac{0,45}{0,48}$	$\frac{0,51}{0,49}$	$\frac{11,00}{2,14}$	$\frac{11,00}{10,68}$
	$\frac{3,63}{6,53}$	$\frac{10,88}{7,98}$		$\frac{0,49}{0,50}$	$\frac{0,52}{0,51}$	$\frac{7,45}{1,44}$	$\frac{7,45}{7,22}$
Мышцы	$\frac{7,50}{13,50}$	$\frac{22,50}{16,50}$		$\frac{0,51}{0,5147}$	$\frac{0,51}{0,5147}$	$\frac{0,01}{0,003}$	$\frac{0,01}{0,01}$

Примечание. В табл. 2.9–2.11 в числителе приведены значения коэффициента отражения при изменении параметров модели в пределах ± 50 %, в знаменателе — в пределах ± 10 %.

Таблица 2.10

**Чувствительность коэффициента отражения
при изменении действительной составляющей
диэлектрической проницаемости ткани**

Слой	$\epsilon'_{\min}$, отн. ед.	$\epsilon'_{\max}$, отн. ед.	$\delta \epsilon'$, %	$r_{\min}$, отн. ед.	$r_{\max}$, отн. ед.	δr , %	$S_{\epsilon'}$, %
Кожа	$\frac{21,75}{39,15}$	$\frac{65,25}{47,85}$	$\frac{100}{20}$	$\frac{0,62}{0,65}$	$\frac{0,68}{0,66}$	$\frac{8,73}{1,72}$	$\frac{8,73}{8,60}$
	$\frac{3,25}{5,85}$	$\frac{9,75}{7,15}$		$\frac{0,630}{0,628}$	$\frac{0,631}{0,629}$	$\frac{0,59}{0,12}$	$\frac{0,59}{0,59}$
Жир	$\frac{23,25}{41,85}$	$\frac{69,75}{51,15}$		$\frac{0,59}{0,596}$	$\frac{0,60}{0,597}$	$\frac{1,17}{0,23}$	$\frac{1,17}{1,15}$
Мышцы	$\frac{21,75}{39,15}$	$\frac{65,25}{47,85}$		$\frac{0,62}{0,65}$	$\frac{0,68}{0,66}$	$\frac{8,73}{1,72}$	$\frac{8,73}{8,60}$
	$\frac{3,25}{5,85}$	$\frac{9,75}{7,15}$		$\frac{0,630}{0,628}$	$\frac{0,631}{0,629}$	$\frac{0,59}{0,12}$	$\frac{0,59}{0,59}$
Мышцы	$\frac{23,25}{41,85}$	$\frac{69,75}{51,15}$		$\frac{0,59}{0,596}$	$\frac{0,60}{0,597}$	$\frac{1,17}{0,23}$	$\frac{1,17}{1,15}$

Таблица 2.11

**Чувствительность коэффициента отражения
при изменении мнимой составляющей
диэлектрической проницаемости ткани**

Слой	$\epsilon''_{\min}$, отн. ед.	$\epsilon''_{\max}$, отн. ед.	$\delta \epsilon''$, %	$r_{\min}$, отн. ед.	$r_{\max}$, отн. ед.	δr , %	$S_{\epsilon''}$, %
Кожа	$\frac{8,25}{14,85}$	$\frac{24,75}{18,15}$	$\frac{100}{20}$	$\frac{0,60}{0,64}$	$\frac{0,69}{0,66}$	$\frac{13,53}{2,61}$	$\frac{13,53}{13,06}$
	$\frac{0,80}{1,44}$	$\frac{2,40}{1,76}$		$\frac{0,62}{0,628}$	$\frac{0,63}{0,629}$	$\frac{0,43}{0,09}$	$\frac{0,43}{0,43}$
Жир	$\frac{9,00}{16,20}$	$\frac{27,00}{19,80}$		$\frac{0,59}{0,596}$	$\frac{0,60}{0,597}$	$\frac{0,90}{0,18}$	$\frac{0,90}{0,89}$
Мышцы	$\frac{8,25}{14,85}$	$\frac{24,75}{18,15}$		$\frac{0,60}{0,64}$	$\frac{0,69}{0,66}$	$\frac{13,53}{2,61}$	$\frac{13,53}{13,06}$
	$\frac{0,80}{1,44}$	$\frac{2,40}{1,76}$		$\frac{0,62}{0,628}$	$\frac{0,63}{0,629}$	$\frac{0,43}{0,09}$	$\frac{0,43}{0,43}$
Мышцы	$\frac{9,00}{16,20}$	$\frac{27,00}{19,80}$		$\frac{0,59}{0,596}$	$\frac{0,60}{0,597}$	$\frac{0,90}{0,18}$	$\frac{0,90}{0,89}$

жет быть задан, исходя из имеющихся в литературе сведений о вариабельности толщин биологических тканей для среднестатистического человека (результаты расчета чувствительности коэффициента отражения в этом случае приведены в табл. 2.12). Сведения о вариабельности диэлектрических свойств биотканей в литературе отсутствуют.

Таблица 2.12

**Чувствительность коэффициента отражения
в зависимости от толщины биологических тканей**

Слой	$d_{\min}$, мм	$d_{\max}$, мм	δd , %	$r_{\min}$, отн. ед.	$r_{\max}$, отн. ед.	δr , %	S_d , %
Кожа	0,5	4	155,56	0,43	0,51	17,78	11,42
Жир	5	9,5	62,07	0,36	0,43	18,32	29,51
Мышцы	5	25	133,33	0,430	0,431	0,17	0,13

Числовые значения, приведенные в табл. 2.9–2.12, получены по следующим формулам:

$$\delta X = \frac{X_{\max} - X_{\min}}{(X_{\max} + X_{\min})/2} \cdot 100 \%,$$

где $X = d, \epsilon', \epsilon''$;

$$\delta r = \frac{r_{\max} - r_{\min}}{(r_{\max} + r_{\min})/2} \cdot 100 \%; \quad S_X = \frac{\delta r}{\delta X} \cdot 100 \%.$$

Рассмотрим случай p -поляризации ЭМВ. Выражение (2.4) для расчета коэффициента отражения ЭМВ для i -го слоя может быть преобразовано к виду

$$r_l(d_i) = \frac{(f_{l-1} - f_l) + (f_{l-1} + f_l) r_{l-1}(d_i) \exp(2ik_{l-1,z}d_{l-1})}{(f_{l-1} + f_l) + (f_{l-1} - f_l) r_{l-1}(d_i) \exp(2ik_{l-1,z}d_{l-1})}, \quad (2.5)$$

где d_i — толщина i -го слоя модели.

На рис. 2.35 приведена зависимость коэффициента отражения от границы раздела кожа—воздух для различных толщин соответствующих слоев модели (кожа, жир и мышцы), полученная по выражению (2.5).

Преобразуем выражение (2.4) для коэффициента отражения ЭМВ в зависимости от действительной составляющей диэлектрической проницаемости i -го слоя:

$$r_l(\epsilon'_i) = \frac{f_{l-1}(\epsilon'_i) - f_l(\epsilon'_i) + [f_{l-1}(\epsilon'_i) + f_l(\epsilon'_i)] r_{l-1}(\epsilon'_i) \exp(2ik_{l-1,z}d_{l-1})}{f_{l-1}(\epsilon'_i) + f_l(\epsilon'_i) + [f_{l-1}(\epsilon'_i) - f_l(\epsilon'_i)] r_{l-1}(\epsilon'_i) \exp(2ik_{l-1,z}d_{l-1})}, \quad (2.6)$$

где ϵ'_i — действительная часть диэлектрической проницаемости i -го слоя модели.

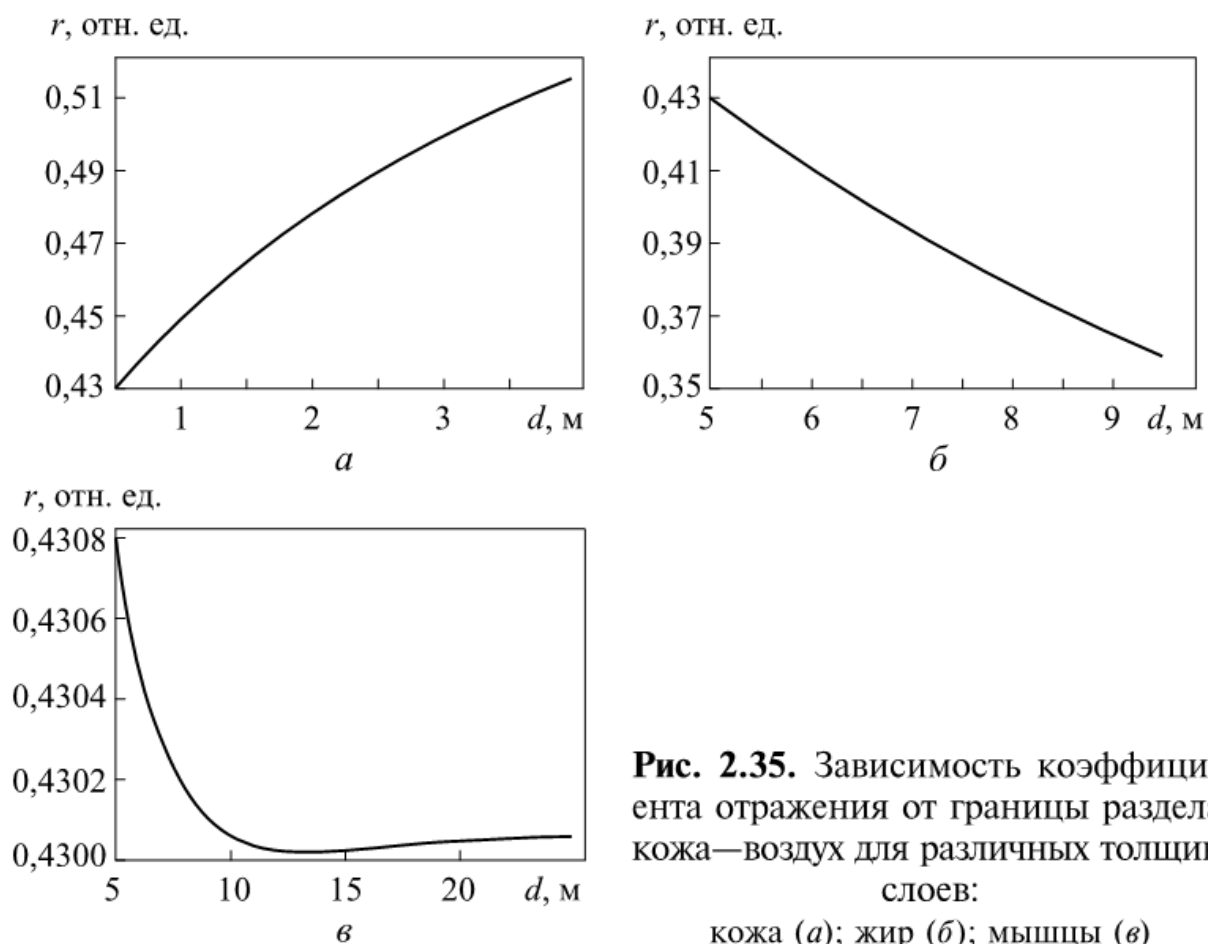


Рис. 2.35. Зависимость коэффициента отражения от границы раздела кожа—воздух для различных толщин слоев:
кожа (а); жир (б); мышцы (в)

На рис. 2.36 представлена зависимость коэффициента отражения от границы раздела кожа—воздух от величины действительной части диэлектрической проницаемости соответствующих слоев модели (кожа, жир и мышцы) с учетом выражения (2.6).

Преобразуем выражение (2.4) для коэффициента отражения ЭМВ в зависимости от мнимой составляющей диэлектрической проницаемости i -го слоя:

$$r_l(\epsilon_i'') = \frac{f_{l-1}(\epsilon_i'') - f_l(\epsilon_i'') + [f_{l-1}(\epsilon_i'') + f_l(\epsilon_i'')]r_{l-1}(\epsilon_i'') \exp(2ik_{l-1,z}d_{l-1})}{f_{l-1}(\epsilon_i'') + f_l(\epsilon_i'') + [f_{l-1}(\epsilon_i'') - f_l(\epsilon_i'')]r_{l-1}(\epsilon_i'') \exp(2ik_{l-1,z}d_{l-1})}. \quad (2.7)$$

На рисунке 2.37 представлена зависимость коэффициента отражения от границы раздела кожа—воздух от мнимой части диэлектрической проницаемости соответствующих слоев модели (кожа, жир и мышцы) с учетом выражения (2.7).

Можно сделать вывод, что взаимное расположение БО и приемо-передающих антенн биорадиолокатора не имеет существенного влияния на принимаемый сигнал.

В предложенных одно- и многослойной моделях толщина воздушного слоя (расстояние от передающей антенны до поверхно-

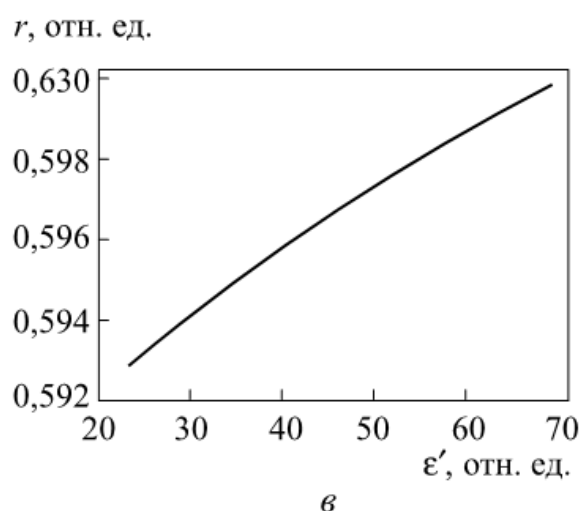
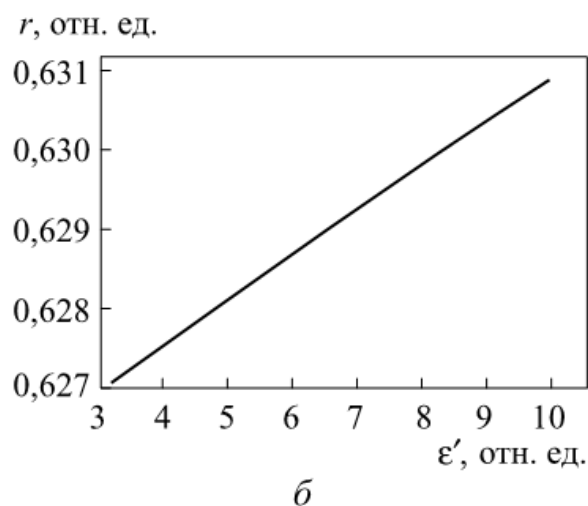
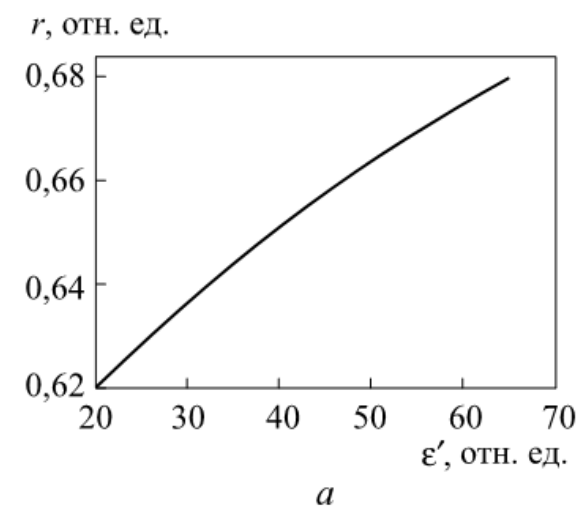


Рис. 2.36. Зависимость коэффициента отражения от границы раздела кожа—воздух от величины действительной части диэлектрической проницаемости слоев модели:
a — кожа; *б* — жир; *в* — мышцы

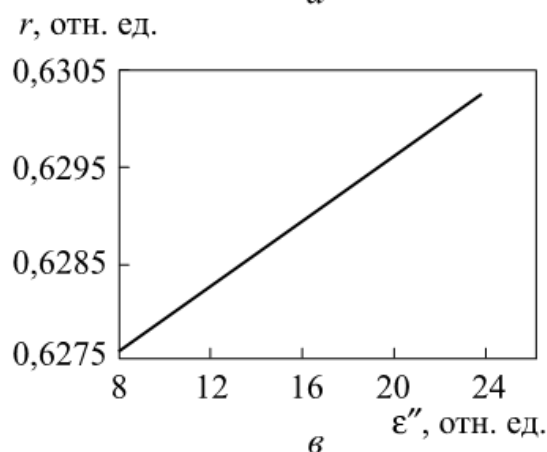
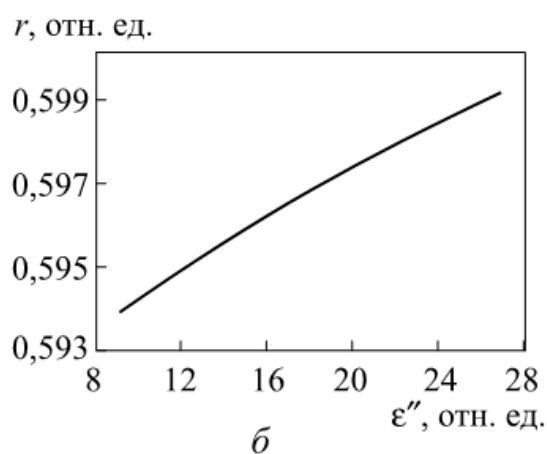
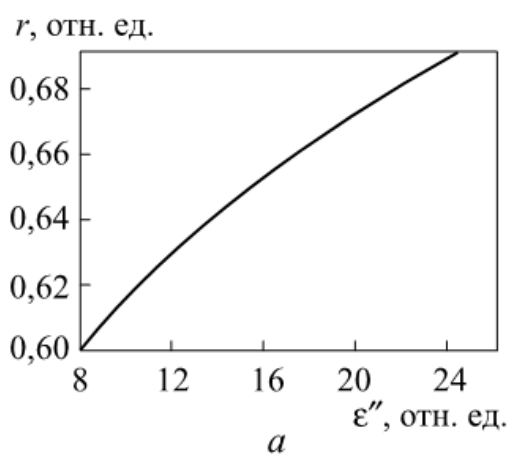


Рис. 2.37. Зависимость коэффициента отражения от границы раздела кожа—воздух от мнимой части диэлектрической проницаемости слоев модели:
a — кожа; *б* — жир; *в* — мышцы

сти кожи) не оказывает воздействия на коэффициент отражения ЭМВ. Однако данный параметр существенно влияет на процесс приема отраженного сигнала, так как с увеличением расстояния до БО увеличивается вероятность зашумления полезного сигнала отражениями от местных предметов. Кроме того, необходимо учитывать и такую характеристику биорадиолокатора, как однозначная дальность.

Как видно из табличных результатов, коэффициент отражения от границы раздела сред в наибольшей степени зависит от параметров наружного слоя модели, граничащего с воздухом, — кожи. Также можно сделать вывод, что значение мнимой составляющей диэлектрической проницаемости тканей в наибольшей степени влияет на значение коэффициента отражения ЭМВ. Таким образом, при моделировании процессов отражения ЭМВ волны от БО необходима более точная информация о диэлектрических свойствах биологических тканей человека *in vivo*, кроме того, необходимо исследовать влияние физиологических процессов дыхания и кровообращения на изменение этих свойств.

Литература к главе 2

1. Bugaev A.S., Chapursky V.V., Ivashov S.I. Mathematical Simulation of Remote detection of Human Breathing and Heartbeat by Multifrequency Radar on the Background of Local Objects Reflections. 2005 IEEE International Radar Conference Record. Arlington, Virginia, USA. May 9—12, 2005.
2. Detection of Human Breathing and Heartbeat by Remote Radar / S.I. Ivashov, V.V. Razevig, A.P. Sheyko, I.A. Vasilyev // Progress in Electromagnetics Research Symposium (PIERS 2004). March 28—31, 2004. Pisa, Italy. P. 663—666.
3. Through Wall Sensing of Human Breathing and Heart Beating by Monochromatic Radar / A.S. Bugaev, V.V. Chapursky, S.I. Ivashov et al. // Proceedings of the Tenth International Conference on Ground Penetrating Radar, GPR'2004. June 21—24, 2004. Delft, The Netherlands. Vol. 1. P. 291—294.
4. Дистанционный контроль параметров кардиореспираторной системы человека с помощью радиолокационных средств / А.С. Бугаев, И.А. Васильев, С.И. Ивашов и др. // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. 2004. № 10. С. 24—31.
5. Обнаружение и дистанционная диагностика людей за препятствиями с помощью РЛС / А.С. Бугаев, И.А. Васильев, С.И. Ивашов и др. // Радиотехника. 2003. № 7. С. 42—47.
6. Физиология человека / Отв. ред. Р. Шмидт, Г. Тевс. М.: Мир, 1996. Т. 2. 313 с.
7. Физические методы мониторинга в экологии человека. Методы и аппаратура для исследования механической активности кардиореспира-

торной системы человека / Сост. Н.М. Анишкина, В.А. Антонец, В.А. Лопата. Н. Новгород.: ИПФ РАН., 2001. 39 с.

8. *Дадашев Р.С., Парашин В.Б., Семенов Г.В.* Биомедицинские измерения. Обзор из серии «Метрология и измерительная техника в СССР». 1972. 76 с.

9. *Петровский Б.В.* Большая медицинская энциклопедия. М.: Советская энциклопедия, 1986. 544 с.

10. *Баевский Р.М.* Основы практической баллистокардиографии. М.: Медицина, 1962.

11. *Парин В.В.* Современные методы исследования функций сердечно-сосудистой системы. М.: Медицина, 1963.

12. *Starr I., Noordengraaf A.* Ballistocardiography in cardiovascular research. Amsterdam, 1967.

13. *Бабский Е.Б., Карпман В.Л.* Динамокардиография. М.: Медицина, 1963.

14. *Андреев Л.Б., Андреева Н.Б.* Кинетокардиография. Ростов: Изд-во Ростов. ун-та, 1971. 307 с.

15. *Тумановский М.Н., Постников В.С., Провоторов В.М., Филякин Б.Ф.* Метод бесконтактной кинетокардиографии // Бюлл. эксп. биол. мед. 1970; 70 (11). С. 121–123.

16. *Золотарев А.И.* Исследование аппарата кровообращения как кибернетической системы. Дисс. ... д-ра мед. наук. Воронеж, 1967.

17. *Кондакова В.И.* К вопросу об изучении величины кровотока в крупных сосудах шеи методом индуктографии. В кн.: Электроника и химия в кардиологии. Вып. 6. 1971. С. 71–73.

18. *Любимов Г.А.* Механика органов дыхания. Биомеханика кровообращения, дыхания и биологических тканей. Рига: Зинатне, 1981. С. 109–120.

19. *Любимов Г.А.* Обоснование модели неоднородного легкого для описания форсированного выдоха // Изв. АН МЖГ. 1999. № 5. С. 29–38.

20. *Lutchen K.R., Hantos Z., Jackson A.C.* Importance of low-frequency impedance data for reliably quantifying parallel inhomogeneities of respiratory mechanics // IEEE Trans., Biomed. Eng. 1988. Vol. 35. No. 6. P. 472–481.

21. *Уэст Дж.* Физиология дыхания. М.: Мир, 1988. 200 с.

22. *Wade O. L.* Movements of the thoracic cage and diaphragm in respiration // J. Physiol. London, 1954. 124: 193–212.

23. *Konno K., Mead J.* Measurement of the separate volume changes of rib cage and abdomen during breathing // J. Appl. Physiol., 1967. 22(3): 407–422.

24. *ATS/ERS Statement on Respiratory Muscle Testing* // Am. J. Respir. Crit. Care Med. 2002. Vol. 166. P. 518–624.

25. *Mead J., Peterson N., Grimby G., Mead J.* Pulmonary ventilation measured from body surface movements // Science, 1967. 156: 1383–1384.

26. Respiratory cross-sectional area-flux measurements of the human chest wall / R. Sartene, P. Martinot-Lagarde, M. Mathieu et al. // J. Appl. Physiol., 1990. 68: 1605—1614.
27. Effects of posture and bronchoconstriction on low-frequency input and transfer impedances in humans / R. L. Dellaca, L. D. Black, H. Atileh et al. // J. Appl. Physiol., 2004. 97: 109—118.
28. Chest wall motion during tidal breathing / A. De Groote, M. Wantier, G. Cheron et al. // J. Appl. Physiol., 1997. 83: 1531—1537.
29. Особенности регуляции дыхания и произвольного управления дыхательными движениями при различных функциональных нагрузках / В.И. Миняев., А.Г. Визирь, В.Г. Давыдов и др. // Вопросы экспериментальной и клинической физиологии дыхания: Сб. науч. тр. Тверь: Твер. гос. ун-т, 2007. С. 139—149.
30. Chest wall mechanics in sustained microgravity / M. Wantier, M. Estenne, S. Verbanck et al. // J. Appl. Physiol., 1998. 84: 2060—2065.
31. *Groote De, A., Paiva M., Verbandt Y.* Mathematical assessment of qualitative diagnostic calibration for respiratory inductive plethysmography // J. Appl. Physiol., 2001. 90: 1025—1030.
32. *Stagg D., Goldman M., Davis J. N.* Computer-aided measurement of breath volume and time components using magnetometers // J. Appl. Physiol.: Respirat. Environ. Exercise Physiol., 1978. 44(4): 623—633.
33. A simple and reliable method to calibrate respiratory magnetometers and RespiTrace / R. Banzett, B., S. T. Mahan, D. M. Garner et al. // J. Appl. Physiol., 1995. 79(6): 2169—2176.
34. *Ben-Haim S.A., Saidel G.M.* Mathematical model of chest wall mechanics: a phenomenological approach // Ann. Biomed. Eng. 1990. 18(1): 37—56.
35. *Deschamps C., Rodarte J. R., Wilson T. A.* Coupling between rib cage and abdominal compartments of the relaxed chest wall // J. Appl. Physiol., 1988. 65: 2265—2269.
36. *Loring S. H., Lee H.-T., Butler J.P.* Respiratory effects of transient axial acceleration. // J. Appl. Physiol., 2001. 90: 2141—2150.
37. *Wilson T.A.* Mechanics of compartmental models of the chest wall // J. Appl. Physiol., 1988. 65 (5): 2261—2264.
38. *Primiano F.P. Jr.* Theoretical analysis of chest wall mechanics // J. Biomech., 1982. 15(12): 919—931.
39. *Миняев В.И., Миняева А.В.* Зависимость соотношения и степени использования торакального и абдоминального дыхательных резервов от положения тела // Физиология человека. 1998. Т. 24. № 5. С. 11—15.
40. Relative contributions of rib cage and abdomen to breathing in normal subjects / J.T. Sharp, N.B. Goldberg, W.S. Druz, J. Danon // J. Appl. Physiol., 1975. 39(4): 608—618.
41. Compartmental Analysis of Breathing in the Supine and Prone Positions by Optoelectronic Plethysmography / A. Aliverti, R. Dellaca, P. Pelosi et al. // Annals of Biomedical Engineering. Vol. 29. 2001. P. 60—70.

42. Миняев В.И., Петушков М.Н. Произвольное управление торакальными и абдоминальными дыхательными движениями // Физиология человека. 2005. Т. 31. № 6. С. 44–48.
43. Rib cage mechanics during quiet breathing and exercise in humans / Kenyon, C. M., S. J. Cala, S. Yan et al. // J. Appl. Physiol., 1997. 83(4): 1242–1255.
44. Respiratory muscle dynamics and control during exercise with externally imposed expiratory flow limitation / A. Aliverti, I. Iandelli, R. Duranti et al. // J. Appl. Physiol., 2002. 92: 1953–1963.
45. Chest wall kinematic determinants of diaphragm length by optoelectronic plethysmography and ultrasonography / A. Aliverti, G. Ghidoli, R.L. Dellaca et al. // J. Appl. Physiol., 2003. 94: 621–630.
46. Spatial distribution of human respiratory system transfer impedance / R.L. Dellaca, A. Aliverti, K.R. Lutchen, A. Pedotti // Ann. Biomed. Eng., 2003. 31(2): 121–131.
47. Ferrigno G., Carnevali P. Principal component analysis of chest wall movement in selected pathologies // Med. Biol. Eng. Comput., 1998. 36(4). P. 445–451.
48. Pizzi A., Grippo A., Scano G. Chest Wall Kinematics in Patients with Hemiplegia // Am. J. Respir. Crit. Care Med. 2003. Vol. 168. P.109–113.
49. Исаев Г.Г. Физиология дыхательных мышц // Физиология дыхания. Основы современной физиологии. СПб., 1994. С. 178–196.
50. Особенности реакций брюшного и грудного компонентов дыхания на прогрессирующую гиперкапнию / В.И. Миняев, Р.М. Гречишкин, А.В. Миняева и др. // Физиол. журн. им. И.М. Сеченова. 1993. Т. 79. № 12. С. 74–78.
51. Campbell E.J., Agostoni E., Newson D. The respiratory muscles Mechanise and neural control. London, 1970.
52. Goldman M., Grimby G., Mead J. Mechanical work of breathing derived from rib cage and abdominal V-P partitioning // J. Appl. Physiol., 1976. Vol. 41. P. 752–763.
53. Лакин Г.Ф. Биометрия. М.: Высш. шк., 1973. 343 с.
54. Баранов В.М. Газоэнергообмен человека в космическом полете и модельных исследованиях. М.: Наука, 1993. 126 с.
55. Блохин И.П. Позно-респираторные реакции у человека / Автореф. дисс. ... д-ра биол. наук. Фрунзе, 1979. 27 с.
56. Бреслав И.С. Паттерны дыхания. Л.: Наука, 1984. 204 с.
57. Дворецкий Д.П. Вентиляция, кровообращение и газообмен в легких // Физиология дыхания. Основы современной физиологии. СПб., 1994. С. 197–257.
58. West J.B. Ventilation-perfusion relationships // Amer. Rev. Respirat. Disease. 1977. Vol. 116. P. 919–943.

59. *Foster K.R., Schwan H.P.* 1994. Dielectric properties of tissues. In C. Polk, E. Postow (eds), *Handbook of Biological Effects of Electromagnetic Fields*, 2nd ed. Boca Raton, Fla, CRC Press.
60. *Foster K.R.* Dielectric Properties of Tissues. In Joseph D. Bronzino (editor-in chief), *Handbook of the Biomedical Engineering*, 2nd ed., volume 1, CRC Press, Springer, IEEE Press, 2000. Pt. 89.1–89.4.
61. A Simple Experimental Set-up for the Determination of the Complex Dielectric Permittivity of Biological Tissues at Microwave Frequencies / J. L. Sebastian, S. Munoz, J. M. Miranda, B. Ribas // 34th European Microwave Conference. Amsterdam. 2004.
62. *Березовский В.А., Колотилев Н.Н.* Биофизические характеристики тканей человека: Справочник. Киев: Наук. думка, 1990. С. 7–37.
63. *Самойлов В.О.* Медицинская биофизика. СПб.: СпецЛит, 2004. 496 с.
64. Сверхвысокочастотный автодинный измеритель параметров вибраций / Д.А. Усанов, Ал.В. Скрипаль, Ан.В. Скрипаль, А.Э. Постельга // Приборы и техника эксперимента. 2004. № 5. С. 130–134.
65. *Финкельштейн М.И., Карпунин В.И., Кутев В.А.* Подповерхностная радиолокация / Отв. ред. Финкельштейн М.И. М.: Радио и связь, 1994. 216 с.

Глава 3. БИОРАДИОЛОКАТОРЫ С НЕПРЕРЫВНЫМ СИГНАЛОМ

3.1. Монохроматический биорадиолокатор

Существующие прототипы и модели биорадиолокаторов используют как непрерывные, так и импульсные сигналы. Предлагаемые разработки значительно различаются по технической сложности. Самые простые имеют, например, светодиодный индикатор и не обладают пространственной селекцией, другие могут иметь цветной жидкокристаллический дисплей и высокое пространственное разрешение радиолокатора по дальности. Радиолокаторы, использующие непрерывные сигналы, позволяют провести простейшую обработку данных в виде Фурье-анализа выделенной низкочастотной модуляции принятого радиолокационного сигнала и не имеют селекции по дальности. Радиолокаторы, излучающие видеоимпульсные сигналы, могут иметь селекцию по дальности, но радиус действия их небольшой. Необходимо отметить, что ни одно из устройств пока не нашло сколько-нибудь широкого применения. Это объясняется как недостаточной чувствительностью аппаратуры при зондировании через препятствия, так и низкой помехозащищенностью и, как правило, отсутствием селекции по угловым координатам.

Другой малоисследованной областью является математическое моделирование процессов взаимодействия СВЧ-излучения с телом человека и его отдельными органами. При создании методов и алгоритмов обработки биорадиолокационных сигналов предполагается использование феноменологических моделей отражения от поверхности тела и органов человека. Корректно построенные феноменологические модели, согласованные с экспериментальными данными, позволят выявить относительно дешевыми средствами и с экономией времени такие особенности обработки биорадиолокационных сигналов, которые ранее не учитывались в традиционных радиолокационных приложениях. Некоторые подобные задачи уже были решены и опубликованы. В част-

ности, было показано, что в детектируемом радиолокационном сигнале могут присутствовать не только основные тоны дыхания и сердцебиения, но и их комбинационные частоты [1].

3.1.1. Математическая модель монохроматического биорадиолокатора

Математическую модель простейшего монохроматического биорадиолокатора можно представить следующим образом.

Поверхность тела человека, обращенную к радиолокатору, можно в первом приближении представить в виде плоскости, перпендикулярной к падающей электромагнитной волне. Пусть радиолокатор излучает сигнал на постоянной частоте ω , амплитуда и фаза которого также не зависят от времени. Волна, отраженная от тела человека, имеет постоянную амплитуду A_r , а фаза φ_r отраженной волны зависит от дальности до него:

$$\varphi_r = \varphi_{r0} + \Delta\varphi(t),$$

где φ_{r0} — сдвиг фазы, который определяется средним расстоянием до объекта наблюдения; $\Delta\varphi(t)$ — фазовая модуляция, определяемая передвижением человеческого тела, например при его дыхании и сердцебиении, и зависящая от времени t . Таким образом, отраженный сигнал можно записать в следующем виде:

$$U_r(t) = A_r \cos [\omega t + \varphi_{r0} + \Delta\varphi(t)]. \quad (3.1)$$

Отраженный сигнал (3.1) смешивается с имеющим постоянную фазу опорным сигналом радиолокатора, который представляется как

$$U_0(t) = A_0 \cos (\omega t + \varphi_0),$$

где A_0 и φ_0 — амплитуда и фаза опорного сигнала соответственно. Сигнал на выходе смесителя имеет вид

$$U(t) = A_r A_0 \cos [\varphi_0 - \varphi_{r0} - \Delta\varphi(t)]. \quad (3.2)$$

Из этого соотношения следует, что при сдвиге фазы между опорным и отраженным сигналами

$$\varphi_0 - \varphi_{r0} = (k + 0,5)\pi, \quad k = 0, 1, 2, \dots,$$

прибор обладает максимальной чувствительностью к перемещениям тела человека, а при

$$\varphi_0 - \varphi_{r0} = k\pi, \quad k = 0, 1, 2, \dots$$

чувствительность будет минимальной. Это становится понятным из соотношения

$$\frac{\partial \cos [\varphi_0 - \varphi_{r0} - \Delta\varphi(t)]}{\partial (\Delta\varphi(t))} = \sin [\varphi_0 - \varphi_{r0} - \Delta\varphi(t)].$$

Еще одним важным следствием (3.2) является то обстоятельство, что даже в предположении гармонической зависимости от времени фазовой модуляции, вызванной перемещением тела человека,

$$\Delta\varphi(t) = \sin(\omega_h t), \quad (3.3)$$

где ω_h — частота сердечных колебаний, спектр регистрируемого сигнала будет содержать кратные гармоники. Чтобы убедиться в этом, достаточно подставить выражение (3.3) в (3.2). Более подробно этот вопрос исследован в работе [1].

Если биорадиолокатор использует частотный диапазон 2...4 ГГц, фазовая модуляция $\Delta\varphi(t)$ за счет дыхания и сердцебиения человека значительно меньше π . Этот эффект делает затруднительным использование монохроматического радиолокатора, так как расстояние до объекта зондирования в общем случае плохо предсказуемая величина. Для предотвращения затухания сигнала в зависимости от расстояния можно использовать квадратурный приемник или многочастотный сигнал. В первом случае (при квадратурном приеме) опорный сигнал имеет две различные составляющие: $A_0 \cos(\omega t + \varphi_0)$ и $A_0 \sin(\omega t + \varphi_0)$, в двух каналах приемника. Таким образом, полезный сигнал не затухает одновременно в обоих каналах. Более универсальным является радиолокатор со ступенчатым изменением частоты, который дает возможность измерять дальность до объекта [2, 3].

3.1.2. Эксперименты и результаты

В работах [4, 5] была экспериментально подтверждена возможность дистанционного обнаружения и диагностики человека с определением частоты и амплитуды дыхания и сердцебиения. В этих экспериментах был использован СВЧ-датчик подповерхностного радиолокатора с непрерывным излучением [6, 7], который был доработан для повышения его чувствительности к перемещениям грудной клетки человека, вызываемым дыханием и сердцебиением. В экспериментах использовался радиолокатор со следующими параметрами:

Рабочая частота радиолокатора, ГГц	1,6
Коэффициент усиления, дБ	40
Полоса регистрируемых сигналов, Гц	0,03...3
Динамический диапазон принимаемых сигналов, дБ	60
Частота снятия отсчетов, Гц	20
Габаритные размеры антенного устройства, мм:	
диаметр	120
высота	200

Схема эксперимента приведена на рис. 3.1. Толщина стены, за которой находился испытуемый, составляла около 10 см. Сам испытуемый находился на расстоянии $\approx 1,5$ м от стены. Его расположение было выбрано с учетом эффекта замирания сигнала, описанного ранее, так, чтобы чувствительность радиолокатора была максимальной. Антенна локатора крепилась непосредственно к стене.

Выбор рабочей частоты радиолокатора определялся в первую очередь требованиями зондирования через препятствие. Хотя на более высоких частотах (> 10 ГГц) возможности распознавания и диагностики ритмов сокращения сердечной мышцы шире, этот частотный диапазон практически не применим из-за высокого затухания в строительных конструкциях, особенно при их достаточно высокой влажности. При попытке использования частотного диапазона ниже 1 ГГц длина волны становится больше характерных размеров зондируемого объекта и, соответственно, уменьшается полезный сигнал.

Результаты экспериментов регистрации дыхания, сердцебиения и артикуляции человека представлены на рис. 3.2—3.4. В спокойном состоянии частота пульса испытуемого составляла около 65 ударов в минуту. Поскольку амплитуда колебаний и объем легких значительно превосходят аналогичные параметры сердца, то сокращения сердечной мышцы наблюдаются в виде высокочастотной модуляции на фоне сокращений грудной клетки, что видно

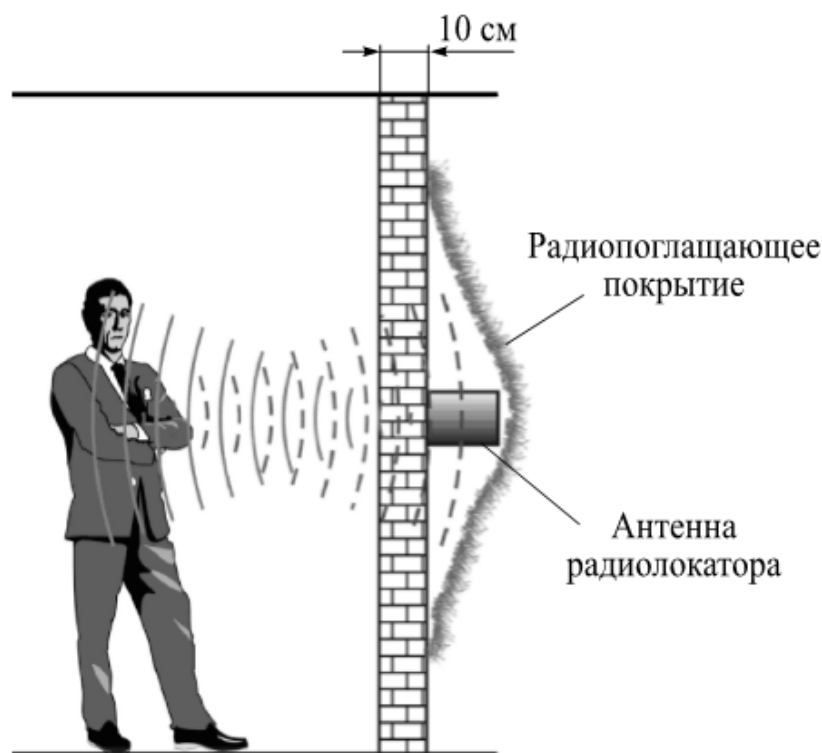


Рис. 3.1. Схема эксперимента

из осциллограммы на рис. 3.2, *а*. На рис. 3.2, *б* приведен спектр сигнала, осциллограмма которого представлена на рис. 3.2, *а*.

На рис. 3.3 представлена запись сигналов сердцебиения и их спектр при задержке дыхания, а на рис. 3.4 — запись артикуляции человека, произносящего последовательно слова: один, два, три, ...

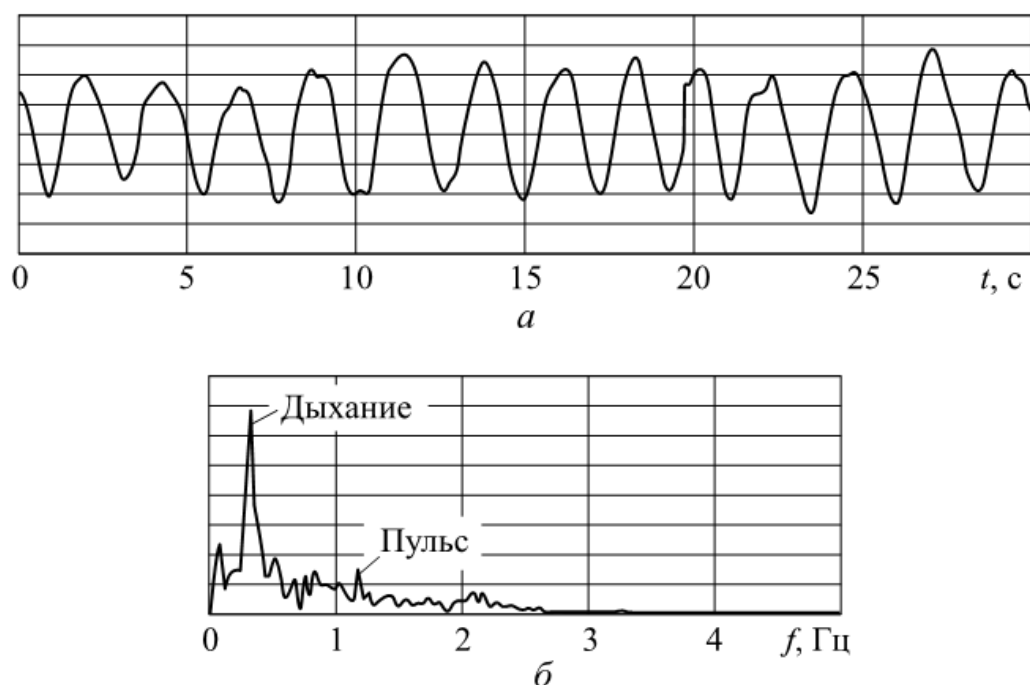


Рис. 3.2. Осциллограмма радиосигналов, отраженных от спокойно дышащего человека (*а*) и ее спектр (*б*)

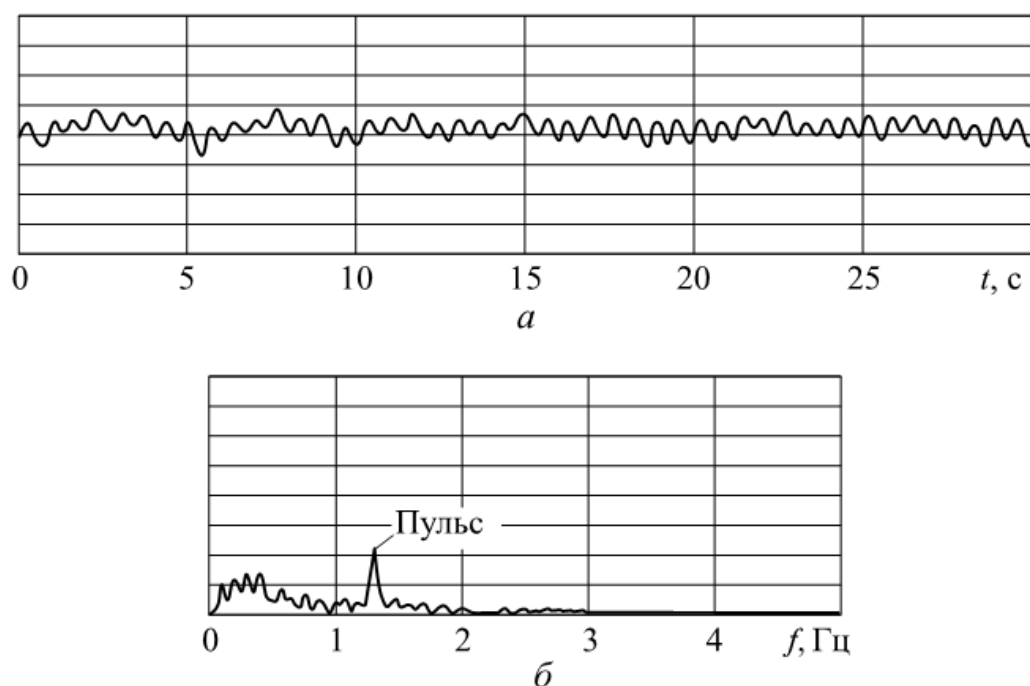


Рис. 3.3. Осциллограмма сердцебиения человека при задержке дыхания (*а*) и ее спектр (*б*)

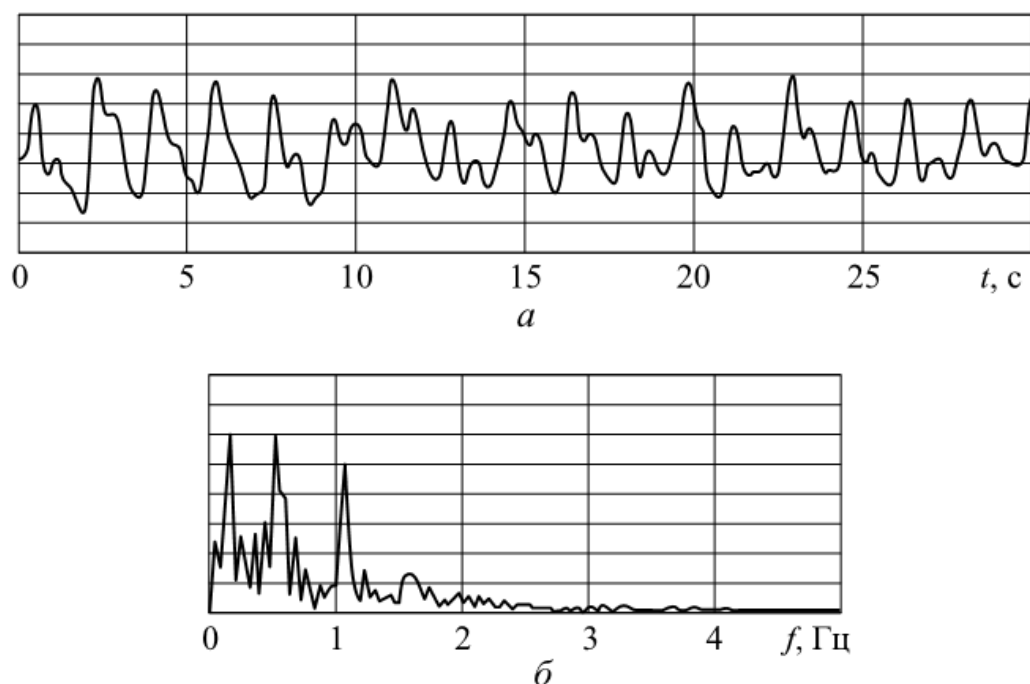


Рис. 3.4. Осциллограмма радиосигналов, отраженных от тела человека в процессе произнесения звуков (а) и ее спектр (б)

Полоса пропускания фильтра низких частот при регистрации сигналов биорадиолокатора составляла менее 3 Гц. Этого было вполне достаточно при регистрации параметров дыхания и сердцебиения (частота 3 Гц соответствует 180 ударам сердца в минуту), а также движения губ и языка при произнесении звуков [8]. Однако при регистрации параметров голосовых связок этого явно недостаточно. Регистрацию этих параметров необходимо производить в диапазоне нескольких сот герц и выше. В этом случае появляется надежда по параметрам регистрируемого сигнала восстанавливать произносимые звуки.

В следующей серии экспериментов [9] измерения выполнялись на значительно меньшем расстоянии от антенны радиолокатора — 0,3 м (рис. 3.5). Эти эксперименты проводились для сравнения результатов бесконтактных и контактных измерений. Для контактных измерений использовался сертифицированный реограф «РеоКардиоМонитор» (МГТУ им. Н.Э. Баумана), регистрирующий трансторакальную реограмму с дыхательной составляющей и сигнал электрокардиограммы.

Результат регистрации параметров дыхания и пульса испытуемого радиолокатором приведен на рис. 3.6.

Видно, что записи, выполненные с расстояний 1,5 и 0,3 м, кардинально отличаются. Если при дальности измерения 1,5 м сердечный пульс просматривается только в областях экстремумов графика записи радиолокационного сигнала, то при меньших дальностях измерений мы можем наблюдать пульс с большей амплитудой.

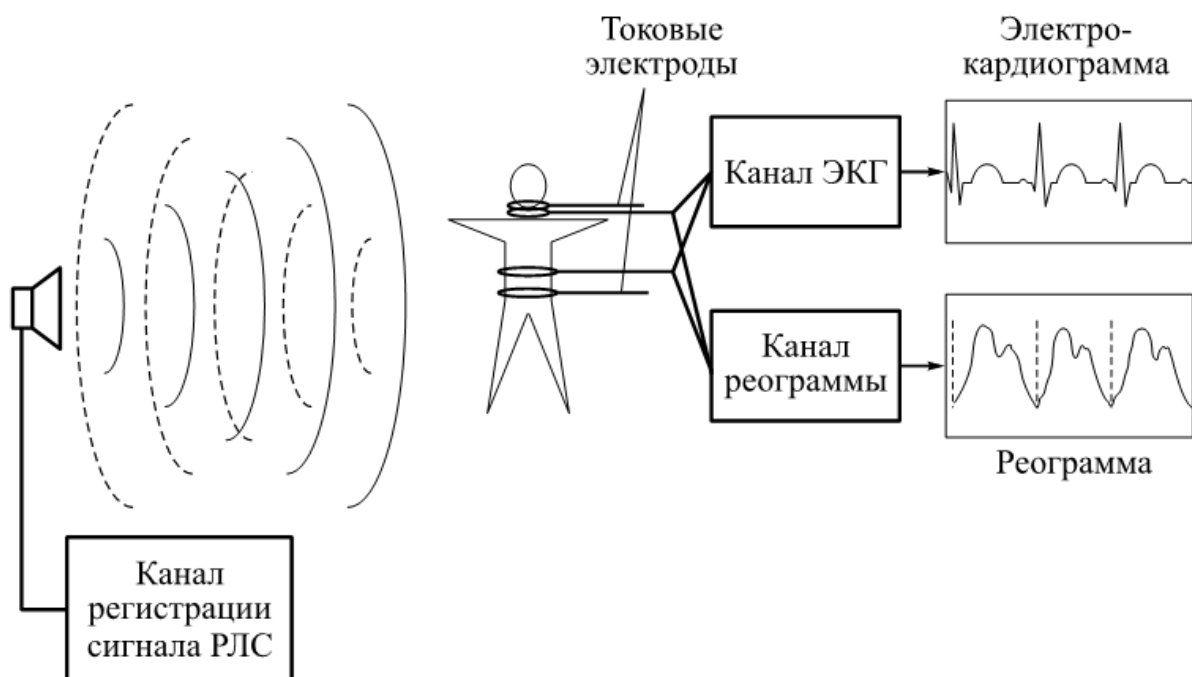


Рис. 3.5. Схема эксперимента по сравнению контактных и бесконтактных измерений

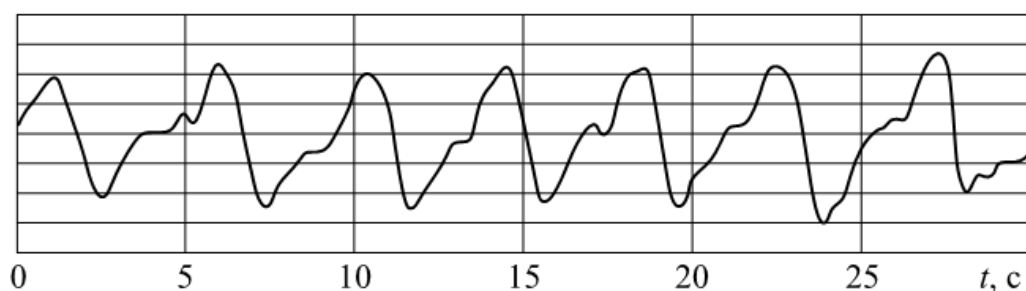


Рис. 3.6. Регистрация дыхания и пульса испытуемого радиолокатором с расстояния $\sim 0,3$ м

литудой. Объяснение этого эффекта связано с относительными размерами сердца и легких. Сердце представляет собой полый мышечный орган конусообразной формы. Длина сердца взрослого человека колеблется от 100 до 150 мм, ширина в основании 80...110 мм, переднее-заднее расстояние — 60...85 мм. По форме легкие напоминают усеченный конус. Средняя высота правого легкого у мужчин 27,1 см, у женщин 21,6 см. Средняя высота левого легкого у мужчин 29,8 см, у женщин 23 см. Средняя ширина основания правого легкого у мужчин 13,5 см, у женщин 12,2 см при средней ширине основания левого легкого 12,9 см у мужчин и 10,8 см у женщин. Средняя длина правого легкого у людей, измеренная по рентгенограммам, составляет $24,5 \pm 2,4$ см. Из приведенных данных видно, что площадь поперечной проекции легких почти на порядок превышает аналогичный показатель для сердца. При этом надо учесть, что амплитуда перемещения лег-

ких, зависящая от типа дыхания, обычно в несколько раз превышает амплитуду пульсаций сердца. При радиолокационных измерениях мы наблюдаем совместные колебания легких и грудной клетки за исключением случаев преднамеренной задержки дыхания.

На больших расстояниях поперечный размер диаграммы направленности антенны покрывает полностью легкие и сердце (рис. 3.7). А так как размер сердца и амплитуда его колебаний значительно меньше аналогичных параметров легких и грудной клетки, то вклад сердечного пульса в итоговую кривую незначителен и наблюдается только в моменты полного вдоха или выдоха, когда скорость перемещения грудной клетки минимальна.

При приближении антенны к телу человека, начиная с некоторого расстояния, относительный угловой размер сердца (отношение угловых размеров сердца и легких) в диаграмме направленности начинает увеличиваться. Это происходит после того, как поперечное сечение диаграммы направленности становится меньше размеров грудной клетки и легких, а пульсации сердца становятся все более заметными (см. рис. 3.6). Необходимо учесть, что толщина скин-слоя, т. е. глубина проникновения электромагнитного поля в тело человека на частоте $f = 1,6$ ГГц, при которой проводился эксперимент, составляет по оценкам около 5 см. Это позволяет предполагать, что мы можем наблюдать непосредственно колебания сердечной мышцы в этом диапазоне частот.

На рис. 3.8 приведены спектры сигналов колебаний сердечной мышцы, полученные при задержке дыхания в течение 30 и 60 с [5]. На рисунке видно, что с увеличением времени задержки дыхания из-за кислородного голодания организма растут как частота, так и амплитуда колебаний сердечной мышцы. Так, при задержке дыхания на 30 с пульс составлял 77 ударов в минуту, а при задержке на 60 с пульс участился до 92 ударов в минуту, возросла и амплитуда колебаний сердца. Этот эффект хорошо известен в медицине и используется для оценки функциональной выносливости организма человека к кислородному голоданию

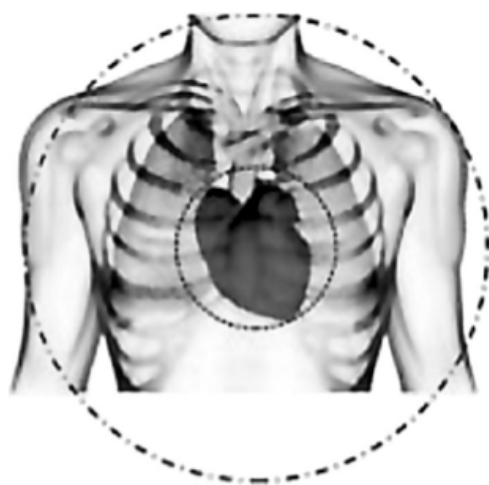


Рис. 3.7. Поперечный размер диаграммы направленности при разных дальностях наблюдения:

--- — при малых; — — — при больших

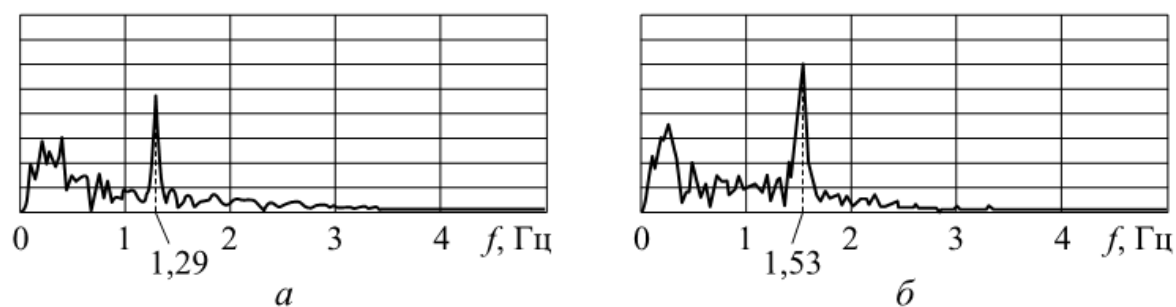


Рис. 3.8. Спектр сигнала колебаний сердечной мышцы при задержке дыхания:
а — в течение 30 с; *б* — в течение 60 с

(пробы Штанге и Генча) [10]. Приведенный пример показывает, что радиолокационные измерения, по крайней мере в некоторых случаях, могут быть использованы для дистанционной диагностики функционального состояния организма человека.

Для дистанционного измерения параметров колебаний сердечной мышцы необходимо сужать диаграмму направленности антенны до размеров, сравнимых с размерами сердца человека. Этого можно добиться использованием более высоких частот и фокусировкой диаграммы направленности антенны в области сердца. Однако для многих важных приложений (обнаружение людей в завалах, борьба с терроризмом и т. д.) измерение параметров пульсаций сердца представляется не очень важным. В этих случаях достаточно будет обнаруживать людей по их дыханию и перемещениям. Соответственно требования, предъявляемые к биорадиолокатору (диапазон частот, тип антенного устройства), будут зависеть от решаемой задачи.

3.2. Обнаружение и идентификация людей за оптически непрозрачными преградами с использованием квазинепрерывных, псевдослучайных, широкополосных сигналов

Класс радиолокационных станций (РЛС), которые используют для решения задач поиска и обнаружения людей под завалами, относится к РЛС ближнего действия. Под термином «РЛС ближнего действия» будем понимать РЛС, которая обнаруживает цели на расстояниях от единиц до десятков метров от фазового центра антенны при условии, что цель находится в зоне Фраунгофера.

Одним из наиболее характерных информационных признаков наличия цели в исследуемой области пространства является фазовая модуляция эхо-сигнала, обусловленная доплеровским эф-

фектом при перемещении отдельных частей тела (движение конечностей, туловища, грудной клетки при дыхании и сердцебиении). Основная задача таких РЛС состоит в выделении информационного сигнала на фоне помех, обусловленных отражениями зондирующего сигнала от местных предметов, преград, на трассе распространения, и последующего принятия решения о наличии или отсутствии цели в исследуемой области пространства. При этом к помехам, которые оказывают наибольшее влияние на вероятность правильного обнаружения, относятся отражения зондирующих колебаний от подвижных объектов вне зоны ответственности лоатора. К наиболее характерным из них можно отнести сигналы, попадающие на вход приемника РЛС по боковым лепесткам антенны и отраженные от работающей техники, деревьев, людей, находящихся вблизи лоатора, а также оператора РЛС.

3.2.1. Концепции построения радиофизических систем для обнаружения биообъектов

В настоящее время наметились три основные тенденции в построении радиолокационных систем дистанционного зондирования человека за препятствием. Это системы с применением так называемых сверхширокополосных импульсных видеосигналов (СШП-сигналы) [4, 11–21], пространственно разнесенные двухпозиционные и мультипозиционные активно-пассивные системы [21, 22] и РЛС с квазинепрерывными и непрерывными излучениями [23–26].

Первый класс систем строится по принципу импульсных РЛС, задающий генератор которых формирует короткие (как правило, длительностью несколько наносекунд) видеоимпульсы. Эти импульсы затем дифференцируются антенной лоатора и излучаются в пространство. Спектр таких сигналов достаточно широк (может достигать единиц гигагерц), что обуславливает высокое разрешение РЛС по дальности. Малое расстояние до цели позволяет применять в РЛС, без потери однозначности, высокую (до единиц мегагерц) частоту повторения зондирующих импульсов, что дает возможность организовать эффективное накопление сигнала при его обработке. Однако этому классу систем присущи и существенные недостатки. В частности, при распространении СШП-сигналов в диспергирующих средах наблюдается разрушение импульса, что в конечном итоге снижает соотношение сигнал/шум и вероятность правильного обнаружения. Кроме того, для СШП-сигналов практически отсутствуют эффективные направленные антенны, что приводит к допол-

нительным потерям и возрастанию уровня когерентных помех от местных предметов, находящихся вне зоны ответственности РЛС. Это в значительной мере ограничивает круг решаемых задач и удобство использования таких РЛС. Антенна РЛС обычно находится непосредственно у препятствия и желательно, чтобы она была с ним согласована, что, очевидно, трудно выполнить в реальных условиях.

Пространственно разнесенные системы основаны, как правило, на известном принципе базово-корреляционной системы локации. Они перспективны в плане потенциальной возможности локализации местоположения цели по двум координатам одновременно и подавления помех от местных предметов. Недостатком таких систем является их техническая сложность, невозможность оперативного использования в реальных условиях и неоднозначность, возникающая при одновременной обработке сигналов, принятых несколькими пространственно разнесенными пунктами.

Как показали наши исследования [23–26], РЛС с квазинепрерывным и непрерывным зондирующими сигналами, по-видимому, являются наиболее перспективными именно для решения задач поиска и обнаружения людей под завалами зданий и сооружений, в снежных лавинах и песчаных осыпях. При относительно низкой мощности зондирующего сигнала (десятки или сотни милливатт) за время наблюдения в течение нескольких секунд удастся добиться значительного потенциала лоатора (порядка 100...140 дБ) относительно простыми техническими средствами. Малогабаритность аппаратуры и антенн (в рабочем диапазоне частот 0,9...1,8 ГГц), а также низкое энергопотребление позволяют спасателям использовать такие лоаторы индивидуально и в составе комплекса аппаратуры с дистанционным управлением. Возможность использования узконаправленных антенн позволяет осуществлять пространственную селекцию целей, повышая помехоустойчивость РЛС. Применение сложных помехоустойчивых видов модуляции обеспечивает стробирование зоны ответственности РЛС по дальности с шагом от единиц до долей метров в режиме автоматического сканирования, что снижает вероятность пропуска цели. Кроме того, системы с непрерывным и квазинепрерывным зондирующим сигналом легко реализуют истинно когерентную обработку сигналов. Одним из существенных недостатков подобных РЛС является необходимость использования двух близко расположенных друг от друга антенн приемника и передатчика РЛС, что порождает проблемы развязки между ними. Поэтому для систем с непрерывным или квазинепрерывным сигналом антен-

ная система является важным элементом, определяющим тактико-технические характеристики РЛС в целом. Интеллектуальная обработка сигналов, основанная на адаптивных методах стохастического анализа радиолокационной информации, сокращает время принятия решения о наличии или отсутствии цели и повышает вероятность правильного обнаружения в сложной помеховой обстановке.

3.2.2. Методы идентификации биообъектов по сигналу когерентно-доплеровского радиолокатора. Теория, математические модели и эксперимент

Структурная схема РЛС и алгоритм ее функционирования

Основным достоинством сигналов на основе кодов Мерсенна [27–29], или псевдослучайных периодических (ПСП) M-последовательностей, является то, что период последовательности, обусловленный ее длиной и длительностью элементарного импульса, в данном случае может быть очень большим. Автокорреляционная функция такого сигнала, определяющая разрешение по дальности, имеет узкий пик, а уровень боковых лепестков обратно пропорционален длине последовательности. Способ формирования таких сигналов с точки зрения технической реализации прост и состоит в использовании схем на сдвиговых регистрах с соответствующими обратными связями. Причем число разрядов регистра увеличивается с ростом длины последовательности пропорционально логарифму от ее длины. Эти особенности ПСП-сигналов обуславливают их предпочтительное применение в радиолокационной аппаратуре ближнего действия. Длительность элементарного импульса (символа кода ПСП) определяет разрешение целей по дальности и объем пространства, из которого выделяется полезный сигнал. Когерентное накопление сигналов в течение нескольких периодов ПСП позволяет снизить пиковую мощность передатчика до оптимального уровня с точки зрения максимизации соотношения сигнал/тепловой шум и минимизации перегрузки входных каскадов приемника, а периодичность и когерентная обработка обеспечивают хорошую селекцию за счет эффекта Доплера. При этом потенциал РЛС и КПД системы в целом могут быть значительно выше, чем при импульсной модуляции.

Таким образом, можно сформулировать основные требования к техническим характеристикам, которым должна удовлетворять РЛС обнаружения людей под завалами. Основные показатели РЛС, имеющей модуляцию в виде фазовой манипуляции кодом Мерсенна (ПСП), сведены в табл. 3.1.

**Требования к техническим характеристикам РЛС
обнаружения людей под завалами**

Показатель	Значение	Примечание
Диапазон, ГГц	1,5...3	Регулируется в зависимости от уровня местных помех При полосе принимаемого сигнала до 5 Гц
Средняя мощность передатчика, мВт	$> 50,0$	
Чувствительность приемника, дБ·Вт	~ -170	
Ширина луча антенны по азимуту и углу места, град	15–25	
Разрешающая способность по дальности, м	1–2	
Дальность действия (до первой преграды), м	5–15	
Протяженность зоны ответственности за первой преградой, м	1,5–7,0	Меньшее значение — в завалах бетонных плит, большее — в осыпях сухих песков
Полоса фильтра доплеровской селекции, Гц	0,1–5,0	
Уровень боковых лепестков функции неопределенности, дБ	≤ -96	Число элементов ПСП $N = 2^{15} - 1$ либо $N = 2^{17} - 1$
Объем, дм ³	8–10	
Масса с источниками питания, кг	3–5	

Техническая реализация РЛС ближнего действия, используемой для обнаружения человека за преградой, с такими показателями достаточно сложна, поскольку на корреляционные свойства квазинепрерывного зондирующего сигнала на основе кодов Мерсенна влияет качество его формирования в трактах передачи и приема, а также среда распространения.

Кроме того, ограниченное время накопления отраженных сигналов, обусловленное временем корреляции информационного процесса, увеличивает вероятность ложной тревоги и уменьшает соотношение сигнал/помеха за счет повышения уровня боковых лепестков автокорреляционной функции зондирующего сигнала. Структурная схема одного из вариантов портативного радиолокатора [24, 25], удовлетворяющего требованиям, приведенным в таблице, представлена на рис. 3.9.

Как показано в работе [24], особенностью структуры РЛС с ПСП-сигналами является необходимость формирования коге-

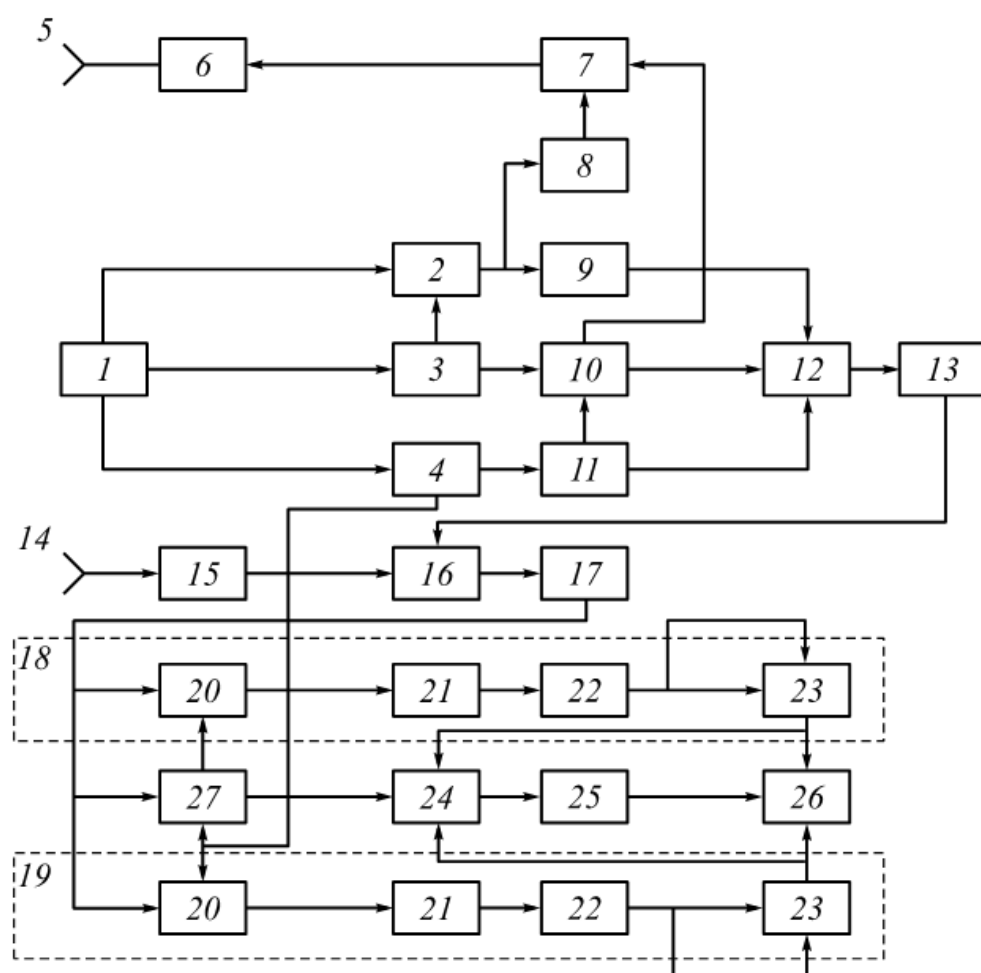


Рис. 3.9. Структурная схема РЛС для обнаружения людей за преградами

рентных модулирующих функций как для приемного, так и для передающего трактов локатора. Поэтому основной схемой является общий стабильный задающий генератор 1 с относительной нестабильностью частоты сигнала $\Delta f/f_0 = 10^{-5} \dots 10^{-6}$ на несущей частоте ~ 2 ГГц. Выходной сигнал этого генератора одновременно подается на амплитудный модулятор 2 и два делителя частоты 3 и 4 с коэффициентами деления $n = 20$ и $m = 10$ соответственно. На другой вход амплитудного модулятора 2 поступают колебания с частотой 100 МГц с выхода делителя 3. Узкополосные фильтры 8 и 9, подключенные к выходу модулятора 2, выделяют колебания верхней (фильтр 8) и нижней (фильтр 9) боковых частот амплитудно-модулированного колебания. Разнос между частотами когерентных колебаний на выходах фильтров 8 и 9 при этом составляет 200 МГц. Колебания верхней боковой частоты используются в передатчике локатора для получения зондирующего сигнала, а нижней боковой частоты — для получения колебаний гетеродина приемника. Зондирующий сигнал формируется на балансном модуляторе 7, усиливается усилителем мощности 6 до значения примерно -10 дБ·Вт и излучается передаю-

щей антенной 5 в пространство. На другой вход балансного модулятора 7 поступает модулирующая функция ПСП-сигнала, формируемая ПСП-генератором 10. Тактовая частота ПСП-генератора образована из частоты задающего генератора 1 благодаря делителю частоты 3. В модуле ПСП-генератора 10 цифровым методом формируется ПСП-сигнал для приемника и сигнал поднесущего колебания частотой $\sim 1,3$ кГц. Период поднесущего колебания при этом составляет ровно два периода ПСП-сигнала. После их перемножения получается задержанный на время τ_3 сигнал для формирования сигнала гетеродина. Схема 11 управляет задержкой ПСП-гетеродина, которая определяет расстояние до цели. Сигнал гетеродина приемника образуется на выходе балансного модулятора 12, на входы которого поступают когерентные с сигналом передатчика колебания (с фильтра 9) и задержанная, промодулированная сигналом поднесущей псевдослучайная последовательность с выхода модуля 10. После усиления и фильтрации в модуле 13 сигнал гетеродина поступает на балансный смеситель 16 (коррелятор). На другой вход смесителя 16 поступают принятые приемной антенной 14 колебания, отраженные от цели и усиленные малошумящим усилителем 15 с коэффициентом шума до 2 дБ и коэффициентом усиления не более 10...15 дБ. На выходе смесителя 16 находится полосовой фильтр 17, с выхода которого информационный сигнал в полосе промежуточной частоты около 200 МГц поступает на два идентичных квадратурных канала 18, 19. На балансных смесителях 20 каждого канала производится перенос информационного сигнала на частоту поднесущего колебания 1,3 кГц с одновременным выделением соответствующей квадратурной компоненты сигнала за счет фазового сдвига сигнала гетеродина на 90° в фазовращателе 27. Эти сигналы фильтруются с помощью полосовых фильтров 21, усиливаются в узкополосных низкочастотных усилителях 22, после чего возводятся в квадраты в блоках 23 и суммируются в сумматоре 24. Решение о наличии или отсутствии цели принимается (после выделения информационного сигнала в полосовом фильтре 25) в решающем устройстве 26.

Эта схема показала удовлетворительную работоспособность и достаточно высокую чувствительность к слабым сигналам от человека за преградой при высоком подавлении мешающих отражений от неподвижных местных предметов. Однако при сравнительно простой структуре техническая реализация отдельных блоков схемы вызывает определенные трудности.

Требования к аппаратуре ужесточаются при стремлении получить идеальные сигналы при модуляции, излучении, распрост-

ранении на сложной трассе, отражении, приеме и обработке сигналов. На эффективность работы коррелятора оказывают влияние не только его собственные характеристики, но и степень идеальности подаваемых на него полезных сигналов. На уровень помех, при прочих равных условиях, влияет место и причина их возникновения при данной структурной схеме локатора. Основным недостатком структурной схемы РЛС на рис. 3.9 является паразитное просачивание сигнала передатчика на вход и коррелятор приемника. Поскольку подавить паразитную несущую в спектре ПСП-сигнала на выходе модулятора больше, чем на 40...50 дБ, как правило, не удается, а узкополосная режекция приводит к неизбежным потерям в спектре ПСП-сигнала, приходится применять различные методы подавления принятых на несущей сигналов и помех.

Методы идентификации биообъектов. Решение проблемы идентификации живого объекта по совокупности косвенных признаков, связанных с параметрами наблюдаемого сигнала, требует набора адекватных моделей. Причем каждый элемент модели в процессе накопления информации об исследуемом биообъекте должен допускать возможность оперативной (а в идеале и автоматической) модификации. В общем виде порядок представления сложной модели радиолокационного проявления биообъекта сводится к процедуре, показанной на рис. 3.10 [30, 31]. Здесь выделено два класса подсистем: функциональные и обеспечивающие.

Под функциональными подсистемами будем понимать класс моделей, в основу которых положены соотношения, учитывающие физические процессы в исследуемом объекте, а также модели взаимодействия зондирующих сигналов с объектом. Обеспечивающие подсистемы — это класс моделей взаимодействия информационных потоков, возникающих при обмене данными в структуре функциональных подсистем, а также набор вспомогательных данных, как правило числовых коэффициентов, которые не являются необходимыми для построения функциональных подсистем, но в то же время важны при расчете числовых характеристик.

При идентификации объекта с помощью объектно-ориентированной модели, представленной функциональной и обеспечивающей подсистемами, необходимо заранее установить соответствие между основными параметрами объекта и параметрами эталонов выбранного класса. Здесь возможны три ситуации:

- 1) взаимно однозначное соответствие, т. е. модель точно представляет структуру и процессы, протекающие в объекте, и, следовательно, является полностью адекватной;

2) не все параметры исследуемого объекта представлены моделью, что означает неполную адекватность модели;

3) модель не полностью адекватна (или даже неадекватна), но допускается совершенствование модели по мере получения наблюдаемых данных — адаптивная модель.

Последняя ситуация реализуется на практике в тех случаях, когда эталоны из разных классов формируются на аналогичных уравнениях.

Основная трудность применения на практике объектно-ориентированных обобщенных моделей биообъектов заключается в установлении соответствия между уравнениями, описывающими процессы внутри объекта, и внешними проявлениями объекта при его взаимодействии с зондирующими сигналами. Тем не менее необходимость в разработке единого подхода к представлению и сравнению моделей различных биообъектов и систем постоянно возрастает. Современные технические системы исследования биообъектов позволяют синхронно получать информацию, снимаемую с выходов различных датчиков. В частности, это может быть комплекс из нескольких РЛС, например таких, как на рис. 3.10, но работающих на различных частотах, или комплекс ультразвуковых и радиолокационных датчиков. При этом количество методов и алгоритмов обработки этой информации разрастается. Простая сумма локально оптимальных решений не дает в целом объективной картины, если информация от каждого датчика анализируется независимо от информации, полученной из других источников.

Методы формирования элементов функциональных подсистем.

В основу метода построения функциональных подсистем объектно-ориентированных моделей положим подход, основанный на преобразовании X_0 [32, 33]. Это преобразование выбрано потому, что с его помощью при определенных условиях можно установить соответствие некоторого множества точек пространства сигналов множеству точек пространства спектра параметров объекта, инвариантного к физической природе зондирующего сигнала.

Под термином «пространство сигналов» будем понимать множество классов R проявлений объекта по отношению к внешним воздействиям. Причем единственным ограничением на класс зондирующих сигналов (внешних воздействий) является ограничение на сигналы, которые приводят к изменениям структуры и свойств самого объекта. Примером могут служить электромагнитные колебания различных диапазонов частот, акустические колебания, оптические сигналы, если их мощность такова, что не оказывает значительного влияния на исследуемый объект.



Рис. 3.10. Порядок взаимодействия элементов подсистем в сложной модели

В пространстве сигналов конкретный объект проявляется в виде компактной группы (некоторого множества) S_i , где индекс i определяет возможный отклик объекта на i -е воздействие из класса R . Результатом множества воздействий на объект является множество откликов S_i , $i = 1, 2, \dots, j, \dots$, причем для некоторых сигналов из множества R отклики могут образовывать пересекающиеся множества $S_i \cap S_j$ при $i \neq j$, а для других наборов $\{i, j\}$ $S_i \cap S_j = \emptyset$ — непересекающиеся множества.

Характеристическая функция отклика объекта h на множестве S_i представляет собой в общем случае некоторый абстрактный образ объекта и является бинарным изображением множества S_i :

$$h(x/S_i) = \begin{cases} 1, & \text{если } x \in S_i; \\ 0, & \text{если } x \notin S_i, \end{cases} \quad (3.4)$$

где x — элемент множества S_i .

Под термином «пространство спектров параметров» будем понимать совокупность параметров, физических величин, функций, характеризующих свойства объекта. Для введенных определений пространства сигналов и пространства спектров параметров воспользуемся преобразованием [32–35], которое ставит в соответствие каждому бинарному изображению (3.4) его спектр параметров по правилу

$$H(\vec{Y}) = \iint_{x \in R} h(\vec{X}/S_i) \delta[f(\vec{X}, \vec{Y})] d\vec{X}. \quad (3.5)$$

Геометрическая интерпретация преобразования (3.5), поясняющая общий подход к формированию функциональных подсистем в задаче идентификации, показана на рис. 3.11. Для многих практически важных задач воспользоваться непосредственно преобразованием (3.5) для идентификации объекта не удастся. Как правило, параметры отраженного от цели зондирующего сигнала не являются также параметрами объекта. Поэтому процедура построения функциональной подсистемы должна включать, кроме того, этап сопоставления (пересчета) оценок спектров параметров сигналов в спектр параметров объекта, как это условно показано на рис. 3.12.

Так, например, область спектра параметров объекта I (см. рис. 3.12) может быть идентифицирована только с примени-

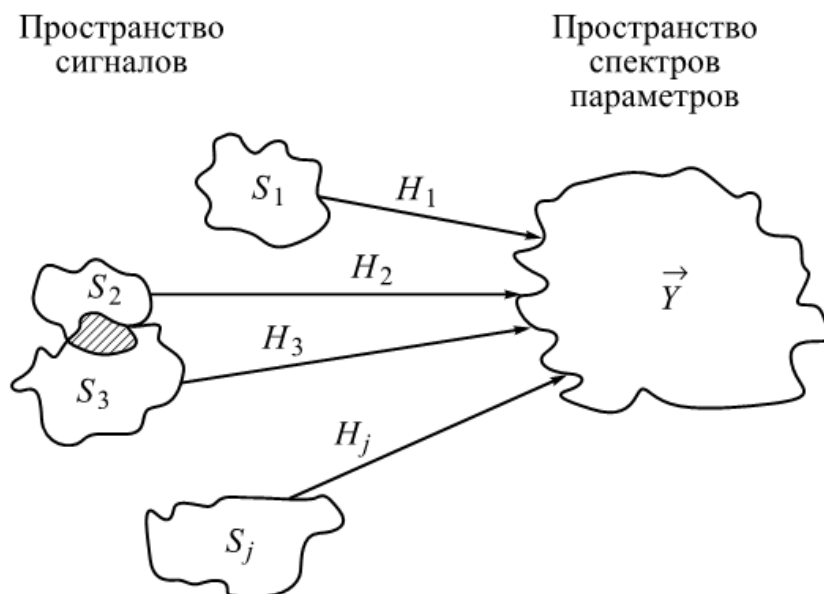


Рис. 3.11. Геометрическая интерпретация инвариантного преобразования

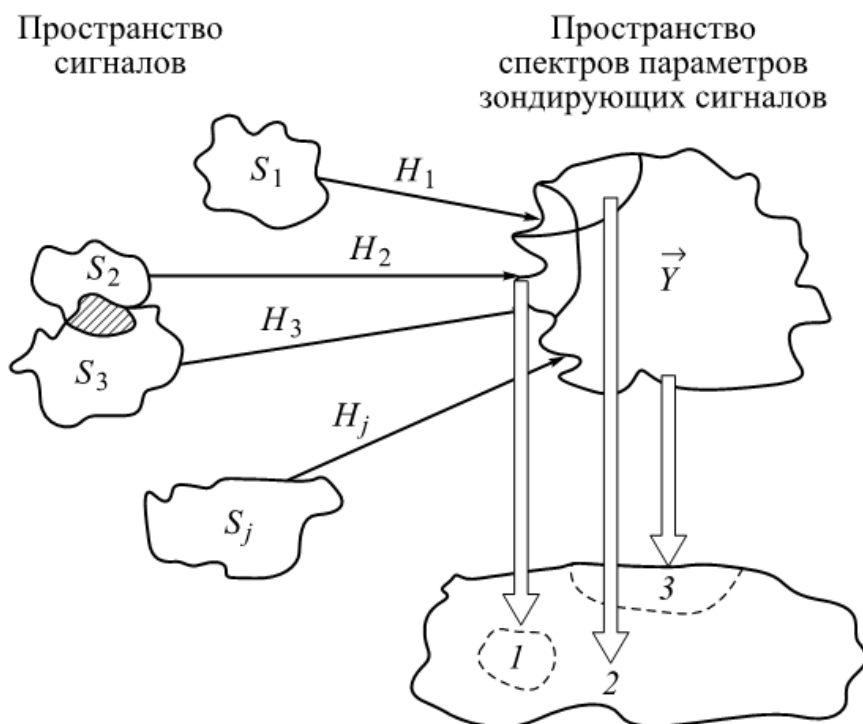


Рис. 3.12. Геометрическая интерпретация процедуры идентификации

ем зондирующих сигналов из групп S_2 , S_3 , а большая часть спектра параметров объекта оценивается благодаря группе сигналов S_1 . В то же время группы сигналов $S_4, \dots, S_j$, имеющие широкий спектр параметров, отвечают за идентификацию лишь незначительной части спектра параметров объекта. Другими словами, построение обобщенной функциональной подсистемы модели осуществляется в три этапа:

- 1) построение характеристической функции;
- 2) вычисление преобразования ожидаемого отклика зондирующего сигнала из пространства сигналов в пространство спектров параметров сигнала;
- 3) синтез алгоритма, устанавливающего соответствие между множеством точек в пространстве спектра параметров сигнала и множеством точек в пространстве спектра параметров объекта.

Если бы все перечисленные этапы представляли собой линейные процедуры, то соотношения для фундаментальных взаимосвязей между элементами подсистемы модели можно было бы записать в одной и той же системе координат для всех уровней. Однако на практике 1-й и 3-й этапы, как правило, существенно нелинейны, что приводит к необходимости рассмотрения нескольких систем координат и правил взаимных трансформаций. Наиболее общим подходом в этом случае является теория тензорного анализа [36–38], с помощью которого удастся сохранить каждое соотношение в его собственной, наиболее удобной системе

координат. Иногда, даже при решении одной системы уравнений, возникает необходимость прямых и обратных преобразований от одной системы координат к другой, чтобы сохранить нелинейные соотношения в их наиболее простой форме.

Формирование функциональной подсистемы модели в тензорном виде. Рассмотрим некоторую техническую систему, предназначенную для идентификации объекта и содержащую n датчиков. Датчики, в общем случае, используют различные физические принципы для формирования информационных сигналов. Последовательность выходных сигналов каждого датчика используется для принятия решения относительно m параметров объекта о его идентификации. Причем решение относительно каждого параметра может приниматься как на основе информации только одного датчика, так и с использованием взвешенной информации, получаемой одновременно i -м и j -м датчиками. На рис. 3.13 показана примерная схема такой системы и информационные потоки, учитываемые при принятии решения. Решение данной задачи классическими методами статистической идентификации [39–43] приводит к появлению нескольких не связанных друг с

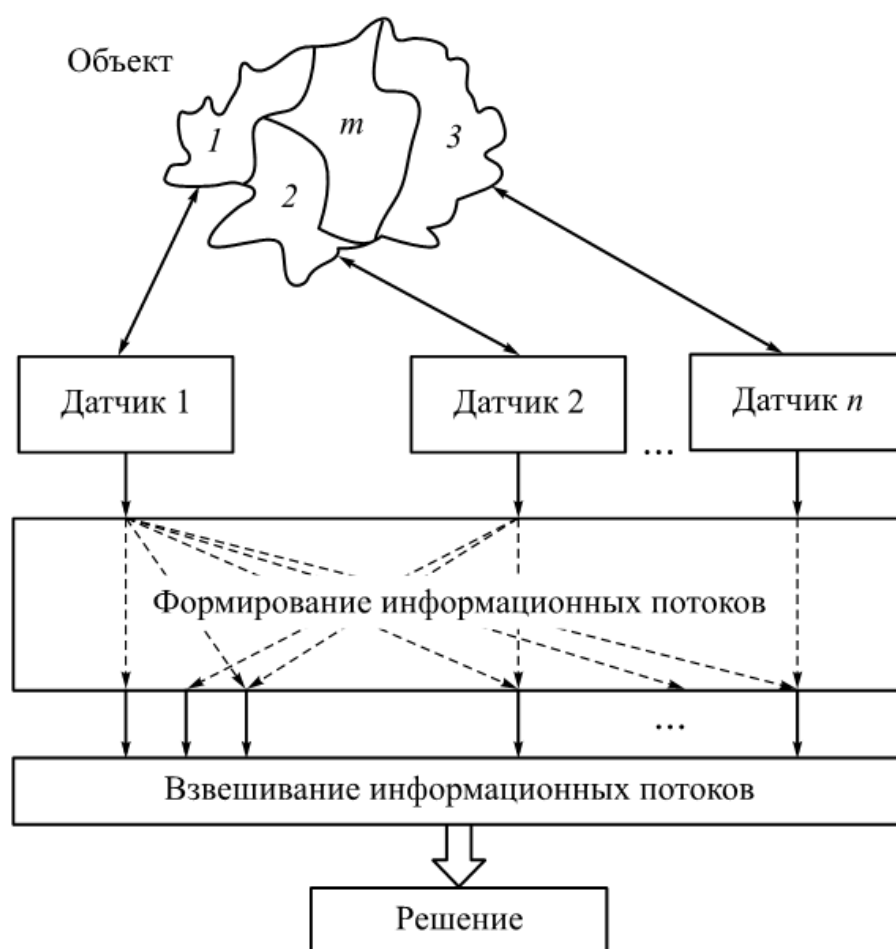


Рис. 3.13. Схема информационных потоков в обобщенной задаче идентификации

другом систем уравнений, результатом решения которых являются конкурирующие оценки, а часть взаимной информации неизбежно теряется. В этом случае говорят об избыточности системы наблюдения. Однако всю поступающую в блок обработки информацию можно учесть, если при построении решающих правил исходить из модели объекта, инвариантной к типу и количеству датчиков.

Рассмотрим топологический граф функциональной подсистемы для задачи, структура которой показана на рис. 3.14. При этом для наглядности положим $n = 3$, $m = 5$. Такая ситуация может быть характерна, в частности, для задачи обнаружения и идентификации живого человека под завалами обрушенного строения. В качестве датчиков используются активный радиолокатор, активный ультразвуковой локатор и пассивный акустический датчик, например микрофон. Определяемыми параметрами могут быть: характер препятствия, расстояние до пострадавшего, частота его дыхания и сердцебиения.

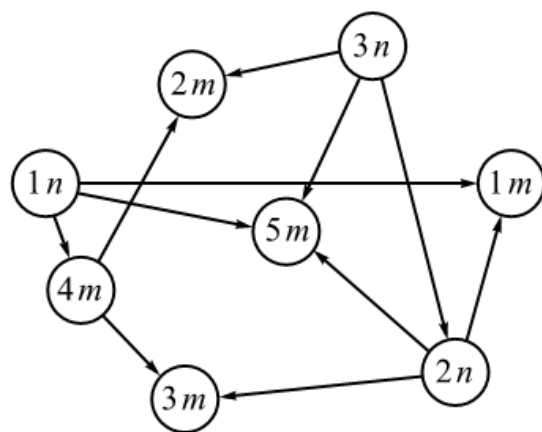


Рис. 3.14. Топологический граф функциональной подсистемы для $n = 3$, $m = 5$

В вершины узлов графа поместим датчики и идентифицируемые параметры объекта, а ветвями будут служить известные взаимосвязи, устанавливающие функциональные или вероятностные зависимости между информационными потоками выходных сигналов датчиков и пространством спектров параметров идентифицируемого объекта, как это показано на рис. 3.14. В соответствии с теорией комбинаторной топологии [37] такому графу соответствует ортогональное тензорное уравнение примитивного графа:

$$\mathbf{G}^0 + \mathbf{g}^0 = \mathbf{E}^0 (\mathbf{f}_0 + \mathbf{F}_0), \quad (3.6)$$

где индекс «0» означает принадлежность начальной (нулевой) системе координат; $\mathbf{E}^0$ — единичная матрица; $\mathbf{G}^0$ — вектор возбуждения узлов графа; $\mathbf{g}^0$ — вектор возбуждения замкнутого контура графа; $\mathbf{F}_0$ — вектор отклика узлов графа; $\mathbf{f}_0$ — вектор отклика контура графа.

В качестве начальной системы координат графа примем систему координат, содержащую восемь узлов графа, с которыми свяжем векторы возбуждения $\mathbf{G}^0$ и отклика $\mathbf{F}_0$, а также 11 ветвей,

устанавливающих порядок и вид функциональных преобразований информационного процесса соответствующего датчика. Таким образом, исходный граф является графом 19-го порядка. Каждому из 19 элементов графа ставится в соответствие четыре скалярных величины, входящих в уравнение (3.6): G, g, F, f .

Применительно к рассматриваемому примеру тензор $\mathbf{f}_0$ представим в виде компаунд-тензора $\mathbf{f}_0 = \|\mathbf{f}_{01}, \mathbf{f}_{02}\|$, где компоненты $\mathbf{f}_{01}$ и $\mathbf{f}_{02}$ представляют набор величин, имеющих смысл коэффициентов потерь при принятии локального решения по соответствующему информационному потоку и весовых коэффициентов информационного потока в общем решающем правиле. Другими словами, элементы тензоров $\mathbf{f}_{01}$ и $\mathbf{f}_{02}$ в соответствии со структурой графа, показанного на рис. 3.14, задают следующим образом:

$$\mathbf{f}_{01} = \left\| \frac{2n2m}{f_{01}^1}; \frac{3n5m}{f_{01}^2}; \frac{2n3n}{f_{01}^3}; \frac{1n1m}{f_{01}^4}; \frac{4m2m}{f_{01}^5}; \frac{1n4m}{f_{01}^6}; \right. \\ \left. \frac{4m3m}{f_{01}^7}; \frac{2n5m}{f_{01}^8}; \frac{2n1m}{f_{01}^9}; \frac{2n3m}{f_{01}^{10}}; \frac{1n5m}{f_{01}^{11}} \right\|;$$

$$\mathbf{f}_{02} = \left\| \frac{1n}{f_{02}^1}; \frac{2n}{f_{02}^2}; \frac{3n}{f_{02}^3}; \frac{1m}{f_{02}^4}; \frac{2m}{f_{02}^5}; \frac{3m}{f_{02}^6}; \frac{4m}{f_{02}^7}; \frac{5m}{f_{02}^8} \right\|.$$

Переменные возбуждения $\mathbf{G}^0$ и отклика $\mathbf{F}_0$ графа (3.6) в исходной системе координат оказываются не определены. Для построения правила определения параметров топологической модели функциональной подсистемы рассмотрим новую систему координат, в которой возбужденными будут только $n + m = 8$ узлов, а контуры графа не будут возбужденными. Тогда элементы тензора $\mathbf{G}^0 = \mathbf{G}^{01} + \mathbf{G}^{02}$ определим в виде выражений

$$\mathbf{G}^{01} = \left\| \frac{1n}{G_1^{01}}; \frac{2n}{G_2^{01}}; \frac{3n}{G_3^{01}} \right\|; \quad \mathbf{G}^{02} = \left\| \frac{1m}{0}; \frac{2m}{0}; \frac{3m}{0}; \frac{4m}{0}; \frac{5m}{0} \right\|,$$

где G_j^{01} — элементы компаунд-тензора в исходной системе координат, имеющие смысл весовых коэффициентов оценок параметров объекта, вычисленных на основании информационных потоков соответствующих датчиков без учета информации, полученной другими датчиками системы.

Квадратную невырожденную матрицу $\mathbf{P}_{01}$ преобразования от системы координат 0 к системе координат 1 можно найти из соотношений между возбуждениями $\mathbf{G}$ исходной 0-й системы ко-

ординат новой 1-й системы координат либо из соотношения между откликами $\mathbf{F}$ этих систем:

$$\mathbf{g}^1 + \mathbf{G}^1 = [\mathbf{P}_{10}]^T (\mathbf{g}^0 + \mathbf{G}^0); \quad (3.7)$$

$$\mathbf{f}_0 + \mathbf{F}_0 = [\mathbf{P}_{01}](\mathbf{f}_1 + \mathbf{F}_1), \quad (3.8)$$

где индекс «Т» означает транспонирование, а порядок следования индексов у матрицы преобразования указывает на направление преобразования.

Для рассматриваемого примера матрица преобразования $\mathbf{P}_{01}$ имеет структуру блочной матрицы или, в общем случае, компанд-тензора:

$$[\mathbf{P}_{01}]^T = \mathbf{P}_{10} = \begin{Bmatrix} \mathbf{I} & \mathbf{A}^T \\ 0 & \mathbf{I} \end{Bmatrix}, \quad (3.9)$$

где $\mathbf{I}$ — единичная матрица. Матрица $\mathbf{E}^0$ в уравнении (3.6) состояния графа при преобразовании в новую систему координат уже не будет единичной. Вид ее можно определить, пользуясь соотношениями (3.9) и (3.8) или (3.7):

$$\mathbf{E}^1 = \begin{Bmatrix} \mathbf{I} + \mathbf{A}^T \mathbf{A} & \mathbf{A}^T \\ \mathbf{A} & \mathbf{I} \end{Bmatrix}.$$

Следовательно, ортогональные тензорные уравнения графа (3.6) в новой системе координат примут вид

$$\mathbf{G}^1 + \mathbf{g}^1 = \mathbf{E}^1 (\mathbf{f}_1 + \mathbf{F}_1), \quad (3.10)$$

или

$$\begin{Bmatrix} \mathbf{G}^{1j} + \mathbf{g}^{1j} \\ 0 + \mathbf{g}^{1k} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \mathbf{I} + \mathbf{A}^T \mathbf{A} & \mathbf{A}^T \\ \mathbf{A} & \mathbf{I} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \mathbf{f}_{1j} + \mathbf{F}_{1j} \\ \mathbf{f}_{1k} + 0 \end{Bmatrix}, \quad (3.11)$$

где $j = 1, 2, \dots, n$; $k = 1, 2, \dots, m$.

Отклики контуров графа $\mathbf{f}_1$ в новой системе координат найдем из закона преобразования для откликов (3.8):

$$\begin{Bmatrix} \mathbf{f}_{1j} \\ \mathbf{f}_{1k} \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} \mathbf{I} & 0 \\ -\mathbf{A} & \mathbf{I} \end{Bmatrix} \begin{Bmatrix} \mathbf{f}_{0j} \\ \mathbf{f}_{0k} \end{Bmatrix}. \quad (3.12)$$

Таким образом, состояние графа на рис. 3.14 в новой системе координат оказывается полностью определенным, а следовательно, объектно-ориентированная модель функциональной подсистемы идентификации оказывается полностью определена системой тензорных уравнений (3.10) или (3.11) с учетом (3.12).

Описание моделей откликов биообъектов на зондирующие сигналы когерентно-доплеровской РЛС

Математическое описание моделей процессов, наблюдаемых на выходе физического прибора, является основой любого научно обоснованного метода обработки сигналов. Очевидно, со свойствами этих процессов должны быть связаны не только интервал наблюдения, частота дискретизации и разрядность выборки, но и последующие преобразования, а также методы обработки сигналов. Модель процесса, как и любая модель вообще, должна удовлетворять, в первую очередь, двум фундаментальным и зачастую противоречивым свойствам — требуемой степени адекватности описания процесса и достаточной простоте для реализации в алгоритмах обработки сигналов. Излишняя детализация приводит к громоздким математическим описаниям, избыточности и, как результат, к сложности реализации алгоритма даже на современных быстродействующих ЭВМ. С другой стороны, упрощенное представление моделей сигналов и информационных процессов во многих случаях приводит к частичной потере информации об исследуемом объекте или к принятию решений о невозможности получения информации об объекте выбранным методом.

Наиболее широко применяемая на практике и подробно описанная в литературе модель стационарного случайного процесса [44–47] далеко не всегда адекватна при описании реальных информационных процессов. Так, например, в доплеровской РЛС [26] сигнал, отраженный от человека, несет информацию как о его (человека) движении, перемещениях конечностей относительно туловища, так и о частоте дыхания и сердцебиения. Кроме того, в таком сигнале обязательно содержатся флуктуационные шумы и помехи, вызванные нестабильностями отдельных узлов и блоков аппаратуры. Характерными информационными признаками объекта, которые могут быть использованы в алгоритмах распознавания и идентификации, являются частота дыхания и период сердцебиения человека в спокойном состоянии. Очевидно, что модель информационного процесса, связанного с этими признаками, необходимо строить, исходя из предположения о нестационарности процесса. Среди известных моделей нестационарных процессов целесообразно выделить три важных класса моделей, которые можно было бы применить для описания информационного процесса на выходе доплеровского лоатора. Это процессы с изменяющимся во времени средним значением [48], с изменяющимся во времени значением квадрата [49] и смешанные [50]. Первые считают классом процессов с аддитивной нестационар-

ностью, вторые — с мультипликативной, третьи — со смешанной. Если предположить, что радиолокатор работает нормально, т. е. на интервале наблюдения информационного процесса частоты когерентных гетеродинов, пороги и уровни ограничителей не изменяются, то математическое ожидание этого процесса не будет зависеть от времени и, следовательно, классы аддитивно нестационарных и аддитивно-мультипликативных процессов не пригодны для синтеза модели рассматриваемого процесса.

Мультипликативную модель нестационарного процесса можно, по-видимому, рассматривать как некоторое стохастическое колебание, подчиняющееся вероятностным закономерностям и в то же время сохраняющее свойство повторяемости (периоды сердцебиения и дыхания). Поэтому модель информационного процесса на выходе доплеровского локатора будем строить на основе класса моделей с мультипликативной нестационарностью.

Одним из наиболее распространенных способов описания мультипликативно нестационарных процессов, как показано в работах [49, 51], является представление корреляционной функции процесса в виде

$$K(t, u) = K(t + u, t) = a(t) r(u), \quad (3.13)$$

где $r(u)$ — корреляционная функция стохастического процесса, которая удовлетворяет условию

$$\int \int_{\Lambda \otimes \Lambda} r(t - u) a(t) a^*(u) dt du \geq 0 \quad (3.14)$$

при всех комплексных $a \in \Lambda$ (Λ — комплексная плоскость), всех $t \in R$ (R — действительная ось), $*$ — символ комплексного сопряжения.

Очевидно, что если справедливо предположение о медленности функции $a(t)$ по отношению к $r(t)$, то выражение для дисперсии процесса может быть представлено как

$$\sigma^2(t) = a(t) r(0), \quad (3.15)$$

где $r(0) > 0$ по определению, поэтому $a(t) \geq 0$ при всех $t \in R$.

Выражение (3.14) удобно тем, что фактически объединяет модель стационарного и мультипликативно нестационарного процессов. Действительно, если $a(t) = \text{const}$, то выражение (3.15) определяет дисперсию стационарного случайного процесса. Ясный физический смысл, универсальность и удобство использования на практике этой модели сталкивается с противоречием, которое состоит в том, что сигналов с корреляционной функцией вида (3.13) в природе существовать не может. Это доказал Лоэв [47]. Действительно, условие (3.14) справедливо, когда корреляцион-

ная функция зависит не от конкретных значений t и u , а от их разности, т. е. сдвига: $K(t + s, u + v) = K(t, u)$. Но в этом случае должна существовать симметричная по отношению к (3.13) корреляционная функция $K(u, t - u) = a(u)r(t - u)$. Нетрудно показать, что для процесса с корреляционной функцией (3.13) нарушается условие эрмитовой симметрии, которое состоит в равенстве $K^*(t, u) = K(t, u)$. Однако при $a(t) \geq 0$ выполнение этого равенства невозможно. Поэтому множитель a в выражении для корреляционной функции реального информационного процесса должен зависеть не только от t , но и от u , т. е.

$$K(t, u) = a'(t, u)r(t - u). \quad (3.16)$$

Модель (3.16) — это уже модель с неразделенными переменными. Данная особенность хорошо иллюстрируется экспериментальными данными. На рис. 3.15 показан фрагмент модуля нормированной к своему максимуму корреляционной функции информационного процесса, снятого с выхода доплеровского локатора при зондировании грудной клетки человека (рабочая частота — 1,8 ГГц, расстояние до цели — 2,5 м, $\lambda/D \approx 0,5$, λ — длина волны, D — линейный размер апертуры), вычисленный по 10-секундному интервалу.

На рис. 3.16 показан фрагмент корреляционной функции того же процесса, но на интервале в 200 с.

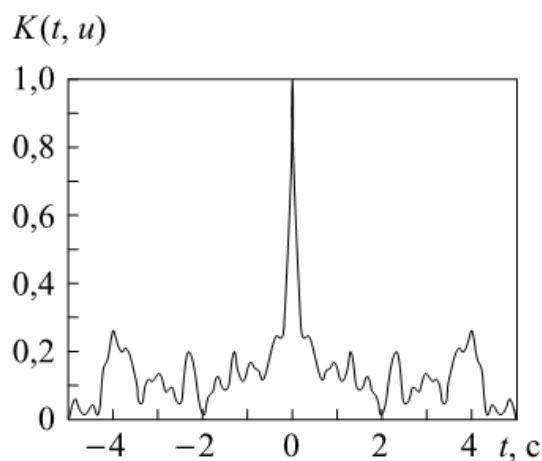


Рис. 3.15. Корреляционная функция информационного процесса, вычисленная по 10-секундному интервалу

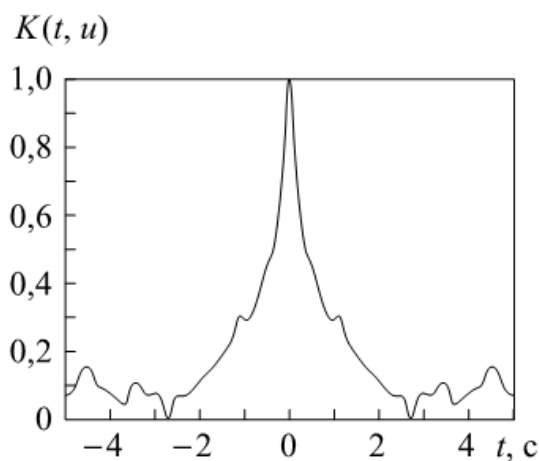


Рис. 3.16. Корреляционная функция информационного процесса, вычисленная по 200-секундному интервалу

Очевидные различия в характере периодичности свидетельствуют о факте неразделенности переменных в (3.16).

Как и для модели (3.13), для модели (3.16) можно определить дисперсию

$$\sigma'^2(t) = a'(2t)r(0). \quad (3.17)$$

Сравнивая соотношение (3.17) и (3.15), можно записать $a'(u) = a(u/2)$, тогда модель (3.16) приобретает вид

$$K(t, u) = a\left(\frac{t+u}{2}\right)r(t-u). \quad (3.18)$$

В формуле (3.18) оба сомножителя выразим теперь через одну переменную, являющуюся линейной комбинацией двух исходных переменных. Причем выражение (3.18) имеет достаточно ясный физический смысл. Так, первый сомножитель можно рассматривать как дисперсию процесса в середине отрезка времени между двумя компонентами, корреляционная связь между которыми определяется вторым сомножителем. Заменой переменных $s = \frac{t+u}{2}$, $v = t-u$ опять получаем модель процесса с разделенными переменными

$$\tilde{K}(s, v) = a(s)r(v).$$

Однако полного соответствия теоретической модели (3.13), т. е. факторизации корреляционной функции, здесь все же не достигается. Это хорошо видно, если ввести смещение во времени:

$$\tilde{K}(s, v) = \tilde{K}(s+v, s) = a\left(t + \frac{u}{2}\right)r(u).$$

Очевидно, что в этом случае как периодограммные, так и коррелограммные спектральные оценки таких процессов будут нестационарны во времени.

Спектрально-корреляционная модель информационного процесса. Традиционно мгновенные значения спектральных компонентов информационного процесса, наблюдаемого на интервале T , можно рассчитать, используя прямое преобразование Фурье:

$$S(t, \omega) = \int_{t-T/2}^{t+T/2} x(u) e^{-j\omega u} du,$$

где u — переменная, имеющая размерность времени; $x(u)$ — реализация наблюдаемого процесса.

Зависимость спектральных компонентов модели (3.17) от конкретных моментов времени сводит на нет все преимущества спектральных моделей. Однако если корреляционная функция процесса обладает закономерностями вида (3.16), т. е. если это периодически коррелированный нестационарный процесс [50], то можно построить спектральную модель процесса, которая не зависит от времени. Такая модель базируется на установлении корреляционных взаимосвязей между отдельными спектральными компо-

нентами или на вычислении так называемой спектрально-корреляционной функции [172]

$$\tilde{S}(\omega, \Delta\omega) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} S(t, \omega + \Delta\omega/2) S^*(t, \omega - \Delta\omega/2) dt, \quad (3.19)$$

где ω — середина частотного интервала; $\Delta\omega$ — смещение по частоте относительно ω .

На рис. 3.17 приведен модуль спектрально-корреляционной функции рассматриваемого информационного процесса. Компоненты, обусловленные дыханием (выброс на частоте $f_1 \approx 0,6$ Гц) и сердцебиением (выброс на частоте $f_1 \approx 1,12$ Гц), хорошо разрешены. Для сравнения на рис. 3.18 показана периодограммная спектральная плотность этого информационного процесса.

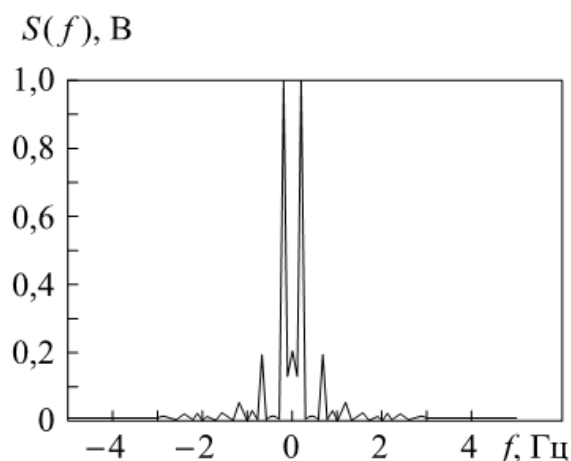


Рис. 3.17. Спектрально-корреляционная функция информационного процесса, вызванного отражением сигнала от грудной клетки человека

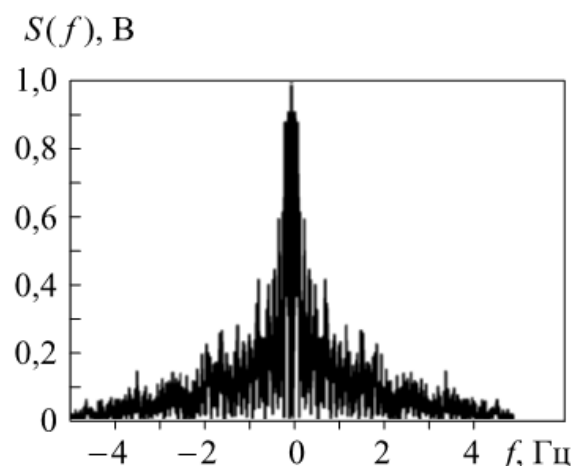


Рис. 3.18. Периодограммная спектральная плотность информационного процесса, вызванного отражением сигнала от грудной клетки человека

Таким образом, даже не прибегая к количественным оценкам, сравнивая рис. 3.17 и 3.18, можно утверждать, что модель (3.16) с не полностью разделенными переменными практически невозможно использовать в традиционных алгоритмах обработки сигналов, основанных на периодограммных спектральных оценках. Поэтому при синтезе алгоритмов обнаружения, распознавания и идентификации объектов, порождающих периодически коррелированные процессы, функция корреляции которых имеет вид (3.16), предпочтительнее пользоваться изоморфными спектрально-корреляционными оценками в соответствии с моделью (3.19). Подробное доказательство свойства изоморфизма модели (3.19) можно найти в работах [49–52].

3.2.3. Методы и алгоритмы компенсации движения собственно лоатора

При разработке портативных РЛС, работа которых основана на обнаружении модуляции фазы отраженного сигнала вследствие эффекта Доплера, необходимо учитывать возможные перемещения лоатора во время работы. Методы доплеровской селекции и компенсации движения носителя лоатора давно известны и широко применяются в бортовых РЛС различного назначения, например [28]. Однако для портативных РЛС сложность применения традиционной фильтровой доплеровской селекции состоит в том, что спектральные характеристики отклика зондирующего сигнала от неподвижных препятствий и от искомой цели носят шумоподобный характер и частично или полностью перекрываются. В частности, если лоатор находится непосредственно в руке или на плече спасателя, то движения человека, несущего РЛС, и движения обнаруживаемого за препятствием человека порождают спектральные компоненты выходного сигнала лоатора в диапазоне 0,1...5 Гц. Один из возможных путей преодоления подобного рода помех состоит во введении в структуру аппаратных средств (или в программу обработки, если роль РЛС выполняет компьютер) компенсационного канала. Структурная схема такого устройства показана на рис. 3.19. Приемник РЛС имеет двухканальную структуру. Основной канал предназначен для приема, усиления и обработки суммарного сигнала, отраженного от цели и окружающих предметов. Дополнительный канал представляет собой автокомпенсатор доплеровского смещения частоты отраженного сигнала, обусловленного собственными перемещениями лоатора.

Сигнал от антенны 1 поступает на малошумящий линейный усилитель 2, к выходу которого подключены два идентичных фазовых детектора (ФД) 3, 4 для формирования сигналов квадратур. На другой вход ФД 3 поступает сигнал опорного гетеродина 5, а на ФД 4 — сигнал гетеродина 5, задержанный по фазе в фазовращателе 6 на величину $\pi/2$. Сигнал гетеродина 5 является опорным и для фазовых детекторов 7, 8 канала автокомпенсатора, а также используется в качестве несущего колебания в передатчике, чем обеспечивается когерентность системы в целом. На входы ФД 7, 8 автокомпенсатора поступает усиленный масштабирующим усилителем 24 сигнал от преобразователя 23. Диаграмма направленности антенны 23 ориентирована так, что на вход преобразователя поступает только сигнал, отраженный от неподвижных предметов.

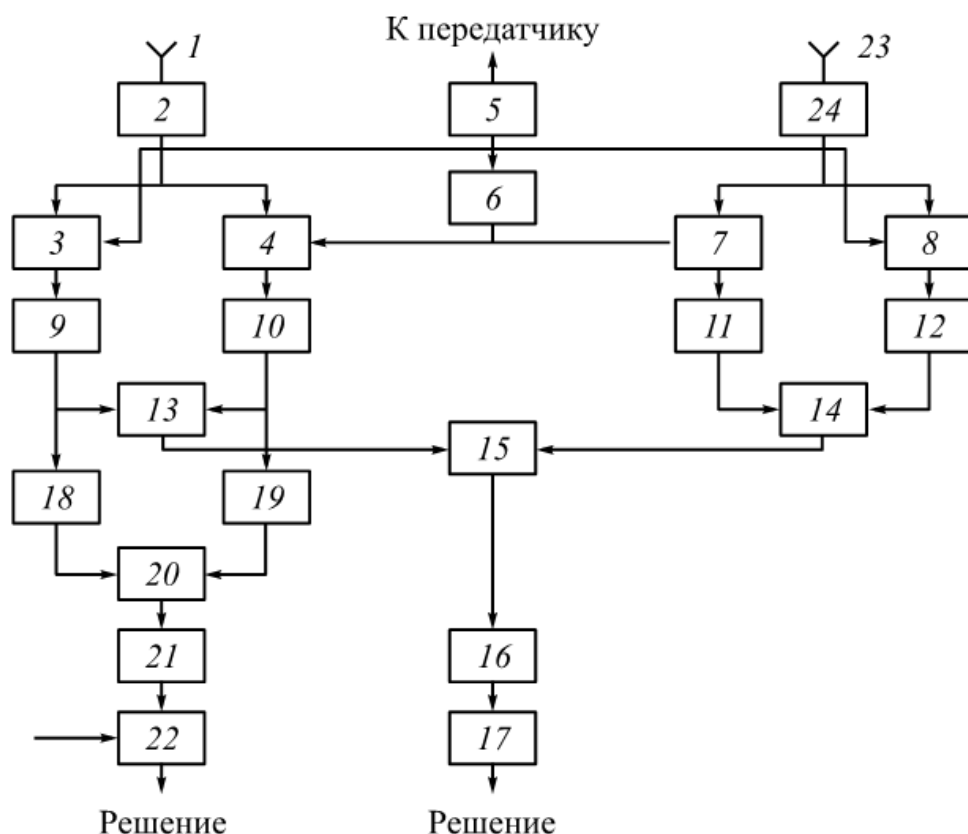


Рис. 3.19. Структурная схема приемника РЛС с автокомпенсатором движения

К выходам ФД 3, 4, 7, 8 обоих каналов подключены идентичные фильтры нижних частот 9, 10, 11, 12, предназначенные для подавления комбинационных компонентов с частотами nf в выходных сигналах ФД. В блоках 13, 14 формируются спектральные оценки сигналов основного канала и канала автокомпенсатора соответственно. А в блоке 15 вычисляются их сравнительная оценка и сигнал ошибки. Полосовой доплеровский фильтр 16 выделяет из сигнала ошибки только те частотные компоненты, которые соответствуют ожидаемому отклику от цели. Выходной сигнал фильтра 16 сравнивается с порогом в блоке 17, по превышению порога принимается решение о наличии цели. Параллельно с этим осуществляется обработка временной реализации сигналов квадратурных компонентов основного канала. Сигналы с выходов фильтров 9, 10 возводятся в квадраты в блоках 18, 19 и суммируются в сумматоре 20. После подавления в фильтре 21 постоянной составляющей выходного сигнала сумматора 20 оставшийся низкочастотный компонент, соответствующий доплеровскому смещению частоты, сравнивается по амплитуде с порогом в блоке 22. По результатам этого сравнения принимается решение о наличии или отсутствии цели. Упрощенно сигнал, отраженный от цели, можно представить как

$$s_{oi} = a \cos \left[2\pi f \left(1 + 2 \frac{v_l \cos(\Omega_l t_i)}{c} + 2 \frac{v_t \cos(\Omega_t t_i)}{c} \right) t_i \right], \quad (3.20)$$

где v_l — скорость перемещения радиолокатора; $\Omega_l = 2\pi f_l$ — фазовая модуляция, вызванная движением радиолокатора; $\Omega_t = 2\pi f_t$ — фазовая модуляция, вызванная движением цели; v_t — скорость цели.

Сигнал, отраженный от неподвижных предметов, упрощенно представим в виде

$$s_{si} = a \cos \left[2\pi f \left(1 + 2 \frac{v_l \cos(\Omega_l t_i)}{c} \right) t_i \right]. \quad (3.21)$$

Суммарный сигнал на входах фазовых детекторов получается как сумма сигналов (3.20), (3.21) и гауссова шума N_i с нулевым математическим ожиданием и среднеквадратичным значением σ :

$$s_{\Sigma i} = s_{oi} + s_{si} + N_i.$$

Далее моделируется процесс преобразования сигналов в квадратурных каналах на фазовых детекторах. Реальная y_{ri} и мнимая $y_{im i}$ части сигнала на выходе соответствующего фазового детектора составляют:

$$y_{ri} = s_{\Sigma i} s_{ri} + b s_{si} s_{oi};$$

$$y_{im i} = s_{\Sigma i} s_{im i} + b s_{si} s_{oi},$$

где s_{ri} и $s_{im i}$ — реальная и мнимая части опорного сигнала; b — постоянный множитель, зависящий от коэффициента передачи.

Для простоты дальнейших рассуждений положим $b = 0$ и $\sigma = 0$. Кроме того, амплитуды сигналов от цели, неподвижного препятствия и амплитуду опорного сигнала положим равными 1. Введем для упрощения выкладок следующие обозначения:

$$\alpha(t) = 2\pi f t; \quad \beta(t) = 2\pi f \cdot 2 \frac{v_l \cos(\Omega_l t_i)}{c} t; \quad \gamma(t) = 2\pi f \cdot 2 \frac{v_t \cos(\Omega_t t_i)}{c} t,$$

где $\alpha(t)$ — полная фаза излученного сигнала (фаза опорного сигнала); $\beta(t)$ — приращение фазы эхо-сигнала за счет движения локатора; $\gamma(t)$ — приращение фазы эхо-сигнала, обусловленное движением цели.

Суммарный сигнал на входах перемножителей (фазовых детекторов) с учетом введенных обозначений запишем как сумму эхо-сигналов от неподвижного объекта и цели:

$$s_{\Sigma}(t_i) = \cos(\alpha(t_i) + \beta(t_i)) + \cos(\alpha(t_i) + \beta(t_i) + \gamma(t_i)).$$

Сигнал на выходе первого перемножителя

$$\begin{aligned} s_1(t_i) &= [\cos(\alpha(t_i) + \beta(t_i)) + \cos(\alpha(t_i) + \beta(t_i) + \gamma(t_i))] \cos(\alpha(t_i)) = \\ &= 0,5 [\cos \beta(t_i) + \cos(2\alpha(t_i) + \beta(t_i)) + \\ &+ \cos(\beta(t_i) + \gamma(t_i)) + \cos(2\alpha(t_i) + \beta(t_i) + \gamma(t_i))]. \end{aligned}$$

Сигнал на выходе второго перемножителя

$$\begin{aligned} s_2(t_i) &= [\cos(\alpha(t_i) + \beta(t_i)) + \cos(\alpha(t_i) + \beta(t_i) + \gamma(t_i))] \sin \alpha(t_i) = \\ &= 0,5 [-\sin \beta(t_i) + \sin(2\alpha(t_i) + \beta(t_i)) - \\ &- \sin(\beta(t_i) + \gamma(t_i)) + \sin(2\alpha(t_i) + \beta(t_i) + \gamma(t_i))]. \end{aligned}$$

При простом, радиальном движении цели и лоатора, т. е. когда $\Omega_l = \Omega_t \equiv 0$, спектр выходных колебаний перемножителей будет иметь вид, показанный на рис. 3.20.

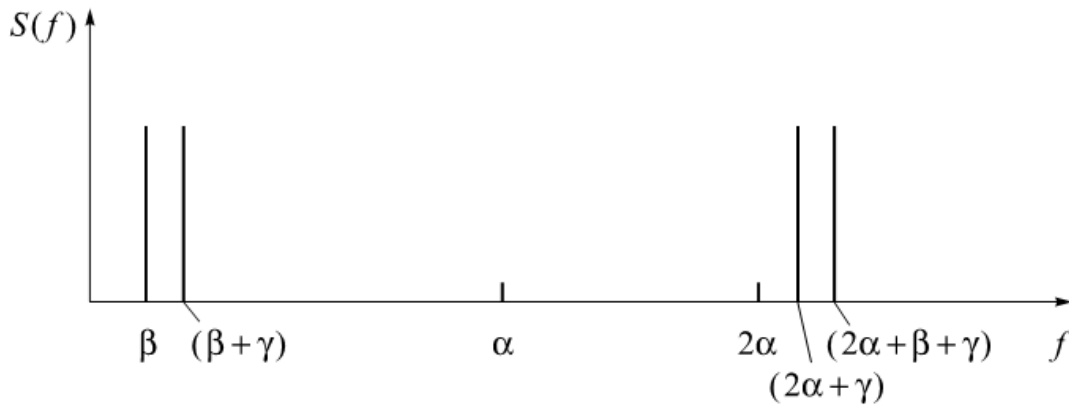


Рис. 3.20. Спектр колебаний на выходе перемножителя

Дальнейшая обработка сигналов осуществляется путем выделения фильтром нижних частот составляющих выходного сигнала, содержащих компоненты $\beta(t_i)$ и $\beta(t_i) + \gamma(t_i)$ каждой квадратуры, либо путем выделения фильтром верхних частот или полосовым фильтром компонентов $(2\alpha(t_i) + \beta(t_i))$ и $(2\alpha(t_i) + \beta(t_i) + \gamma(t_i))$. Первый вариант обработки назовем низкочастотным алгоритмом, а второй — высокочастотным. Последовательность преобразований сигналов для низкочастотного и высокочастотного алгоритмов приведена в табл. 3.2.

Двухканальная структура лоатора с параллельной обработкой сигналов во временной и частотной областях позволяет обнаруживать подвижные объекты как при наличии отражений от неподвижных местных предметов, так и в свободном пространстве, например в дыму, тумане, мокром снегу и т. п., вне зависимости от характера движения лоатора.

**Низкочастотный и высокочастотный алгоритмы
преобразования сигналов**

Низкочастотный алгоритм	Высокочастотный алгоритм
1. Выход фильтра первого квадратурного канала: $\cos \beta(t_i) + \cos(\beta(t_i) + \gamma(t_i))$	
	$\cos(2\alpha(t_i) + \beta(t_i)) +$ $+ \cos(2\alpha(t_i) + \beta(t_i) + \gamma(t_i))$
2. Возводим в квадрат выходной сигнал фильтра: $[\cos \beta(t_i) + \cos(\beta(t_i) + \gamma(t_i))]^2 =$ $= \cos^2 \beta(t_i) + \cos^2(\beta(t_i) + \gamma(t_i)) +$ $+ 2 \cos \beta(t_i) \cos(\beta(t_i) + \gamma(t_i)) =$ $= \cos^2 \beta(t_i) + \cos^2(\beta(t_i) + \gamma(t_i)) +$ $+ \cos \gamma(t_i) + \cos(2\beta(t_i) + \gamma(t_i))$	
	$[\cos(2\alpha(t_i) + \beta(t_i)) +$ $+ \cos(2\alpha(t_i) + \beta(t_i) + \gamma(t_i))]^2 =$ $= \cos^2(2\alpha(t_i) + \beta(t_i)) +$ $+ \cos^2(2\alpha(t_i) + \beta(t_i) + \gamma(t_i)) +$ $+ 2 \cos(2\alpha(t_i) + \beta(t_i)) \times$ $\times \cos(2\alpha(t_i) + \beta(t_i) + \gamma(t_i)) =$ $= \cos^2(2\alpha(t_i) + \beta(t_i)) +$ $+ \cos^2(2\alpha(t_i) + \beta(t_i) + \gamma(t_i)) +$ $+ \cos \gamma(t_i) + \cos(4\alpha(t_i) + 2\beta(t_i) + \gamma(t_i))$
3. Выход фильтра второго квадратурного канала: $-\sin \beta(t_i) - \sin(\beta(t_i) + \gamma(t_i))$	
	$-\sin(2\alpha(t_i) + \beta(t_i)) -$ $-\sin(2\alpha(t_i) + \beta(t_i) + \gamma(t_i))$
4. Возводим в квадрат выходной сигнал фильтра: $[\sin \beta(t_i) + \sin(\beta(t_i) + \gamma(t_i))]^2 =$ $= \sin^2 \beta(t_i) + \sin^2(\beta(t_i) + \gamma(t_i)) +$ $+ 2 \sin \beta(t_i) \sin(\beta(t_i) + \gamma(t_i)) =$ $= \sin^2 \beta(t_i) + \sin^2(\beta(t_i) + \gamma(t_i)) +$ $+ \cos \gamma(t_i) - \cos(2\beta(t_i) + \gamma(t_i))$	
	$[\sin(2\alpha(t_i) + \beta(t_i)) +$ $+ \sin(2\alpha(t_i) + \beta(t_i) + \gamma(t_i))] =$ $= \sin^2(2\alpha(t_i) + \beta(t_i)) +$ $+ \sin^2(2\alpha(t_i) + \beta(t_i) + \gamma(t_i)) +$ $+ 2 \sin(2\alpha(t_i) + \beta(t_i)) \times$ $\times \sin(2\alpha(t_i) + \beta(t_i) + \gamma(t_i)) =$ $= \sin^2(2\alpha(t_i) + \beta(t_i)) +$ $+ \sin^2(2\alpha(t_i) + \beta(t_i) + \gamma(t_i)) + \cos \gamma(t_i) -$ $- \cos(4\alpha(t_i) + 2\beta(t_i) + \gamma(t_i))$
5. Сумма сигналов двух квадратурных каналов (п. 2 + п. 4): $2 + 2 \cos \gamma(t_i)$	
	$ 2 + 2 \cos \gamma(t_i)$
6. Пропуская этот сигнал через фильтр верхних частот и подставляя вместо $\gamma(t_i)$ его значение из п. 4, получаем	
$\cos\left(2\pi f\left(2 \frac{v_t \cos(\Omega_t t_i)}{c}\right)t\right)$	$\cos\left(2\pi f\left(2 \frac{v_t \cos(\Omega_t t_i)}{c}\right)t\right)$
Примечание. Однако при реализации алгоритмов на практике, несмотря на то что они дают одинаковый теоретический результат при низких значениях частот несущего колебания, как, например, в ультразвуковом локаторе, предпочтение имеет высокочастотный алгоритм. Это обусловлено технической простотой реализации фильтров и возможностью разделения спектров сигналов от цели и от неподвижного препятствия. В электромагнитном локаторе — наоборот.	

3.2.4. Экспериментальные данные по поглощению радиоволн СВЧ-диапазона в техногенных препятствиях

С проблемой потерь сигнала на трассе распространения до цели и обратно радиолокация сталкивалась с момента своего возникновения. Сразу была обнаружена трудность теоретического решения этих вопросов даже при прохождении ЭМВ через атмосферу, облака, туман, дождь, снег, град [53]. Величина поглощения ЭМВ в однородных материалах, характеризующихся проводимостью, диэлектрической проницаемостью и тангенсом угла диэлектрических потерь, может быть получена достаточно просто [53–55].

Глубина проникновения радиоизлучения в среду δ_p определяется характерным расстоянием, на котором мощность сигнала снижается в e раз.

Для большинства природных сред, исключая материалы с высоким содержанием влаги, $\epsilon''/\epsilon' \ll 1$ и $\delta_p = \frac{\lambda}{2\pi} \frac{\sqrt{\epsilon'}}{\epsilon''}$, где ϵ' — реальная часть диэлектрической проницаемости среды; ϵ'' — мнимая часть диэлектрической проницаемости среды; λ — длина волны.

Потери радиоволн в слоистых земных покровах рассмотрены в работах [53–66], однако данных о потерях электромагнитного излучения в обломках зданий в литературе немного. Поэтому экспериментальные данные, полученные с помощью действующей модели локатора на реальных объектах, могут представлять интерес для разработчиков подобной аппаратуры.

Для определения величины поглощения радиоволн использовался классический метод замещения. На трассе устанавливали передатчик и приемник, антенна которого была направлена на антенну передатчика. Когда на трассе не было преград, на каждой рабочей частоте проводилась калибровка с учетом уровня мощности сигнала на входе антенны передатчика и уровня сигнала на выходе регистрирующего устройства приемника. Затем на трассе между антеннами передатчика и приемника помещали преграду, и на выходе регистрирующего устройства приемника отмечалось изменение уровня сигнала за счет отражения его от преграды и поглощения в ней. Использование этого метода в натурных условиях имеет ряд особенностей, пренебрежение которыми может привести к ошибкам, достигающим десятков децибел. Отдельные уточнения метода будут даны при описании результатов, но основные особенности заключаются в следующем:

— при значительных поглощениях в преградах уровень сигнала, излученного (принятого) по боковым лепесткам диаграммы направленности антенной системы и принятого в обход преграды за счет переотражения от различных местных предметов, может быть сравним с прямым сигналом и даже больше него;

— наличие дифракционных эффектов при взаимодействии зондирующего излучения как с преградой в целом, так и с отдельными ее фрагментами;

— влияние на результат нелинейных эффектов в приемнике и его регистрирующем устройстве;

— наличие слабого сигнала, прошедшего не через антенну передатчика, а сквозь его радиочастотный кабель и разъемы;

— наличие различных интерференционных эффектов;

— неточность установки расстояния между антеннами и определения продольных размеров преград на пути радиоволн;

— изменение мощности генератора и коэффициента усиления усилителя приемника за время наблюдения.

Учет возможных источников ошибок и тщательная их нейтрализация в процессе проведения экспериментов позволили даже при использовании не самого современного оборудования получить результаты, относительная погрешность которых не превышала $\pm 0,5$ дБ.

Стабильность уровня мощности передатчика и коэффициента передачи детектора — не хуже 0,2 дБ. Стабильность коэффициента усиления усилителя — не хуже 0,5 дБ. Калибровка проводилась как в начале опыта, так и в конце. Схема эксперимента приведена на рис. 3.21.

На рис. 3.21 схематично показан разрез бетонной плиты межэтажного перекрытия, кругами обозначены имеющиеся внутри плиты технологические пустоты, а горизонтальными линиями соответственно края плиты и металлическая арматура.

Расстояние между антеннами есть сумма расстояний: $R_1 + R_2 + H = 127...128$ см.

Ниже приведены условия проведения экспериментов и их результаты.

1. Объект исследований — дверь стандартная деревянная, обитая ДВП — потери $0,5 \pm 0,2$ дБ.

2. Объект исследований — кирпичная стена, покрытая штукатуркой и окрашенная. Кирпич стандартный силикатный. Толщина штукатурки — 0,5...1,0 см. Толщина стены — 13...14 см. Расстояние между антеннами — 41 ± 1 см и 152 ± 1 см. Расстояние R_1 менялось от 15 до 45 см.

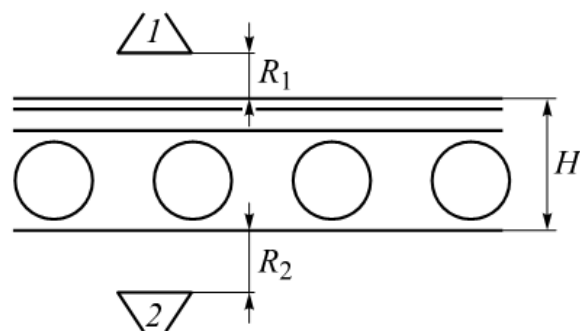


Рис. 3.21. Схема эксперимента:

1 — передающая антенна; 2 — приемная антенна; $R_1 = 5$ см;
 $R_2 = 95$ см; $H = 27...28$ см

Проведены измерения при перемещении соосной пары антенн вдоль поверхности стены и установлена неравномерность поглощения в стене, что объясняется неравномерностью укладки раствора между кирпичами. Отсчет проводился после получения максимума сигнала при поворотах приемной антенны по углу места и азимуту, что исключало ошибку в соосности антенн. Как правило, максимум сигнала был зафиксирован при параллельном расположении апертур.

Ослабление сигнала стеной менялось в диапазоне 1,24...2,4 дБ на частоте 800 МГц и 1,2...3,0 дБ на частоте 1 800 МГц. Зависимость от направления поляризации излучения не обнаружена.

3. Объект исследований — две аналогичные кирпичные стены, расположенные на расстоянии $56 \pm 1,0$ см друг от друга. Ослабление сигнала составило 1,5...4,9 дБ.

4. Объект исследований — оштукатуренная и покрашенная стена из двух кирпичей (общая толщина 28 см). Расстояние между апертурами антенн — 99 см. Значения ослабления приведены ниже:

Частота зондирующего сигнала, МГц	...	800	1 000	1 400	1 800
Затухание сигнала в преграде, дБ	...	3,9	4,9	2,4	4,0

Снижение потерь на частоте 1 400 МГц можно объяснить только случайным стечением обстоятельств распространения волны в кирпичной кладке, например наличием полости, не заполненной цементным раствором.

Разброс результатов при перемещении радиолокатора вдоль стены уменьшился и составил менее 0,5 дБ.

Изменение направления поляризации не приводит к изменению результатов эксперимента. Деполяризация отмечена не была.

5. Объект исследований — плита перекрытий между этажами промышленного здания толщиной 21...22 см, стандартная (ПК-1200).

Производилось перемещение передающей антенны вдоль поверхности плиты на 20 см в перпендикулярных направлениях. Поляризация — линейная (поперек плиты). Значения потерь изменялись следующим образом:

Частота зондирующего сигнала, МГц	800	1 000	1 400	1 800
Затухание сигнала в преграде, дБ	14...16	12...16	16...18	6...10

Наименьшие потери отмечены при соосном положении антенн.

Условия эксперимента позволяли менять поляризацию и перемещать антенны вдоль плиты с меньшим шагом по расстоянию. Ниже приведены результаты эксперимента:

Частота, МГц	1 800	1 800	1 000	1 000
Поляризация	→	↑	→	↑
Потери, дБ	10	16	14,1	18

Примечание. Символ ↑ обозначает *E*-поляризацию волны поперек плиты, символ → обозначает *E*-поляризацию волны вдоль плиты при нормальном падении волны на плоскость плиты.

Наблюдается тенденция к уменьшению потерь с увеличением частоты зондирующего колебания. При сравнительно небольшой толщине плит это можно объяснить шагом арматуры внутри плит (в ступеньке продольный размер ячейки больше поперечного, но меньше половины длины волны на более длинной волне).

6. Объект исследований — железобетонная плита-стенка толщиной 12 см на улице в недостроенном здании.

Арматура в стене имела ячейки с горизонтальными тонкими прутьями на расстоянии 7 см и с толстыми вертикальными прутьями на расстоянии 30...35 см друг от друга. Результаты эксперимента представлены ниже:

Частота, МГц	1 000	1 000	1 000	1 800	1 800	1 800
Поляризация	↑	→	↑	↑	↑	→
Потери, дБ	7,7	2,4	6...7	6	9	7,2...8,4

Примечание. Положение антенн выбиралось таким, чтобы обеспечить минимальное поглощение.

Предполагается, что некоторое увеличение потерь на частоте 1 800 МГц связано с сезонной влажностью плиты.

Перемещение передающей антенны (приемная антенна не перемещалась, менялась только поляризация) по поверхности плиты показало неоднородность поглощения на частотах 1 000 и 1 800 МГц. Особенность здесь в том, что максимальное поглощение на частоте 1 800 МГц больше, чем на частоте 1 000 МГц. Это связано с большим поглощением на более высокой частоте в бетоне. Кроме того, наблюдалось большее влияние арматуры в

отдельных точках. Возможно, неравномерное поле между плитами из-за интерференции сигналов после прохождения первой плиты также оказывало влияние на результаты измерений. Это косвенно подтверждается тем, что поглощение при перемещении антенны с продольной либо поперечной поляризацией вдоль воздушных внутренних труб плиты, где нет арматуры, не изменялось.

7. Объект исследований — стандартная колонна промышленных зданий из напряженного железобетона. Толщина колонны — 40 см. Расстояние между антеннами — 82 см. Потери распространения на волне 1000 МГц составляют $18 \pm 0,5$ дБ, независимо от поляризации, на волне 1800 МГц — $23,5 \pm 0,5$ дБ и также не зависят от направления поляризации.

8. Объект исследований — кирпичная стена одинарная, кирпичная стена двойная, бетонные плиты перекрытий и стен.

Условия эксперимента: угловой поворот оси соосного расположения антенн передатчика и приемника относительно положения, перпендикулярного к плоскости объекта. Поворот осуществлялся в двух перпендикулярных плоскостях на угол до 35° .

В результате отмечено, что потери на трассе между антеннами практически не изменялись и составили $\pm 0,5$ дБ. В случае плит перекрытий это отмечалось только при отсутствии влияния арматуры. Этот эксперимент показывает, что уровень отражения от поверхности раздела сред мало влияет на поглощение дециметровых радиоволн.

Хотя набор объектов для экспериментов невелик, точность и разнообразие этих результатов, вместе с полученными ранее, позволяют в большинстве случаев использовать их в практических расчетах при создании радиолокаторов для обнаружения живых людей за препятствиями, образованными завалами зданий, осыпями и другими техногенными и природными преградами. Установлены следующие значения потерь:

- в обломках кирпичных стен — не более 6 дБ на толщине около 0,3 м независимо от длины волны;
- в бетонных плитах — не более 12 дБ на 0,2 м;
- в супесчаном грунте — не более 4 дБ на 0,25 м;
- во влажной земле — от 4,5 дБ на 1 см на частоте 1 000 МГц до 7 дБ на 1 см на частоте 1 800 МГц;
- в бетоне с арматурой — до 18 дБ на 0,4 м на частоте 1 000 МГц и до 23 дБ на 0,4 м на частоте 1 800 МГц.

На частотах от 800 до 1 800 МГц при толщине преграды менее 0,25 м частотная зависимость потерь практически незаметна.

Вращающая поляризация дает возможность почти полностью устранить частотную зависимость потерь при распространении радиоволн дециметрового диапазона в железобетоне строительных конструкций.

Полученные данные позволяют утверждать, что для переносного доплеровского радиолокатора обнаружения биообъектов оптимальной является рабочая частота в диапазоне 1 600...2 000 МГц при круговой поляризации излучения, поскольку с укорочением длины волны уменьшаются габаритные размеры антенной системы при сохранении технических характеристик, а потери начинают заметно возрастать на частотах выше 2 000 МГц только при увлажнении поверхности преград.

3.2.5. Методы электродинамической развязки между передающей и приемной антеннами когерентно-доплеровской РЛС

Электромагнитная совместимость передающих и приемных антенн

До тех пор пока используются радиоимпульсные сигналы с «большими» периодом следования и скважностью, весьма эффективно использование режима работы с «разделением времени». Смысл слова «большие» заключается в том, что промежуток между импульсами (в единицах длины, например в метрах) должен быть больше удвоенного расстояния до цели, а также длительности импульса и тем более времени срабатывания коммутирующих устройств. В РЛС среднего и дальнего радиуса действия, использующих узкополосные сигналы, этот прием вполне оправдан и широко применяется. При уменьшении расстояния до цели использование режима работы с разделением времени становится все более затруднительным. Прежде всего сказываются трудности, обусловленные инерционностью коммутирующих устройств. Далее, с переходом к расстояниям в десятки — единицы метров до цели начинает в полной мере проявляться принципиальная невозможность работать в этом режиме с узкополосными сигналами, так как необходимо уменьшать длительность импульса до значений, соизмеримых с периодом колебания несущей частоты. Это сопровождается расширением спектра сигнала и, следовательно, требует принципиально иного подхода к конструированию как отдельных блоков, так и РЛС в целом. Использование в радиолокационных системах периодических последовательностей импульсных сигналов сверхкорот-

кой длительности (СКД), безусловно, открывает широкие перспективы развития радиолокационной техники [11–22, 67, 68], но и ставит ряд новых задач теоретического и технического характера, решить которые еще только предстоит. В первую очередь это относится, по-видимому, к задачам формирования [69], излучения и приема [67] импульсных СКД-сигналов.

В то же время возможности модификации «традиционных» схем построения РЛС путем перехода к квазинепрерывным фазоманипулированным или дискретно частотно-модулированным импульсно-кодовым последовательностям, а также их комбинациям не только не исчерпаны, но еще и далеко не исследованы полностью. Обычно при использовании таких сигналов в РЛС, предназначенных для обнаружения малоподвижных объектов и работающих в дециметровом диапазоне длин волн (в частности, РЛС для спасателей), вполне удовлетворительной может считаться относительная полоса частот $\Delta f/f_0 \approx \pm 10\%$, где Δf — девиация частоты; f_0 — центральная частота спектра. Конечно, такие сигналы уже не являются узкополосными, но расширение полосы рабочих частот еще не вызывает необходимости кардинального пересмотра идеологии построения антенных систем РЛС. Тем не менее имеются серьезные трудности в разработке и конструировании компактных антенных систем, предназначенных для работы в составе портативных РЛС с максимальным потенциалом, работающих в режиме непрерывного излучения. Обусловлены они, прежде всего, наличием связи по электромагнитному полю между близко расположенными приемной и передающей антеннами, работающими в непрерывном режиме и в одной и той же полосе частот при минимальном расстоянии между приемной и передающей антеннами.

Как отмечалось выше, проблема уменьшения связи между антеннами далеко не нова и к настоящему времени разработаны методы [70], аккуратное использование которых в большинстве практически важных случаев позволяет достичь желаемых результатов. В основе этих методов лежат простые и вполне очевидные идеи, а именно: экранирование приемной антенны или поглощение вредных полей излучающей антенны, распространяющихся в сторону приемной; фазовая компенсация связи подачей в противофазе на приемную антенну дозированной части поля излучающей антенны с помощью электродинамических структур (как правило, дифракционных решеток) или радиоэлектронных устройств; работа излучающей и приемной антенн на ортогональных поляризациях. Применение этих методов в различных ком-

бинациях позволяет относительно легко достичь развязки между антеннами в диапазоне 30...40 дБ, однако дальнейшее увеличение развязки сопряжено со значительными трудностями, которые особенно ярко проявляются при работе с широкополосными сигналами.

Тем не менее поиск путей повышения развязки между приемной и передающей антеннами остается актуальной проблемой современной радиофизики. В особенности это касается антенных систем портативных РЛС, предназначенных для проведения поисково-спасательных работ в условиях хаотического нагромождения близко расположенных (на расстоянии в несколько единиц или десятков метров) препятствий, предъявляющих к антенным системам этих устройств ряд весьма жестких и, зачастую, противоречивых требований. В частности, ввиду того что малые расстояния как до объекта поиска, так и до отражающих препятствий — местных предметов — затрудняют использование режима работы РЛС с разделением времени, приемная и передающая антенны не могут быть объединены и в то же время вся антенная система должна обладать минимально возможными массой и размерами. При этом антенная система должна удовлетворять следующим требованиям:

- обеспечивать высокую (желательно не меньше 80...90 дБ) развязку приемного и передающего трактов РЛС при малых электрических расстояниях между приемной и передающей антеннами;

- иметь малый (желательно ~20...25 дБ) уровень боковых лепестков при ширине главного лепестка на уровне половинной мощности $\leq 25...30^\circ$;

- обеспечивать устойчивую работу РЛС при произвольном значении деполяризующего фактора, обусловленном взаимодействием зондирующего излучения с объектом поиска в относительной полосе рабочих частот $\Delta f/f_0 \approx \pm 10\%$ от значения центральной частоты;

- обладать достаточной механической прочностью.

Квазирезонансные структуры

Наряду с исследованием скомпенсированных электродинамических структур [71], перспективным направлением нам представляется разработка антенных систем, геометрия которых обеспечивает возможность минимизации вредных компонентов полей при работе излучающей и приемной антенн на ортогональных

поляризациях. Речь идет об отсутствии взаимодействия поляризационно-вырожденных нормальных волн осесимметричных регулярных волноведущих структур или, например, закрытых цилиндрических и коаксиальных резонаторов, в которых возникновение любой «перекачки» энергии из одной поляризационно-вырожденной моды в другую (связь между модами) возможна только при нарушении условий регулярности, т. е. внесении в структуру соответствующей неоднородности. Любая антенна — принципиально открытая структура и вследствие этого не может не иметь нерегулярных участков. Таким образом, одним из реальных способов минимизации связи между поляризационно-вырожденными модами структуры может быть преднамеренное внесение в ее состав квазипериодических открытых осесимметричных резонаторов с большими дифракционными потерями, каждый из которых обладает свойствами поляризационной селекции. При этом режим работы структуры следует выбрать таким, чтобы излученное поле формировалось как суперпозиция полей дифракционных потерь каждого открытого резонатора, не порождая распространяющихся гармоник пространственного спектра решетки резонаторов. Такая ситуация наблюдается, например, при возбуждении собственными волнами планарного диэлектрического волновода дифракционной решетки с конечным числом периодов.

Этот принцип был реализован при разработке так называемой квазирезонансной антенной системы РЛС, работающей в полосе частот $\Delta f = 800 \dots 1150$ МГц. Антенная система состояла из трех осесимметричных соосных секций, собранных на общей алюминиевой траверсе длиной 0,62 м. В осевом направлении секции ограничены алюминиевыми дисками, установленными друг от друга на расстояниях, кратных $\lambda_0/2$ (λ_0 — длина волны, соответствующая центральной частоте). Облучатели передающей и приемной антенн выполнены в виде настроенных вибраторов, расположенных ортогонально друг другу в одной и той же плоскости.

Ширина главного лепестка на уровне половинной мощности как у приемной, так и у излучающей антенны составила $\sim 30^\circ$, а уровень боковых лепестков (УБЛ) не превышал значения -13 дБ. Коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН) в полосе рабочих частот у обеих антенн лежал в интервале $1,2 \dots 1,4$. Антенная система обеспечивала развязку между приемным и передающим трактами в $\chi \geq 52$ дБ.

Цилиндрические спирали

Особый интерес для работы в условиях сложных радиотрасс, когда деполяризующие факторы заранее неизвестны, представляют антенны с вращающейся поляризацией. Спиральные цилиндрические антенны как по электродинамическим характеристикам, так и по массогабаритным параметрам вполне отвечают требованиям, предъявляемым к антенным системам поисковых РЛС квазинепрерывного излучения. В работе [72] приведены результаты исследования антенной системы, состоящей из двух однозаходных цилиндрических спиралей с противоположными направлениями намотки и взаимно параллельными осями при расстоянии между последними порядка одной-двух λ_0 . Из этих результатов следует, что основные параметры и характеристики антенной системы близки к требуемым. При расстоянии между осями спиралей $1,7\lambda_0$ эта антенная система в полосе частот $\Delta f = 800 \dots 1150$ МГц имеет коэффициент усиления $G \approx 10$ дБ при УБЛ ≤ -13 дБ, КСВН $\leq 1,2$ и $\chi \geq 75 \dots 80$ дБ. Значения коэффициента эллиптичности η в направлении главных максимумов диаграмм направленности $\geq 0,75$, а большие оси поляризационных эллипсов приемной и передающей антенн взаимно ортогональны.

Такие значения основных параметров антенной системы получены благодаря тщательному согласованию антенн с фидерными трактами с помощью воздушных полосковых линий с плавно изменяющимся характеристическим сопротивлением. Недостатком антенны с точки зрения использования в составе портативной РЛС является ее низкая технологичность и малая механическая прочность.

В то же время имеется возможность улучшения характеристик спиральной антенной системы, в том числе и развязки между излучающей и приемной антеннами. Как известно [73, 74], поле произвольно возбуждаемой структуры с винтовой осью симметрии порядка M можно представить в виде суммы M нормальных волн:
$$\mathbf{E}(r, \varphi, z) = \sum_{q_1}^{q_2} \mathbf{E}_q(r, \varphi, z), \text{ где } q_1 = 1 - M/2, \quad q_2 = M/2$$
 для четных M ; $q_1 = (1 - M)/2, \quad q_2 = (M - 1)/2$ для нечетных M ; $\mathbf{E}_q(r, \varphi, z) = \mathbf{E}_{0q}(r, \varphi, z) \exp[-i(k + 2\pi q/S)z]$. Здесь S — шаг намотки спирали; k — волновое число; r, φ, z — координаты точки наблюдения в цилиндрической системе координат, ось Oz которой совпадает с осью симметрии структуры. Функция $\mathbf{E}_{0q}(r, \varphi, z)$ удовлетворяет условиям периодичности по z и φ . Периоды равны S/M и 2π соответственно. Раскладывая $\mathbf{E}_{0q}(r, \varphi, z)$ в ряды Фурье по z

и φ , из условий периодичности находим соотношение, устанавливающее связь между номером n азимутальной пространственной гармоники, номером q нормальной волны спиральной структуры и порядком M винтовой симметрии: $n = q + mM$, где $m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$. Таким образом, каждая нормальная волна спирально проводящей структуры представима в виде ряда пространственных азимутальных гармоник, которые и ответственны за излучение. Номера этих гармоник определяются номером нормальной волны и порядком осевой симметрии структуры. Из установленного соотношения следует, что при $M \leq 2$ в состав нормальных волн одновременно входят гармоники с $n = \pm 1$ и только с увеличением порядка винтовой симметрии до значений $M \geq 3$ возможно «чистое» возбуждение гармоники с $n = 1$ или $n = -1$.

В работе [74] даны приближенные выражения для комплексных диаграмм направленности спиральной антенны в меридиональной и азимутальной плоскостях сферической системы координат, полярная ось которой совмещена с осью Oz ранее введенной цилиндрической системы. Эти выражения соответствуют резонансным режимам, когда на длине одного витка спирали радиуса a укладывается n длин волн:

$$\dot{f}_{\Theta}(\Theta) = -i \exp[-ikR_0 - in\varphi][J_{n-1}(ka \sin \Theta) + J_{n+1}(ka \sin \Theta)] \cos \Theta;$$

$$\dot{f}_{\varphi}(\Theta) = \exp[-ikR_0 - in\varphi][J_{n-1}(ka \sin \Theta) - J_{n+1}(ka \sin \Theta)],$$

где $J_{n\pm 1}(ka \sin \Theta)$ — функции Бесселя первого рода; R_0 — протяженность дальней зоны.

Из функциональных уравнений для функций Бесселя [105] следует, что режим осевого излучения спиральной структуры обеспечивается только гармониками с $n = \pm 1$ (знак «+» соответствует «прямому», а «-» — «обратному» излучению) и, как следует из выражений для $\dot{f}_{\Theta}(\Theta)$ и $\dot{f}_{\varphi}(\Theta)$, все пространственные гармоники с $n > 0$ противофазны гармоникам с $n < 0$. Таким образом, бесконечные противозаходные спиральные электродинамические структуры с количеством заходов $M \geq 3$ и общей осью симметрии допускают «чистое» возбуждение азимутальных пространственных гармоник с $n = +1$ или $n = -1$ и при этом, в отличие от структур с параллельными, но пространственно разнесенными осями симметрии [72], оказываются идеально развязанными.

В настоящее время проводятся экспериментальные исследования антенной системы, состоящей из двух соосных четырехзаходных ленточных спиралей со взаимно противоположной намоткой и углом намотки 45° . Оптимальный угол намотки для четырехзаходной спирали составляет примерно $41,8^\circ$ [74].

Структуры, построенные по схеме телескопа Мерсенна

Рассмотрим зеркальную антенную систему, состоящую из двух зеркал, образованных вращением вокруг оси Oz или трансляцией вдоль оси Ox декартовой системы координат конфокальных парабол: $z_{1,2} = a_{1,2}y^2 + b_{1,2}y + c_{1,2}$. При $a_{1,2} \equiv \frac{1}{4}F_{1,2} > 0$ ($F_1 < F_2$) и $b_{1,2} = 0$ в первом случае получаем систему из двух конфокальных параболоидальных зеркал с общей осью симметрии, во втором — параболоцилиндрических поверхностей, обращенных вершинами вниз, с общей фокальной плоскостью и осью симметрии. Вводя ограничение $z_{1,2} \leq h_{1,2}$, мы приходим к схеме телескопа Мерсенна. Для энергии, распространяющейся вдоль лучей, не параллельных указанным направлениям, область между зеркалами будет «запрещенной зоной». Следовательно, расположив в общем фокусе источник первичного излучения, можно построить излучающую рефлекторную антенну, главным зеркалом которой служит часть поверхности параболоида или параболического цилиндра с фокусным расстоянием F_1 , и надеяться, что «детектор», находящийся между зеркалами в приосевой области структуры, не будет «чувствовать» работающий в фокусе источник, т. е. излучающая и приемная (при осевой симметрии — с кольцевой апертурой) антенны будут полностью «развязаны».

Однако антенные системы портативных РЛС, как правило, имеют относительно малые электрические размеры и, следовательно, никогда не работают в режимах, адекватно описываемых геометрооптическими представлениями. Поэтому прежде чем строить системы, подобные описанной, совершенно необходимо получить дополнительные достоверные сведения о пространственно-временной структуре формируемых ими полей как вблизи рассеивателей, так и в дальней зоне, где выполняется обратно пропорциональная зависимость напряженности поля от расстояния. Учитывая, что антенны должны работать со сложными сигналами, наиболее подходящим аппаратом для этого являются методы решения начально-краевых задач во временной области, в частности FDTD-метод. Как и все остальные сеточные методы, FDTD-метод приспособлен для анализа полей в конечном объеме пространства, для которого задаются некие граничные условия.

При решении открытых задач, где отсутствуют физические границы области счета, а именно такие задачи и интересуют нас в данном случае, компромисс может быть достигнут путем корректного сведения оригинальной «открытой» задачи к эквивалент-

ной ей «закрытой» введением виртуальных границ, на которых задаются «поглощающие» граничные условия (Absorbing Boundary Conditions — ABC), призванные моделировать прохождение волны за пределы расчетной области без каких-либо трансформаций. Эти условия формулируются на основе упрощенных представлений о структуре поля вблизи виртуальной границы и всегда (в большей или меньшей мере) вносят дополнительные, не обусловленные стандартной дискретизацией оригинальной задачи искажения в моделируемый процесс [76–78].

Кардинально отличается от описанного выше подход к построению «поглощающих» условий, предложенный и частично реализованный в работах [76, 79–81]. В качестве точных ABC здесь используются строгие условия излучения для вторичных полей, отнесенные к конечным виртуальным координатным границам. Не опираясь ни на какие эвристические предположения о структуре поля вблизи границы и точно соответствуя физической сущности моделируемых процессов, такие условия наиболее полно отвечают требованиям, возникающим в самых разных модельных открытых задачах электродинамики импульсных полей. Таким образом, использование точных ABC сообщает сеточным методам, в том числе FDTD-методу, недостающие атрибуты строгой постановки задачи — выполнение условий излучения, снимая тем самым возникающие сомнения в достоверности получаемых результатов. Для наших целей это тем более важно, так как речь идет об очень большом (100 дБ) динамическом диапазоне исследуемых полей.

Отметим еще одну особенность сеточных методов решения начально-краевых задач во временной области — их информационную избыточность, которая, не являясь недостатком, иногда приводит к серьезным трудностям при анализе полученных результатов. В «море» получаемой информации очень просто «утонуть», пропустив самое важное для достижения конкретной цели. В связи с этим особое значение имеет проблема представления информации в виде, удобном для объектно-ориентированного анализа результатов.

Эксперименты проводились со структурой, полученной трансляцией отрезков парабол $z_{1,2} = a_{1,2}y^2 + b_{1,2}y + c_{1,2}$ при $z_{1,2} \leq F_1$, $F_1 = \lambda_0$, $F_2 = 1,5\lambda_0$, $b_{1,2} = 0$ и $c_1 = 0$, $c_2 = -0,5\lambda_0$. Здесь λ_0 — длина волны, соответствующая центральной составляющей спектра возбуждающего импульса, временная реализация и спектр которого приведены на рис. 3.22, *a* и *б* соответственно. Временная задержка t_n имеет размерность длины (метры): $t_n = ct/2$, где c — скорость света; t — время.

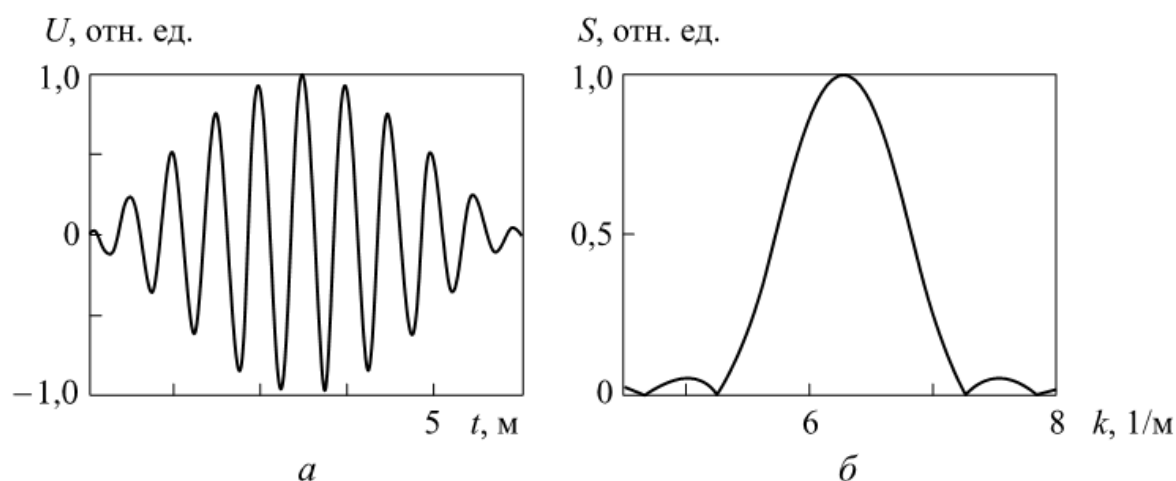


Рис. 3.22. Возбуждающий импульс (а) и его спектр (б)

Рассмотрены два варианта возбуждения структуры, моделирующие работу «на излучение» и «на прием». В первом варианте структура возбуждалась из фокуса импульсным полем открытого конца плоскопараллельного волновода, работающего на низшей моде TE -типа, во втором — импульсным полем нитевидного электрического тока, протекающего параллельно оси Ox в плоскости zOx и равноудаленного от вершин обеих парабол.

Тоновые изображения, которые приведены на рис. 3.23 (моменты времени указаны на рисунках), позволяют составить представление о динамике проникновения компоненты H_y поля облучателя в область между параболоцилиндрическими зеркалами при возбуждении структуры из фокуса полем открытого конца волновода. Рис. 3.24 иллюстрирует временную зависимость компонент электромагнитного поля E_x , H_y , H_z , нормированных к максимумам соответствующих компонент поля облучателя в точке, принадлежащей фокальной плоскости и равноудаленной от вершин обеих парабол с координатами $(0, c_2/2)$, где $c_2 = -\lambda_0/2$.

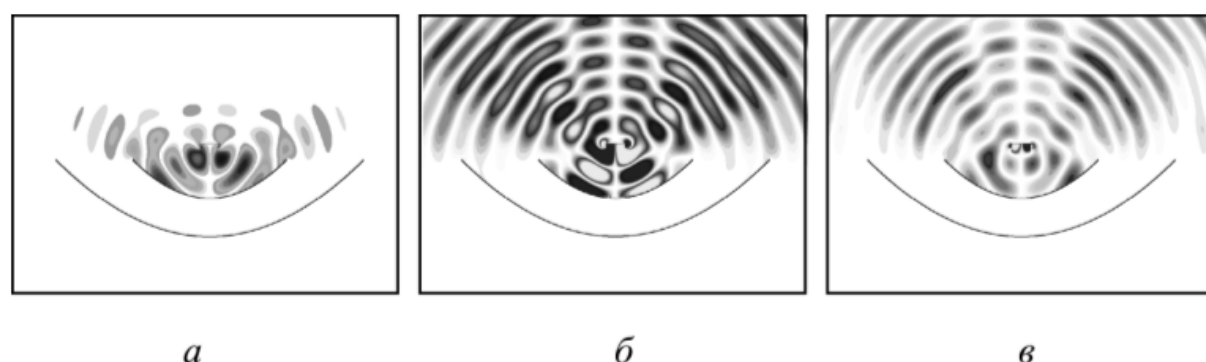


Рис. 3.23. Динамика проникновения компоненты H_y в область между зеркалами:

$a - t_H = 5$ м; $б - t_H = 10$ м; $в - t_H = 15$ м

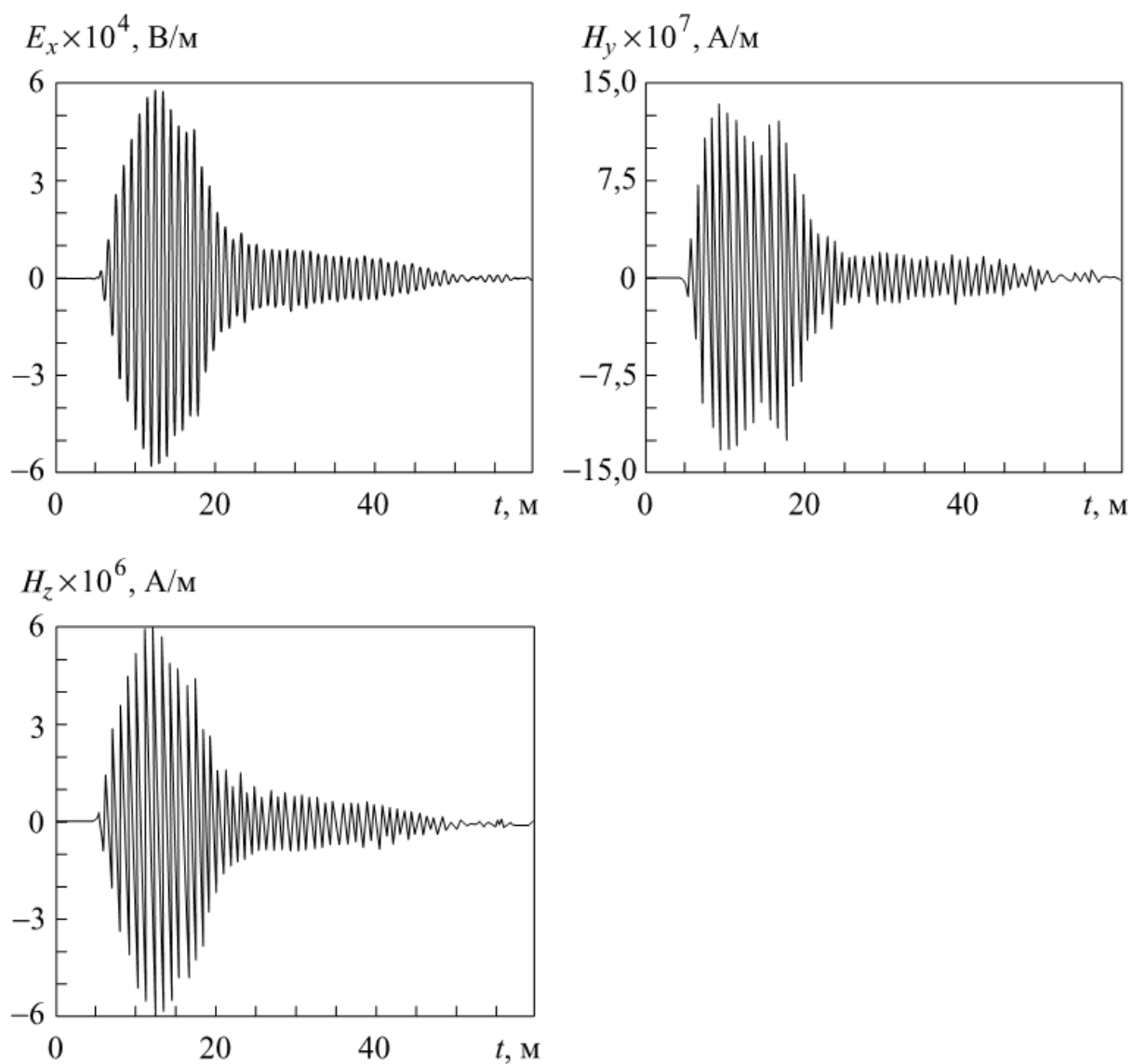


Рис. 3.24. Временные зависимости E_x , H_y и H_z в точке $(0, c_2/2)$

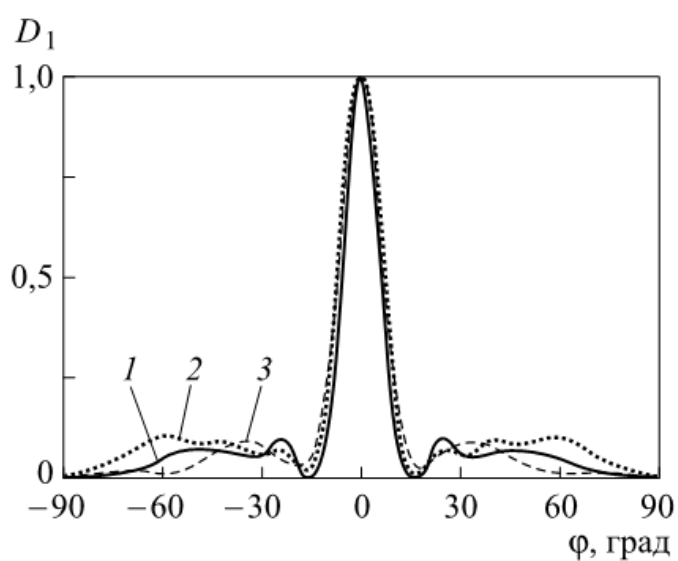


Рис. 3.25. Диаграмма направленности излучающей антенны для различных частот:
 $1 - k = 6,28$; $2 - k = 5,65$; $3 - k = 6,91$

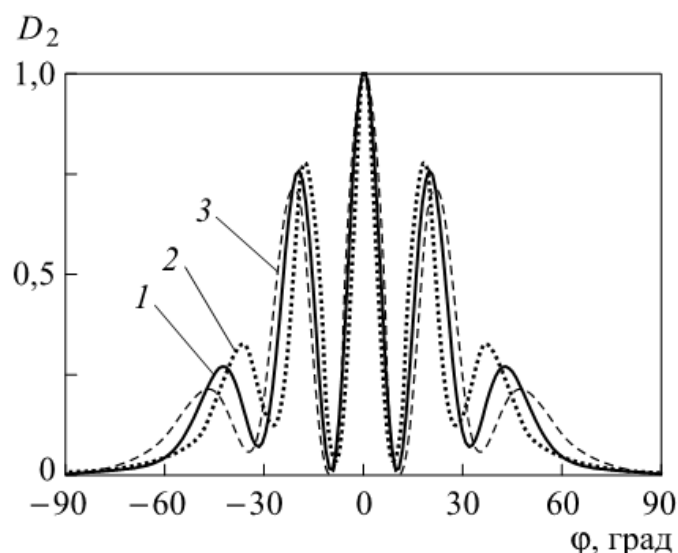


Рис. 3.26. Диаграмма направленности приемной антенны для различных частот:
 $1 - k = 6,28$; $2 - k = 5,65$; $3 - k = 6,91$

Для волновых чисел $k = 6,28$; $5,65$; $6,91$ нормированные диаграммы направленности D_1 при облучении рефлектора из фокуса представлены на рис. 3.25. Угол φ отсчитывается в плоскости yOz от оси Oz в положительном направлении.

На рис. 3.26 приведены диаграммы направленности D_2 для тех же волновых чисел при работе структуры «на прием» (второй вариант возбуждения). В качестве облучателя использована нить с электрическим током, лежащая в фокальной плоскости параллельно вершинам параболических цилиндров и проходящая через точку с координатами $y = 0$, $z = c_2/2$.

Таким образом, задача построения портативных высокоэффективных технических систем поиска пострадавших людей может быть решена путем создания помехоустойчивых когерентных РЛС, снабженных гибкими системами обработки квазинепрерывных псевдослучайных сигналов. Причем при формировании широкополосных, модулированных псевдослучайными последовательностями зондирующих сигналов для получения высоких характеристик разрешения таких РЛС необходимо учитывать следующие факторы:

- коэффициент частотных искажений;
- коэффициент асимметрии;
- коэффициент паразитной амплитудной модуляции;
- возрастание уровня помехи в области бокового лепестка автокорреляционной функции (АКФ) при частотном переносе модулирующей функции в узлах и блоках аппаратуры;

— минимальное время корреляции флуктуаций сигнала при отражении его целью в условиях сложной и неоднородной трассы распространения.

Большое значение для практической реализации портативной РЛС имеют электродинамические характеристики антенной системы и ее массогабаритные параметры. В связи с этим возрастает роль вычислительных экспериментов, проводимых на начальных этапах разработки и проектирования антенн, и, как следствие, возрастает актуальность разработки и программной реализации высокоэффективных алгоритмов решения задач прикладной электродинамики, в особенности открытых начально-краевых задач во временной области.

Наиболее перспективным в настоящее время, с точки зрения авторов, следует считать построение устройств формирования и обработки радиосигналов сложной структуры для радиолокационной аппаратуры, построенной на основе высокоскоростных сигнальных процессоров, работающих с тактовыми частотами в несколько гигагерц. Структурная схема радиолокатора при таком подходе становится предельно простой. Это линейный усилитель мощности, малошумящий линейный усилитель приемника и процессор с периферийными устройствами. Такая схема позволяет не только практически полностью реализовать свойства сигналов, заложенные в их тонкую структуру, но и создавать технологичные, простые в настройке радиолокационные системы, обработка информации в которых строится на основе оптимальных алгоритмов.

Перспективой развития систем обнаружения живых людей под завалами зданий является комплексное использование радио- и акустических многопозиционных систем.

3.3. Радиоволновая интерферометрия движений тела человека, связанных с дыханием и сердцебиением

Несколько десятилетий гипертермия и радиометрия были главными направлениями применения СВЧ в исследованиях биологических объектов [70]. В дальнейшем внимание исследователей было привлечено и к другим эффектам, таким как поглощение СВЧ-излучения в человеческих телах [71, 72], взаимодействие с нервной системой [73], влияние чрезвычайно низкочастотно-модулированных полей на мембранные каналы [74], молекулярные эффекты [75].

Новые применения СВЧ в диагностике и терапии основаны как на использовании сверхчувствительных радиометров [76] и сверхнизких уровней воздействующего СВЧ-излучения [77], так и на развитии биометрического мониторинга физиологических параметров человека с использованием радиоволнового дистанционного зондирования [3, 9, 78]. Радиоволновое дистанционное зондирование может быть применено как при наблюдении за тяжело больными пациентами, например в ожоговых центрах, так и при поиске пострадавших в природных и техногенных катастрофах.

При измерении параметров движений объекта оптическими и радиоволновыми методами часто используют явление интерференции, возникающее при сложении падающей и отраженной от объекта электромагнитных волн. В этом случае из анализа временной зависимости интерференционного сигнала или его спектра с высокой точностью определяют частоту и амплитуду движений объекта [79–83].

В настоящем разделе описывается возможность применения одночастотной и многочастотной радиоволновой интерферометрии с использованием двойного волноводного тройника и автодина на диоде Ганна для контроля биометрических параметров, характеризующих движения человека, связанных с дыханием и сердцебиением [84–88].

3.3.1. Одночастотная радиоволновая интерферометрия

Теоретическое обоснование методики измерений. Известно, что двойной волноводный тройник часто используется при создании высокочувствительных измерительных комплексов в СВЧ-диапазоне [89, 90].

При подаче в H -плечо двойного волноводного тройника входного СВЧ-сигнала амплитуда высокочастотного тока I_0 , возбуждаемого в E -плече волноводного тройника в результате интерференции волн, отраженных от нагрузки в опорном плече и от измеряемого объекта, определяется амплитудами токов I_1 и I_2 , наводимых в нагрузке E -плеча волноводного тройника отраженными волнами, и разностью длин L измерительного и опорного плеч [91, 92]:

$$I_0 = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + 2I_1I_2 \cos(\pi + \omega\tau)},$$

где $\tau = 2L/u$ — время задержки электромагнитной волны в измерительном плече; u — скорость распространения электромагнитной волны; ω — частота СВЧ-сигнала. Начальный сдвиг фаз π соответствует минимуму ответвления энергии в E -плечо тройника при равенстве длин измерительного и опорного плеч.

Полупроводниковый детектор с вольт-амперной характеристикой вида

$$I = I_s \left[\exp\left(\frac{qV}{kT}\right) - 1 \right],$$

где I_s — ток насыщения обратно смещенного диода, установленный в E -плече двойного волноводного тройника, позволяет регистрировать продетектированный сигнал, значение которого при малых уровнях СВЧ-мощности определяется выражением

$$I_d = \frac{I_0^2}{2I_s} = \frac{1}{2I_s} [I_1^2 + I_2^2 + 2I_1 I_2 \cos(\pi + \omega\tau)]; \quad (3.22)$$

q — заряд электрона; V — мгновенное значение напряжения на диоде; k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура.

Если в измерительном плече волноводного тройника находится объект, совершающий продольное периодическое движение около положения равновесия L_0 , описываемое функцией вида

$$L = L_0 + \xi \sin(\Omega t + \epsilon),$$

где ξ , Ω и ϵ — амплитуда, частота и начальная фаза механических колебаний соответственно, то переменная составляющая продетектированного сигнала определяется выражением

$$\tilde{I}_d = I_{d0} \cos\left(\pi + \frac{2\omega}{u}(L_0 + \xi \sin(\Omega t + \epsilon))\right)$$

(здесь I_{d0} — амплитуда переменной составляющей продетектированного сигнала, $I_{d0} = I_1 I_2 / I_s$).

С ростом амплитуды механических колебаний ξ до значений $\sim 0,12\lambda$ ($\lambda = 2\pi u / \omega$ — длина волны зондирующего излучения) наблюдается монотонное увеличение амплитуды переменной составляющей продетектированного сигнала [93]. При дальнейшем увеличении ξ временная зависимость продетектированного сигнала $\tilde{I}_d(t)$ усложняется, амплитуда переменной величины $\tilde{I}_d$ достигает своего максимального значения, равного I_{d0} (рис. 3.27), а в спектре S продетектированного сигнала $\tilde{I}_d(t)$ появляется большое число высших гармонических составляющих (рис. 3.28).

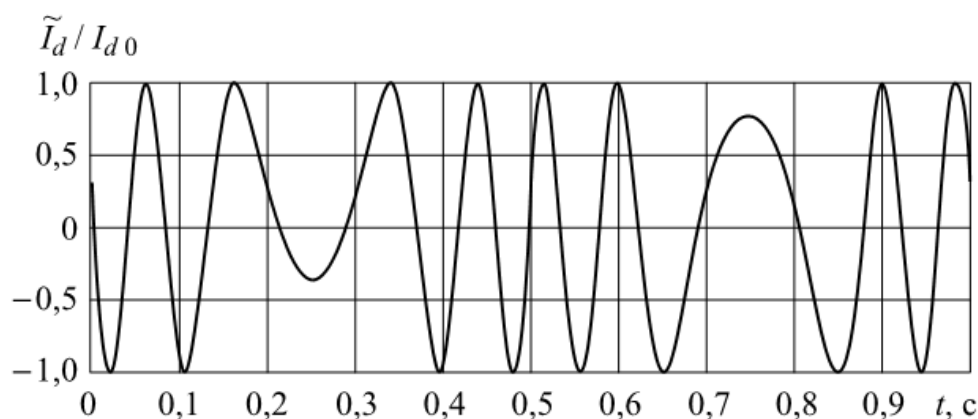


Рис. 3.27. Временная зависимость переменной составляющей протектированного сигнала $\tilde{I}_d(t)$, нормированного на величину I_{d0} , при периодическом движении объекта с амплитудой $\xi = 1,05\lambda$

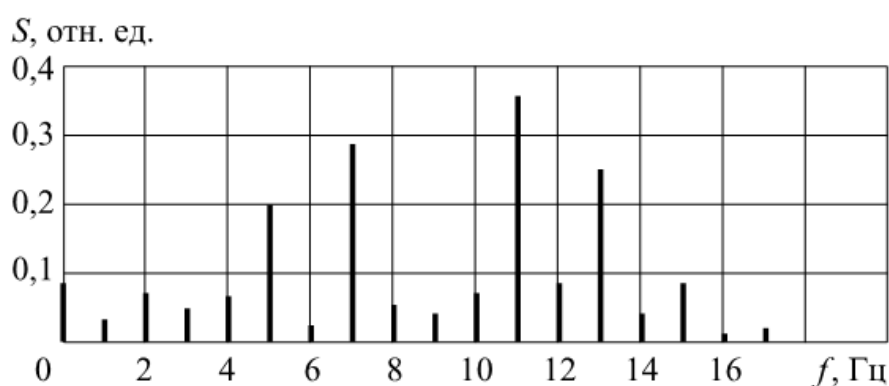


Рис. 3.28. Спектр переменной составляющей протектированного сигнала $\tilde{I}_d(t)$, нормированного на величину I_{d0} , при периодическом движении объекта с амплитудой $\xi = 1,05\lambda$

Из представления переменной составляющей протектированного сигнала в виде разложения в ряд по функциям Бесселя [94]:

$$\frac{\tilde{I}_d}{I_{d0}} = \cos \theta J_0(\sigma) + 2 \cos \theta \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(\sigma) \cos[2n\Omega t + \varepsilon] - \\ - 2 \sin \theta \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(\sigma) \cos[(2n-1)\Omega t + \varepsilon],$$

где $\sigma = \frac{4\pi}{\lambda} \xi$ — приведенная амплитуда механических движений, следует, что амплитуды нечетных S_{2n-1} и четных S_{2n} спектральных составляющих сигнала прямо пропорциональны функциям Бесселя $J_{2n-1}(\sigma)$ и $J_{2n}(\sigma)$ и связаны с ними соотношениями

$$S_{2n-1} = 2J_{2n-1}(\sigma) \sin \theta; \quad S_{2n} = 2J_{2n}(\sigma) \cos \theta.$$

Отношения величин нечетных или четных спектральных составляющих протектированного сигнала [95]

$$\frac{S_{2n-1}}{S_{2n+1}} = \frac{J_{2n-1}(\sigma)}{J_{2n+1}(\sigma)}, \quad (3.23)$$

$$\frac{S_{2n}}{S_{2n+2}} = \frac{J_{2n}(\sigma)}{J_{2n+2}(\sigma)} \quad (3.24)$$

могут быть использованы для определения амплитуды σ механических движений.

Решая уравнения (3.23) или (3.24) относительно приведенной амплитуды σ механических движений, можно определить абсолютную амплитуду движений ξ измеряемого объекта: $\xi = \frac{\sigma}{4\pi} \lambda$.

Экспериментальные результаты. Дыхательные движения и сердечные сокращения вызывают периодические смещения грудной клетки человека. Для контроля периодических движений грудной клетки вследствие дыхательных движений и сердечных сокращений в качестве источника СВЧ-сигнала в радиоинтерференционной схеме (рис. 3.29) использован СВЧ-генератор 3 трехсантиметрового диапазона типа Г4-83, включенный через вентиль 2

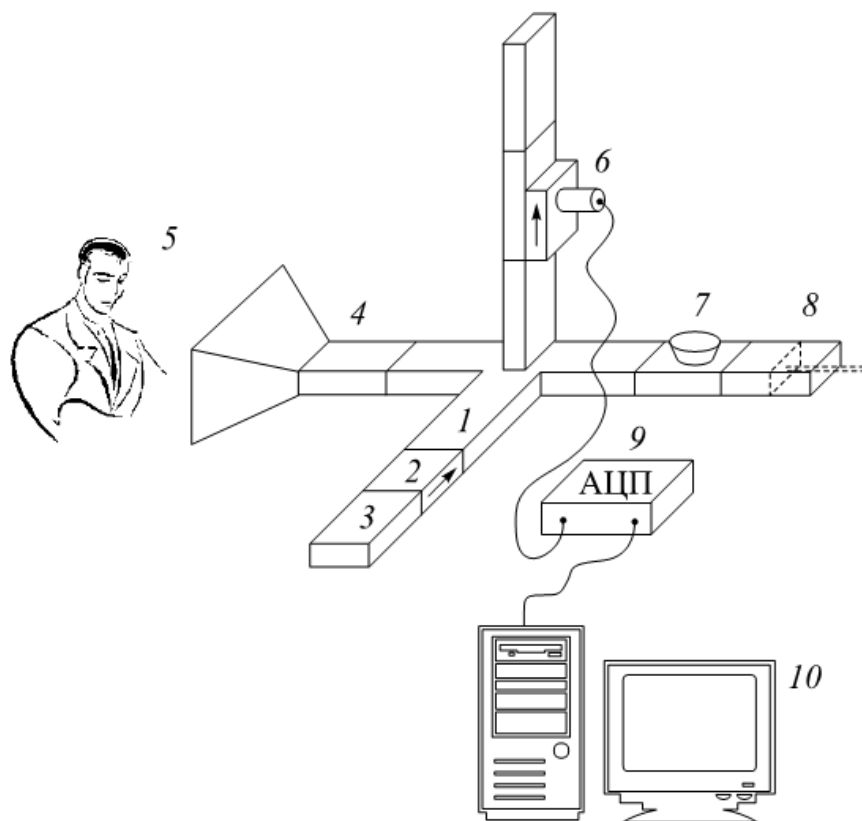


Рис. 3.29. Схема радиоинтерферометра на базе двойного волноводного тройника для контроля смещений грудной клетки пациента

в H -плечо двойного волноводного тройника 1. СВЧ-сигнал направлялся на грудную клетку человека с помощью рупорной антенны 4, расположенной в измерительном плече двойного волноводного тройника. В результате интерференции волн, отраженных от подвижного короткозамыкающего поршня 8 в опорном плече и от грудной клетки человека 5 в измерительном плече, в E -плече двойного волноводного тройника формируется разностный СВЧ-сигнал. Продетектированный с помощью СВЧ-диода 6, расположенного в E -плече волноводного тройника, сигнал через аналого-цифровой преобразователь 9 (АЦП) поступал в компьютер 10 для анализа. Для регулировки фаз и амплитуд интерферирующих волн в опорном плече двойного волноводного тройника расположены подвижный короткозамыкающий поршень 8 и аттенюатор 7.

Зависимость переменной составляющей продетектированного сигнала от времени $\tilde{I}_d(t)$ при изменении положения грудной клетки вследствие дыхательных движений и сердечных сокращений представлена на рис. 3.30.

Спектральное представление продетектированного сигнала $\tilde{I}_d(t)$ (рис. 3.31) позволяет разделить движения грудной клетки при дыхательных движениях (частота движения f_d составляет 0,16 Гц) и сердечных сокращениях (частота сердечных сокращений $f_c = 1,4$ Гц).

Из спектрального представления переменной составляющей продетектированного сигнала, приведенного на рис. 3.31, опреде-

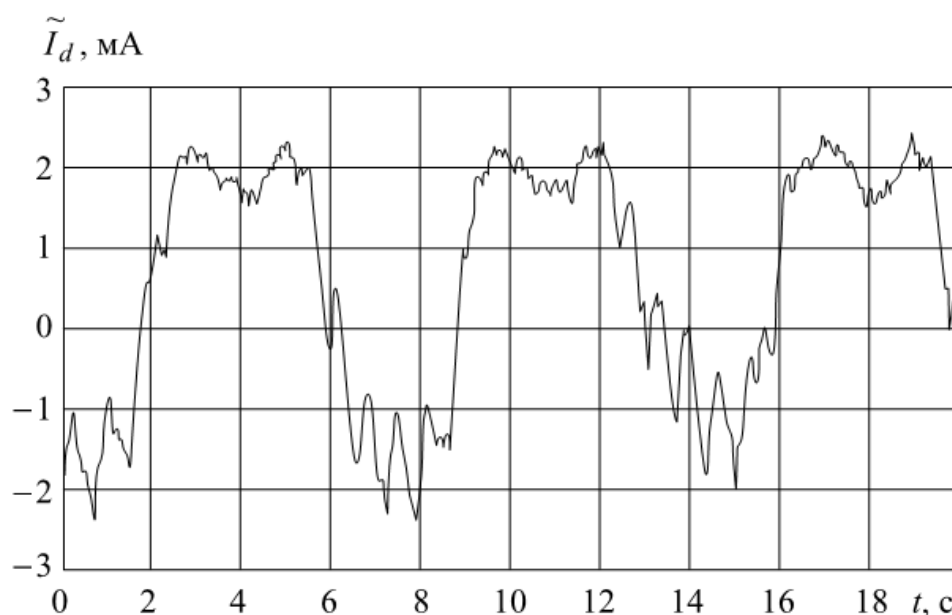


Рис. 3.30. Зависимость продетектированного сигнала от времени при движении грудной клетки вследствие дыхательных движений и сердечных сокращений

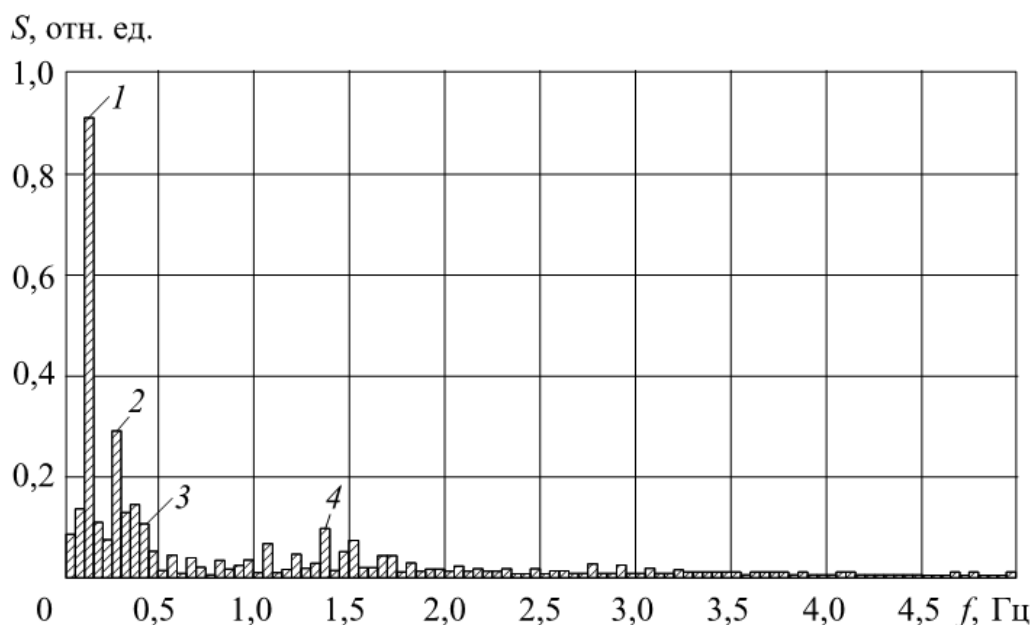


Рис. 3.31. Спектральное представление протектированного сигнала:
1—3 — 1, 2, 3-я гармоники дыхания; 4 — гармоника сердцебиения

лялось отношение между амплитудами первой (частота 0,16 Гц) и третьей (частота 0,48 Гц) гармоник:

$$\frac{S_{1д}}{S_{3д}} = \frac{J_1(\sigma)}{J_3(\sigma)} = 6, \quad (3.25),$$

где J_1 и J_3 — функции Бесселя первого и третьего порядков соответственно. Из решения уравнения (3.25) относительно приведенной амплитуды механических движений σ определялась абсолютная амплитуда движений ξ грудной клетки вследствие дыхательных движений.

Измерения проводились при частоте зондирующего сигнала 9,8 ГГц. Для спектра, приведенного на рис. 3.31, амплитуда движений грудной клетки вследствие дыхательных движений $\xi_d \approx 0,14\lambda$, что составляет 4,5 мм.

Для определения амплитуды движений грудной клетки ξ_c при сердечных сокращениях использовалось отношение амплитуды первой гармоники протектированного сигнала $S_{1д}$ с известной амплитудой механических колебаний ξ_d и амплитуды первой гармоники протектированного сигнала $S_{1с}$ при движении грудной клетки вследствие сердечных сокращений, которое может быть представлено в виде

$$\frac{S_{1с}}{S_{1д}} = \frac{J_1\left(\frac{4\pi}{\lambda}\xi_c\right)}{J_1\left(\frac{4\pi}{\lambda}\xi_d\right)}. \quad (3.26)$$

Для спектра, приведенного на рис. 3.31, отношение $S_{1c}/S_{1д} = 9$. Решив уравнение (3.26), можно определить амплитуду движений грудной клетки при сердечных сокращениях: $\xi_c = 0,35$ мм.

Исключение дыхательных движений в результате задержки дыхания позволяет зафиксировать перемещение грудной клетки вследствие сердечных сокращений (рис. 3.32) и отфильтровать спектральное представление сигнала вблизи частоты сердечных сокращений (рис. 3.33).

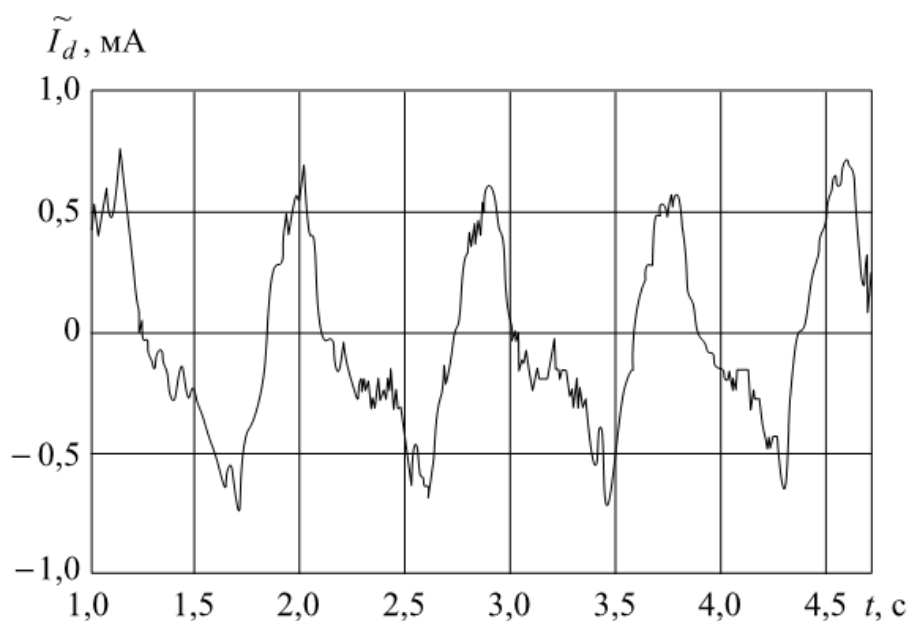


Рис. 3.32. Перемещение грудной клетки вследствие сердечных сокращений

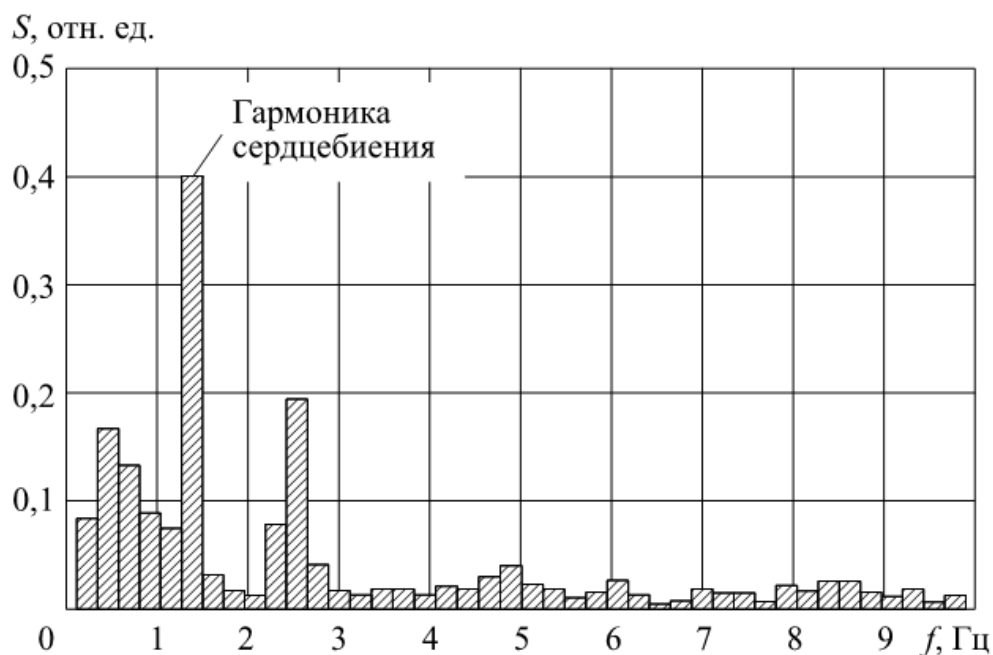


Рис. 3.33. Спектральное представление сигнала вблизи частоты сердечных сокращений

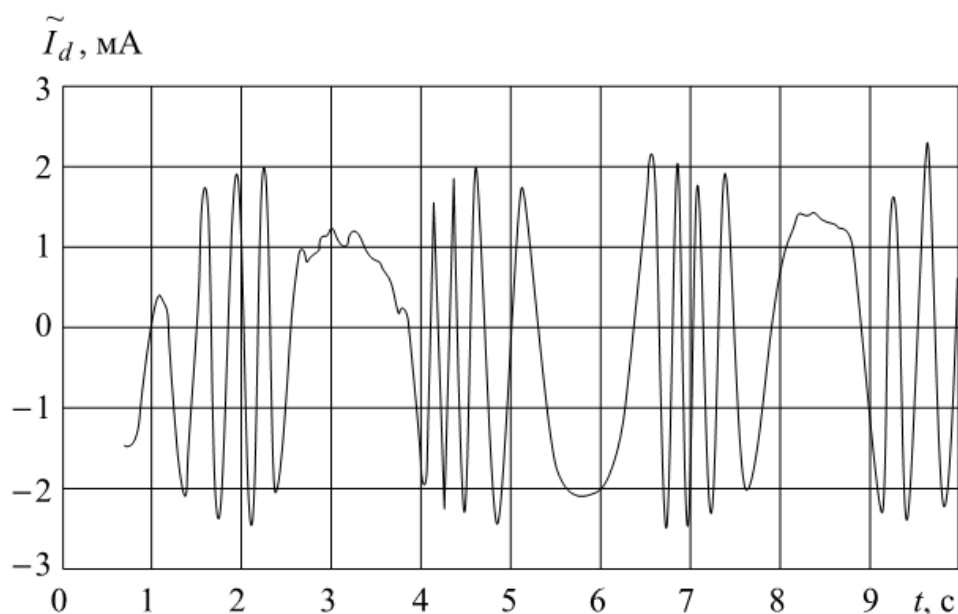


Рис. 3.34. Зависимость протектированного сигнала от времени вследствие движения грудной клетки при глубоком дыхании

При глубоком дыхании у пациента фиксируется зависимость протектированного сигнала от времени $\tilde{I}_d(t)$ в радиоинтерференционной схеме измерений, характерная для продольного периодического движения измеряемого объекта с амплитудами, сравнимыми с длиной волны зондирующего радиоизлучения и превышающими ее.

При глубоком дыхании спектр протектированного сигнала становится обогащенным высшими гармоническими составляющими. При этом оказывается возможным определение амплитуды движений грудной клетки по номеру гармоники m с максимальной амплитудой в спектре протектированного сигнала с использованием соотношения [82, 96]

$$\xi = \frac{\lambda}{4\pi} (1,2 + 1,05 m). \quad (3.27)$$

Эксперименты показали (рис. 3.34), что у данного пациента при глубоком дыхании максимальной по амплитуде в спектре протектированного сигнала становится 11-я гармоника основной частоты, соответствующей частоте дыханий пациента. В этом случае, согласно соотношению (3.27), амплитуда движения грудной клетки составляет $1,02\lambda$, или 3,3 см.

Измерения с помощью автодина на диоде Ганна. В основу метода контроля периодических движений грудной клетки вследствие дыхательных движений и сердечных сокращений с помощью автодина на диоде Ганна положена зависимость изменения режима его работы под действием СВЧ-сигнала, отраженного от

грудной клетки пациента [82, 83]. Для направленного зондирования вибрирующего объекта СВЧ-датчик снабжен рупорной антенной. Измерительный прибор состоит из выносного датчика с рупором и цифрового блока индикации, соединенных между собой кабелем. Измерительный датчик представляет собой волноводную секцию (сечение канала 23×10 мм). Активный элемент — диод типа 3A723, помещенный в зазор стержневого держателя. Частоту и мощность СВЧ-генератора можно изменять за счет перемещения поршня и изменения питающего напряжения на диоде Ганна. Сигнал с активного элемента СВЧ-датчика в режиме «калибровка» подается непосредственно на прямой вход усилителя-вычитателя и через ячейку памяти, собранную на полевом транзисторе, на инверсный вход усилителя-вычитателя. Выходной сигнал с усилителя-вычитателя поступает на затворы истоковых повторителей, между истоками которых через дополнительные сопротивления включен индикаторный прибор. В режиме «измерение» сигнал с активного элемента СВЧ-датчика подается только на прямой вход усилителя-вычитателя и сравнивается в нем с сигналом, поступающим с ячейки памяти. Разностный усиленный сигнал через истоковый повторитель поступает на индикаторный прибор. В блоке индикации измерительного прибора проводится обработка сигнала СВЧ-генератора и отображение информации в аналоговой или цифровой форме. Предусмотрена возможность подключения к блоку индикации осциллографического индикатора, анализатора спектра сигнала механических колебаний. Прибор может быть сопряжен с компьютером. Блок-схема радиоволнового автодина на диоде Ганна представлена на рис. 3.35.

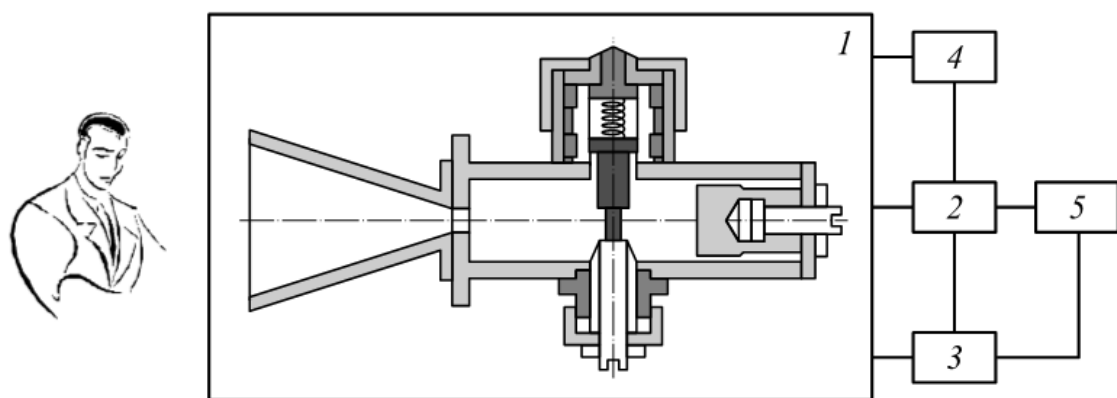


Рис. 3.35. Блок-схема радиоволнового автодина на диоде Ганна:
1 — СВЧ-датчик; 2 — усилитель; 3 — блок питания; 4 — система корректировки нуля; 5 — блок индикации

3.3.2. Многочастотная радиоволновая интерферометрия

Теоретическое обоснование методики измерений. Использование в радиоинтерферометре на базе двойного волноводного тройника в качестве источника СВЧ-сигнала генератора качающей частоты позволяет реализовать методику определения мгновенных положений тела человека, связанных с дыханием и сердцебиением.

Для определения абсолютных смещений грудной клетки у пациента при глубоком дыхании использовался радиоинтерферометр на базе двойного волноводного тройника, в *H*-плечо которого подавался СВЧ-сигнал с линейным законом изменения частоты от времени $\omega(t)$:

$$\omega(t) = \omega_{\min} + (\omega_{\max} - \omega_{\min}) \frac{t}{T}, \quad (3.28)$$

где T — временной интервал изменения частоты от $\omega_{\min}$ до $\omega_{\max}$.

При подаче в *H*-плечо волноводного тройника частотно-модулированного СВЧ-сигнала наблюдается частотная зависимость продетектированного в *E*-плече сигнала.

Минимумы на частотной зависимости продетектированного сигнала $\tilde{I}_d(\omega)$, согласно соотношению (3.22), соответствуют частотам, при которых разность длин L измерительного и опорного плеч кратна целому числу полуволен.

С учетом выражения $\lambda = 2\pi/\beta$, связывающего длину волны λ с постоянной распространения β , для частот ω_1 и ω_2 , при которых на расстоянии L укладывается n и $n + 1$ полуволна соответственно, справедливы соотношения

$$\beta(\omega_1) L = n\pi \quad (3.29)$$

и

$$\beta(\omega_2) L = (n + 1)\pi. \quad (3.30)$$

Если L — это расстояние от плоскости, проходящей через измерительное плечо на расстоянии от оси симметрии тройника, равном длине опорного плеча до измеряемого объекта, находящегося в свободном пространстве, то $\beta(\omega) = \beta_0(\omega) = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$ — фазовая постоянная волны в свободном пространстве. Вычитая почленно (3.29) из (3.30), получим выражение, позволяющее проводить абсолютные измерения расстояния L до объекта путем определения положения минимумов на частотной зависимости продетектированного в *E*-плече волноводного тройника СВЧ-сигнала:

$$L = \frac{\pi}{(\omega_2 - \omega_1)\sqrt{\epsilon_0\mu_0}}. \quad (3.31)$$

В случае, когда диапазон изменения частоты зондирующего СВЧ-сигнала $\omega_{\max} - \omega_{\min}$ значительно превышает значение $\omega_2 - \omega_1$, при известном временном законе модуляции частоты $\omega(t)$ СВЧ-сигнала возможно использование разложения в ряд Фурье временной зависимости продетектированного сигнала вида $\tilde{I}_d(\omega(t))$ с последующим выделением спектральной составляющей, соответствующей разностной частоте $\omega_2 - \omega_1$. При этом погрешность определения разностной частоты $\omega_2 - \omega_1$ уменьшается с увеличением диапазона изменения частоты зондирующего СВЧ-сигнала, что приводит к повышению точности определения расстояния.

Экспериментальные результаты. В качестве источника СВЧ-сигнала использовался СВЧ-генератор 3 качающей частоты измерителя КСВН и ослабления типа Р2-61, работающий в диапазоне частот 8...12 ГГц и включенный через вентиль 2 в H -плечо двойного волноводного тройника 1 (см. рис. 3.29).

Временной интервал T изменения частоты СВЧ-сигнала от $\omega_{\min}$ до $\omega_{\max}$ выбирался существенно меньше характерных времен смещений грудной клетки вследствие дыхательных движений. В эксперименте временной интервал T изменения частоты СВЧ-сигнала составлял менее 0,1 с.

Зависимость переменной составляющей продетектированного сигнала с линейным законом изменения частоты СВЧ-сигнала от времени $\tilde{I}_d(t)$ для двух мгновенных положений грудной клетки пациента при глубоком дыхании представлена на рис. 3.36.

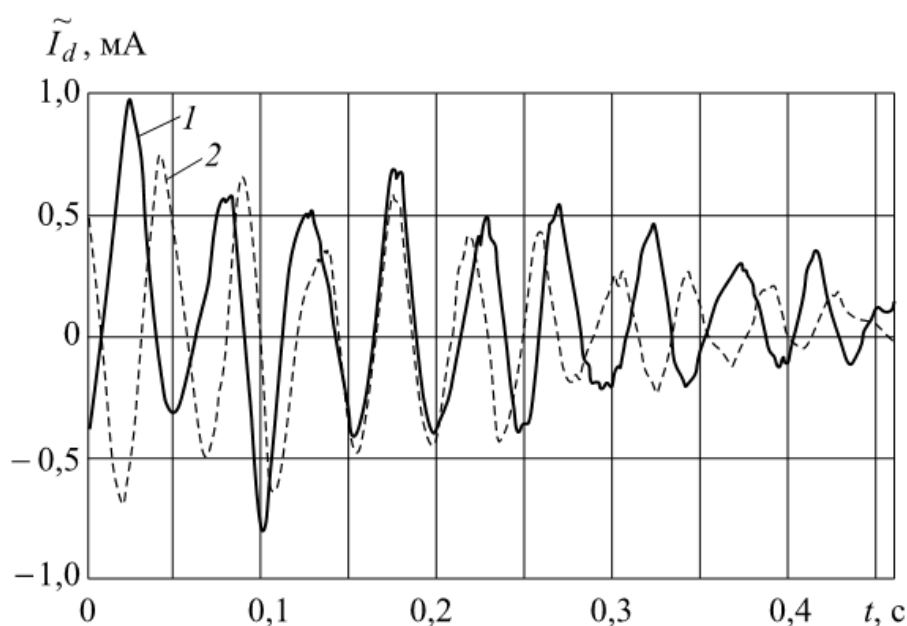


Рис. 3.36. Экспериментальные зависимости продетектированного сигнала $\tilde{I}_d(t)$ от времени:

1 — положение L_1 ; 2 — положение L_2

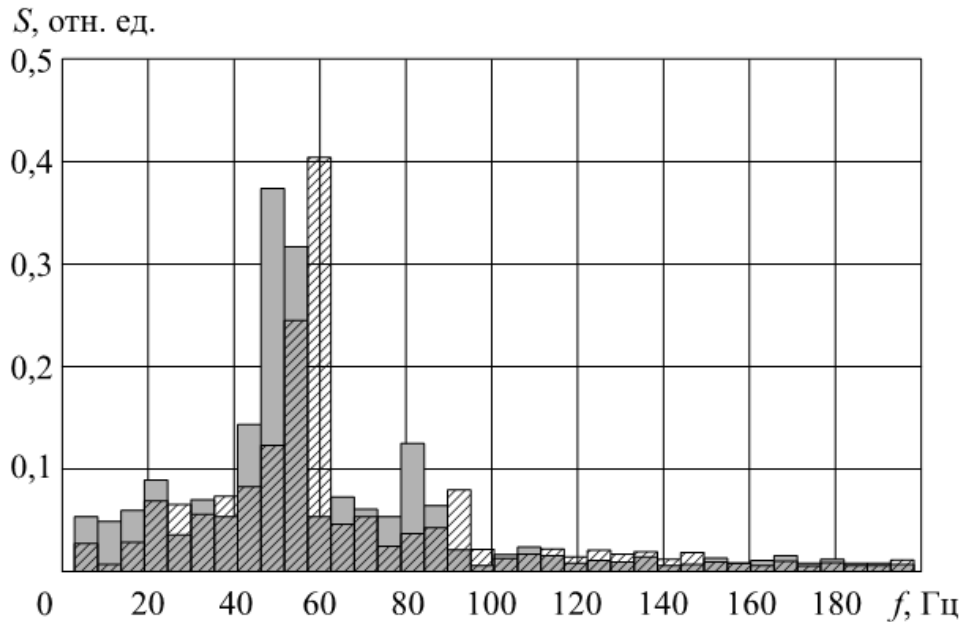


Рис. 3.37. Спектры протектированного сигнала $\tilde{I}_d(t)$ для двух мгновенных положений грудной клетки пациента:
 — положение L_1 ; — положение L_2

С использованием Фурье-преобразования рассчитывался спектр (рис. 3.37) протектированного сигнала $\tilde{I}_d(t)$ для мгновенного положения грудной клетки пациента и определялся период T_0 основной гармоники f_0 протектированного в E -плече сигнала.

Разностная частота, согласно (3.28), рассчитывалась с использованием выражения

$$\omega_2 - \omega_1 = \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{T} T_0 = \frac{\omega_{\max} - \omega_{\min}}{T} \frac{1}{f_0}.$$

Мгновенное положение L грудной клетки пациента вычислялось с помощью выражения (3.31). Амплитуда движения грудной клетки ΔL определялась как разность мгновенных положений L_1 и L_2 грудной клетки в соответствующие моменты времени:

$$\Delta L = L_2 - L_1. \quad (3.32)$$

Вычисленная с помощью соотношений (3.31) и (3.32) амплитуда движения грудной клетки при глубоком дыхании у пациента составила 3,5 см, что соответствует результатам измерений, выполненных с использованием приведенной выше методики одночастотной радиоволновой интерферометрии.

3.3.3. Программное обеспечение радиоволнового интерферометра физиологических параметров жизнедеятельности организма

Для автоматизации контроля физиологических параметров жизнедеятельности организма с использованием методов радиоволновой интерферометрии разработана специализированная программа, обеспечивающая ввод измерительного сигнала посредством аналого-цифрового преобразователя, его математическую обработку и вывод на экран монитора результатов расчетов физиологических параметров жизнедеятельности организма.

Программа функционирует в среде Microsoft.NET 1.1 и 2.0, обладает русско- и англоязычным пользовательскими интерфейсами.

Программа обеспечивает:

- регистрацию и анализ сигнала, поступающего с СВЧ-измерителя;

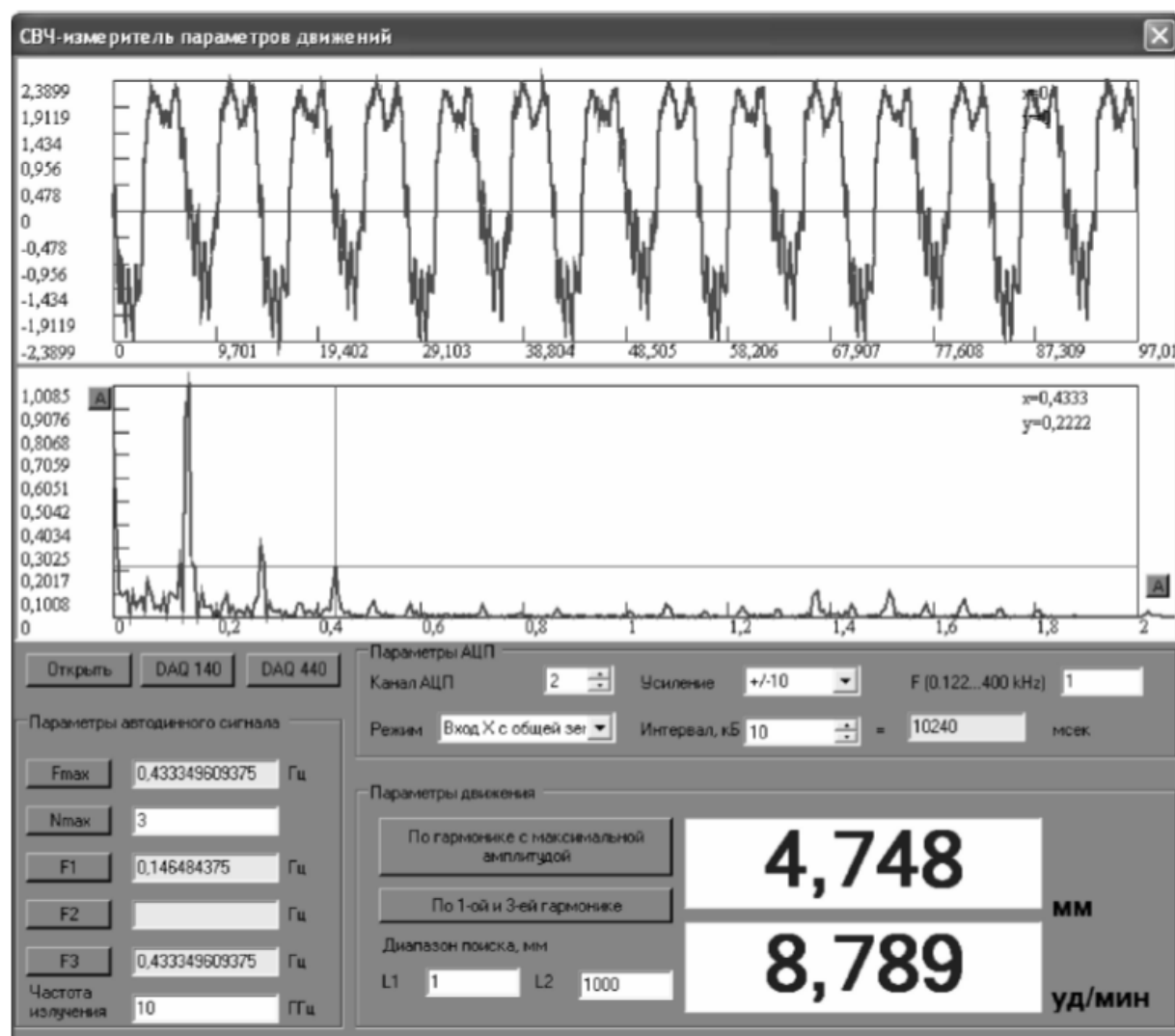


Рис. 3.38. Окно программы при определении параметров движений грудной клетки, связанных с дыханием, по первой и третьей гармоникам

- выбор режимов работы АЦП и управление работой АЦП, используемого для сопряжения узлов измерителя с компьютером;
- измерение параметров движений тела человека, связанных с дыханием и сердцебиением, с использованием СВЧ-автодина или СВЧ-интерферометра;
- калибровку измерителя в различных режимах работы.

Окно программы, обеспечивающей обработку сигнала и выбор режимов измерений, представлено на рис. 3.38.

После фиксации сигнала, поступающего с СВЧ-измерителя, на спектрограмме курсором выделяют характерные частоты, значения которых заносят в соответствующие поля группы «Параметры, снимаемые со спектрограммы».

В группе «Параметры зондирующего излучения» задается его частота или длина волны.

Нажатием кнопки «Рассчитать параметры» запускается расчет, результаты которого отображаются в группе «Результаты расчета».

В программе обеспечен выбор следующих методов расчета:

- определение параметров движений грудной клетки, связанных с дыханием, по первой и третьей гармоникам;
- определение параметров движений грудной клетки, связанных с сердцебиением, по первой и третьей гармоникам;
- определение параметров движений грудной клетки, связанных с дыханием, по номеру гармоники с максимальной амплитудой.

Литература к главе 3

1. Through Wall Sensing of Human Breathing and Heart Beating by Monochromatic Radar / A.S. Bugaev, V.V. Chapursky, S.I. Ivashov et al. // Proceedings of the Tenth International Conference on Ground Penetrating Radar, GPR'2004, June 21—24, 2004, Delft, The Netherlands. Vol. 1. P. 291—294.

2. Bugaev A.S., Chapursky V.V., Ivashov S.I. Mathematical Simulation of Remote detection of Human Breathing and Heartbeat by Multifrequency Radar on the Background of Local Objects Reflections. 2005 IEEE International Radar Conference Record, Arlington, Virginia, USA. May 9—12, 2005.

3. Радиолокационные методы выделения сигналов дыхания и сердцебиения / А.С. Бугаев, И.А. Васильев, С.И. Ивашов, В.В. Чапурский // Радиотехника и электроника. 2006. Т. 51. № 10. С. 1224—1239.

4. Обнаружение и дистанционная диагностика людей за препятствиями с помощью РЛС / А.С. Бугаев, И.А. Васильев, С.И. Ивашов и др. // Радиотехника. 2003. № 7. С. 42—47.

5. Detection of Human Breathing and Heartbeat by Remote Radar / S.I. Ivashov, V.V. Razevig, A.P. Sheyko, I.A. Vasilyev // Progress in Electro-

magnetics Research Symposium (PIERS 2004). March 28—31, 2004. Pisa, Italy. P. 663—666.

6. Remote Control Mine Detection System with GPR and Metal Detector / S.I. Ivashov, V.I. Makarenkov, V.V. Razevig et al. // Proceedings of the Eight International Conference on Ground Penetrating Radar, GPR'2000, May 23—26, 2000. University of Queensland, Gold Coast, Queensland, Australia. P. 36—39.

7. RF Band High Resolution Sounding of Building Structures and Works / I.A. Vasiliev, S.I. Ivashov, V.I. Makarenkov et al. // IEEE Aerospace & Electronic Systems Magazine. May 1999. Vol. 14. No. 5. P. 25—28.

8. Speech articulator measurements using low power EM-wave sensors / J.F. Holzrichter, G.C. Burnett, L.C. Ng and W.A. Lea // Journal Acoustical Society of America. Vol. 103. No. 1. January 1998. P. 622—625.

9. Дистанционный контроль параметров кардиореспираторной системы человека с помощью радиолокационных средств / А.С. Бугаев, И.А. Васильев, С.И. Ивашов и др. // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. 2004. № 10. С. 24—31.

10. Физиология человека / Отв. ред. Р. Шмидт, Г. Тевс. М.: Мир, 1996. Т. 2. 313 с.

11. Иммореев И.Я., Самков С.В. Сверхширокополосный радар для обнаружения и измерения параметров движущихся объектов // Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике: Докл. Всерос. науч. конф., Муром, 1—3 июля 2003. Муром, 2003. С. 446—450.

12. Иммореев И.Я. Возможности и особенности сверхширокополосных радиосистем // Прикладная электроника. Харьков, 2002. Т. 1. № 2. С. 122—140.

13. Иммореев И.Я., Синявин А.Н. Излучение сверхширокополосных сигналов // Антенны. 2001. Вып. 1 (47).

14. Черненко А.И. Сверхширокополосный радар для измерения параметров сердечно-сосудистой системы человека при физических нагрузках // Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике: Докл. 2-я Всерос. науч. конф., Муром, Россия, 4—7 июля 2006.

15. Самков С.В., Черненко А.И. Обработка сигнала СШП-радар для измерения параметров сердечно-сосудистой системы человека при занятии спортом // Дистанционное обнаружение и диагностика людей с помощью радиолокационных средств: Всерос. науч.-техн. семинар. Москва, МГТУ им. Н.Э. Баумана, 20 декабря 2005.

16. Применение сверхширокополосных радаров ближнего радиуса действия для получения данных о физиологических параметрах человека / И.Я. Иммореев, С.Н. Павлов, С.В. Самков, Е.В. Солодов // Дистанционное обнаружение и диагностика людей с помощью радиолокационных средств: Всерос. науч.-техн. семинар, Москва, МГТУ им. Н.Э. Баумана, 20 декабря 2005.

17. Доплеровская РЛС для разведки на местности. Сер. Техн. средства развед. служб кап. гос. // ВИНТИ. 1997. № 10. С. 46—47.
18. Nordwall Bruce D. Ultra-wideband radar detects buried mines // Aviat. Week and Space Technol. 1997. No. 13. P. 63—64.
19. Wang Wei, Liu Youngtan. A system of signal detection and estimation for ground wave over-the-horizon radar // High Technol. Lett. 1997. No. 1. P. 70—83.
20. Frank U.A., Kratzer D.L., Sullivan J.L. The Twopound Radar // RCA Eng. 1967. No. 2. P. 52—54.
21. Хармут Х.Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации. М.: Радио и связь, 1985. 376 с.
22. Черняк В.С. Теоретические вопросы обнаружения и определения местоположения людей в завалах с помощью многопозиционного сверхширокополосного радиолокационного устройства // Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике: Докл. 2-я Всерос. науч. конф., Муром, Россия, 4—7 июля 2006.
23. Sytnik O.V. Algorithm for Detection and Identification of Low Doppler Target // Telecommunications and Radio Engineering. 2004. Vol. 61. No. 2. P. 130—140.
24. Vyzmitinov I.A., Myroshnychenko Y.I., Sytnik O.V. The Features of Radar Developments for People Detection under Obstructions // Telecommunications and Radio Engineering. 2004. Vol. 61. No. 10. P. 875—885.
25. Вопросы подповерхностной радиолокации: коллективная монография / Отв. ред. А.Ю. Гринёва. М.: Радиотехника, 2005. 416 с.
26. Sytnik O.V., Myroshnychenko Y.I., Kopylov Y.A. Estimation of Implementation Errors Effect on Characteristics of Pseudorandom Radar Signal // Telecommunications and Radio Engineering. 2003. Vol. 60. No. 1&2. P. 132—140.
27. Справочник по радиолокации / Отв. ред. М. Сколник. М.: Сов. радио, 1978. Т. 3. 528 с.
28. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.
29. Диксон Р.К. Широкополосные системы. М.: Радио и связь, 1979. 302 с.
30. Сытник О.В. Методы идентификации природных сред и объектов по данным радиофизического эксперимента // Успехи современной радиоэлектроники. 2006. № 1. С. 30—57.
31. Sytnik O.V. Invariant Transformation in Identification Theory // Telecommunications and Radio Engineering. 2003. Vol. 60. No. 10, 11&12. P. 20—32.
32. Колмогоров А.Н. Интерполирование и экстраполирование стационарных случайных последовательностей // Изв. АН СССР. Сер. математическая. 1941. № 5. С. 3—14.

33. *Wiener N.* Extrapolation, interpolation and smoothing of stationary time series. New York: John Willey, 1949. 162 p.
34. *Ван Трис Г.* Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т. 1. М.: Сов. радио, 1972. 744 с.
35. *Лоэв М.* Теория вероятностей. М.: Изд-во иностр. лит., 1962. 719 с.
36. *Бендат Дж., Пирсол А.* Измерение и анализ случайных процессов. М.: Мир, 1974. 464 с.
37. *Драган Я.П.* Энергетическая теория линейных моделей стохастических сигналов. Львов: Центр стратегических исследований экобиотехнических систем, 1997. 333 с.
38. *Драган Я.П.* Структура и представление моделей стохастических сигналов. Киев.: Наук. думка, 1980. 384 с.
39. *Омельченко В.А., Санников В.Г.* Вероятностные и детерминистские модели каналов и проблемы передачи информации в электросвязи. Киев.: НМК ВО, 1992. 200 с.
40. *Gardner W.A.* Spectral Correlation of Modulated Signals: Part I. Analog Modulation // IEEE Transactions on Communications. 1987. COM-35. No. 6. P. 584—594.
41. *Финкельштейн М.И., Мендельсон В.Л., Кутев В.А.* Радиолокация слоистых земных покровов. М.: Сов. радио, 1977. 176 с.
42. *Финкельштейн М.И., Кутев В.А., Золотарев В.П.* Применение радиолокационного подповерхностного зондирования в инженерной геологии. М.: Недра, 1986. 128 с.
43. *Кофман Л.Н.* Затухание радиоволн в горных породах // Теория и техника радиолокации, радионавигации и радиосвязи в гражданской авиации. Рига, 1980. С. 61—65.
44. *Лещинский Ю.И., Ульянычев Н.В.* Расчет электрических параметров песчано-глинистых грунтов на метровых — сантиметровых волнах // Изв. вузов. Радиофизика. 1980. Т. 23. № 5. С. 530—532.
45. *Хипп Д.Е.* Зависимость электромагнитных характеристик почвы от влажности, плотности и частоты / ТИИЭР. 1974. Т. 62. № 1. С. 122—127.
46. *Иванов Н.И., Иванова Е.П., Толубенко В.Г.* Потери электромагнитного излучения в зерновых насыпях // Проблемы пожарной безопасности: Сб. науч. тр. Харьков, 2000. Вып. 7. С. 102—105.
47. *Масалов С.А., Пузанов А.О.* Дифракция видеоимпульсов на слоистых диэлектрических структурах // Радиофизика и радиоастрономия. 1997. Т. 2. № 1. С. 85—94.
48. *Калмыков А.И., Тимченко А.И., Щербинин И.В.* Возможности исследования подповерхностных объектов с помощью радиолокационного зондирования // Препринт АН УССР, ИРЭ. Харьков, 1990. 26 с.

49. Радиолокационные наблюдения сильных отражателей, расположенных под слоем почвы. Модель подповерхностных отражений / А.И. Калмыков, И.М. Фукс, В.Н. Цимбал и др. // Препринт АН УССР, ИРЭ. Харьков, 1993. 30 с.

50. *Ulaby F.T., Moor R.K., Fung A.K.* Microwave Remote Sensing Active and Passive. Vol. 11. Radar Remote Sensing and Surface Scattering and Emission Theory. Reading, M.A. Addison — Wesley. 1982. 612 p.

51. *Тимченко А.И.* Особенности подповерхностного радиолокационного зондирования природных объектов // Докл. АН СССР. 1987. Т. 297. № 5. С. 1091—1094.

52. *Кротилов В.Д.* Некоторые электрические характеристики земных пород и их сравнение с характеристиками поверхностного слоя Луны // Изв. вузов. Радиофизика. 1962. Т. 5. № 6. С. 1057—1061.

53. *Лещинский Ю.М., Лебедева Г.Н., Шумилин В.Д.* Электрические параметры песчаного и глинистого грунтов в диапазоне сантиметровых, дециметровых и метровых волн // Изв. вузов. Радиофизика. 1971. Т. 14. № 4. С. 562—569.

54. *Hocktra P., Delaney A.* Dielectric properties of soils at UHF and microwave frequencies // J.Geophys. Res. 1974. 79. P. 1699—1708.

55. Hans Shantz. The Art and Science of Ultrawideband Antennas. Boston—London: Artech House, 2005. 331 p.

56. *Подосенов С.А., Потапов А.А., Соколов А.А.* Импульсная электродинамика широкополосных радиосистем и поля связанных структур / Отв. ред. А.А. Потапова. М.: Радиотехника, 2003. 720 с.

57. *Месяц Г.А., Яландин М.И.* Пикосекундная электроника больших мощностей // Успехи физических наук. 2005. Т. 175. № 3. С. 225—246.

58. Справочник по антенной технике: Справ.: В 5 т. Т. 1 / Л.Д. Бахрах, Л.С. Бенинсон, Е.Г. Зелкин и др. М.: ИПРЖР, 1997. 256 с.

59. Патент на полезную модель 14933, Украина. Спосіб розв'язки між передавальним і приймальним модулями антенної системи / Ю.О. Копилов, С.О. Масалов, Г.П. Почанін.

60. *Андренко С.Д., Вязьмитинов И.А., Сидоренко Ю.Б.* Антенная система радиолокатора непрерывного излучения // Радиофизика и электроника: Сб. науч. тр. НАН Украины; Ин-т радиофизики и электроники. Харьков, 2003. Т. 8. № 1. С. 67—71.

61. *Силин Р.А., Сазонов В.П.* Замедляющие системы. М.: Сов. радио, 1966. 632 с.

62. *Юрцев О.А., Рунов А.В., Казарин А.Н.* Спиральные антенны. М.: Сов. радио, 1974. 224 с.

63. Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и таблицами / Отв. ред. М. Абрамовиц и И. Стиган. М.: Наука, 1979. 832 с.

64. Фундаментальные и прикладные задачи теории рассеяния электромагнитных волн / Ю.К. Сиренко, И.В. Сухаревский, О.И. Сухаревский, Н.П. Яшина. Харьков: Крок, 2000. 344 с.

65. *Yee K.S.* Numerical solution of initial value problems involving Maxwell's equations in isotropic media // *IEEE Trans. on AP.* 1966. Vol. 14. No. 5. P. 302—307.

66. *Engquist B., Majda A.* Absorbing boundary conditions for the numerical simulation of waves // *Mathematics of computation.* 1977. Vol. 31. No. 139. P. 629—651.

67. *Сиренко Ю.К.* Моделирование и анализ переходных процессов в открытых периодических, волноводных и компактных резонаторах. Харьков: Эдена, 2003. 363 с.

68. *Mur G.* Absorbing boundary conditions for the difference approximation of the time-domain electromagnetic field equations // *IEEE Trans. on EMC.* 1981. Vol. 23. No. 4. P. 377—382.

69. *Taflove A., Hagness S.C.* Computational electrodynamics: the finite-difference time-domain method. Boston: Artech House, 2000. 671 p.

70. *Rosen A., Stuchly M.A., Vander Vorst A.* Applications of RF/Microwaves in Medicine // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* Vol. 50. No. 3. 2002. P. 963—974.

71. *Okoniewski M., Stuchly M.A.* A study of the handset antenna and human body interaction // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* Vol. 44. No 10. 1996. P. 1855—1864.

72. *Clery S.F.* Microwave radiation effect on humans // *Bioscience.* Vol. 33. No. 4. 1983. P. 269—273.

73. *Vander Vorst A., Duhamel F.* 1990—1995 advances in investigating the interaction of microwave fields with the nervous system // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques.* Vol. 44. No. 9. 1996. P. 1898—1909.

74. *Apollonio F., D'Inzeo G., Tarricone L.* Theoretical analysis of voltage-gated membrane channels under GSM and DECT exposure // *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., Denver, CO, 1997.* P. 103—106.

75. *Michaelson S., Lin J. C.* Biological Effects and Health Implications of Radio-Frequency Radiation. New York: Plenum, 1987.

76. *Гуляев Ю.В.* Физические поля и излучения человека: новые методы ранней медицинской диагностики // *Биомедицинские технологии и радиоэлектроника.* 2000. № 12. С. 3—11.

77. *Бецкий О.В., Девятков Н.Д., Лебедева Н.Н.* Лечение электромагнитными полями. Ч. 3 // *Биомедицинские технологии и радиоэлектроника.* 2000. № 12. С. 11—31.

78. *Анищенко Л.Н., Ивашов С.И., Чапурский В.В.* Математическое моделирование методов выделения сигналов дыхания и сердцебиения в ви-

деоимпульсном радиолокационном датчике// Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. 2006. № 10. С. 16—21.

79. Усанов Д.А., Скрипаль А.В., Камышанский А.С. Измерение скорости нанометровых перемещений по спектру автодинного сигнала лазера на квантоворазмерных структурах// Письма в ЖТФ. 2004. № 7. С. 77—82.

80. Усанов Д.А., Скрипаль А.В. Измерение нанометровых вибраций полупроводниковым лазером на квантоворазмерных структурах, работающим в автодинном режиме // Письма в ЖТФ. 2003. № 9. С. 51—57.

81. Усанов Д.А., Скрипаль А.В., Калинин М.Ю. Восстановление формы сложного движения объекта по сигналу автодинного детектирования полупроводникового лазера // ЖТФ. 2000. Т. 70. Вып. 2. С. 125—129.

82. Усанов Д.А., Скрипаль Ал.В., Скрипаль Ан.В. Физика полупроводниковых радиочастотных и оптических автодинов. Саратов: Изд-во Саратов. ун-та, 2003.

83. Сверхвысокочастотный автодинный измеритель параметров вибраций / Д.А. Усанов, Ал.В. Скрипаль, Ан.В. Скрипаль, А.Э. Постельга // Приборы и техника эксперимента. 2004. № 5. С. 130—134.

84. Радиоволновая интерферометрия движений тела человека, связанных с дыханием и сердцебиением / Д.А. Усанов, Ал.В. Скрипаль, Ан.В. Скрипаль и др. // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. 2005. № 11/12. С. 44—51.

85. Radiowave Interferometry of Human Respiratory Movements and Heartbeats / A.V. Abramov, A.S. Bogolyubov, A.E. Postelga, D.A. Usanov, Al.V. Skripal, An.V. Skripal // Proc. of 35rd European Microwave Conference. Paris, France. 4—6th October 2005. Vol. 2. P. 1047—1050.

86. Радиоволновая интерферометрия смещений грудной клетки человека, связанных с дыханием и сердцебиением/ Д.А. Усанов, Ал.В. Скрипаль, Ан.В. Скрипаль и др. // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: Докл. 15-я Междунар. конф., Севастополь, Украина, 12—16 сент. 2005. Севастополь, 2005. С. 900—901.

87. Usanov D.A., Skripal Al.V., Abramov A.V., Bogolyubov A.S., Postelga A.E. Radiowave monitoring of human respiratory movements and heartbeats // Proc. of XVI International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications MIKON-2006. Poland, Krakow, May 22—24, 2006. Vol. 2. P. 667—770.

88. Патент на изобретение РФ № 2295911. Способ дистанционного контроля физиологических параметров жизнедеятельности организма / Д.А. Усанов, Ал.В. Скрипаль, Ан.В. Скрипаль, А.В. Абрамов, А.Э. Постельга, А.С. Боголюбов. Опубл. 27.03.2007. Бюл. № 9.

89. Хелзайн Дж. Пассивные и активные цепи СВЧ. М.: Радио и связь, 1981.

90. Chattopadhyay T.P. An injection-locked hybrid microwave discriminator // Proc. IEEE, 1986. Vol. 74. No. 5. P. 746—748.

91. Мандельштам Л.И. Полное собрание трудов. М.: Изд-во АН СССР, 1947. Т. 2.

92. *Лебедев И.В.* Техника и приборы СВЧ. Т. 1. М.: Высшая школа, 1970.
93. *Усанов Д.А., Скрипаль А.В., Вагарин В.А.* Определение амплитуды колебаний оптическим гомодинным методом по высшим гармоникам // Приборы и техника эксперимента. 1994. № 6. С. 612—165.
94. *Wei Jin, Li Ming Zang, Uttamchandani D., Culshaw B.* Modified J1...J4 method for linear readout of dynamic phase changes in a fiber-optic homodyne interferometer// Appl. Opt., 1991. Vol. 30. No. 31. P. 4496—4499.
95. *Pernick B. J.* Self-Consistent and Direct Reading Laser Homodyne Measurement Technique// Appl. Opt., 1973. Vol. 12. No. 3. P. 607—610.
96. *Mashkov D.A., Skripal A.V., Usanov D.A.* Vibration amplitude determination from the spectrum of autodyne signal of semiconductor laser // Proc. SPIE, 2003. Vol. 5067. P. 126—131.

Глава 4. БИОРАДИОЛОКАТОРЫ С ИМПУЛЬСНЫМ СИГНАЛОМ

4.1. Особенности построения сверхширокополосных РЛС ближнего радиуса действия для регистрации физиологических параметров человека

Наиболее реальным использованием СШП-технологии в радиолокации является создание относительно маломощных доплеровских РЛС, работающих на дистанциях в единицы и десятки метров. Такие РЛС находят самое широкое применение в различных областях человеческой деятельности, где требуется высокая точность дистанционного и бесконтактного наблюдения за движущимися объектами на небольших расстояниях. Одной из этих областей является медицина, где применение СШП РЛС для дистанционного измерения параметров сердечной и дыхательной деятельности человека позволяет в клиниках или ожоговых центрах вести круглосуточный бесконтактный контроль состояния пациентов, а в домашних условиях — осуществлять самостоятельную периодическую проверку параметров организма с последующей передачей полученных данных по телефонным сетям в центры контроля жизнедеятельности для диагностики и принятия необходимых мер.

Ниже рассмотрены особенности построения РЛС такого типа, их применение в медицинских целях и возможность выполнения ими необходимых для этого функций.

4.1.1. Особенности построения СШП РЛС

Функционирование доплеровских СШП РЛС, так же как и традиционных узкополосных, основано на отражении электромагнитных волн от объекта, образующего раздел двух сред, имеющих разные параметры, и на изменении параметров сигнала, отраженного от движущегося объекта. Однако при этом построение СШП РЛС имеет свои особенности, которые связаны в основном с су-

ществительным уменьшением длительности сигнала по сравнению с традиционными узкополосными РЛС. Рассмотрим эти особенности, используя упрощенную функциональную схему доплеровской СШП РЛС (рис. 4.1).

Выбор вида СШП-сигнала

Возможно построение двух типов СШП РЛС, отличающихся видами излучаемых сигналов и соответственно методами их формирования, приема и обработки.

В первом типе РЛС задающий генератор формирует высокостабильные видеоимпульсы относительно большой длительности (порядка микросекунды), частота следования которых определяет период повторения сигналов, излучаемых РЛС. По переднему фронту этих импульсов первый формирователь вырабатывает короткие видеоимпульсы (стробы), длительностью $\tau_{\text{форм}}$ от одной до нескольких наносекунд, которые производят ударное возбуждение передающей антенны. Форма электромагнитного поля, излучаемого при этом антенной, является производной формы тока, возбуждающего антенну. Поскольку форма этого тока всегда имеет

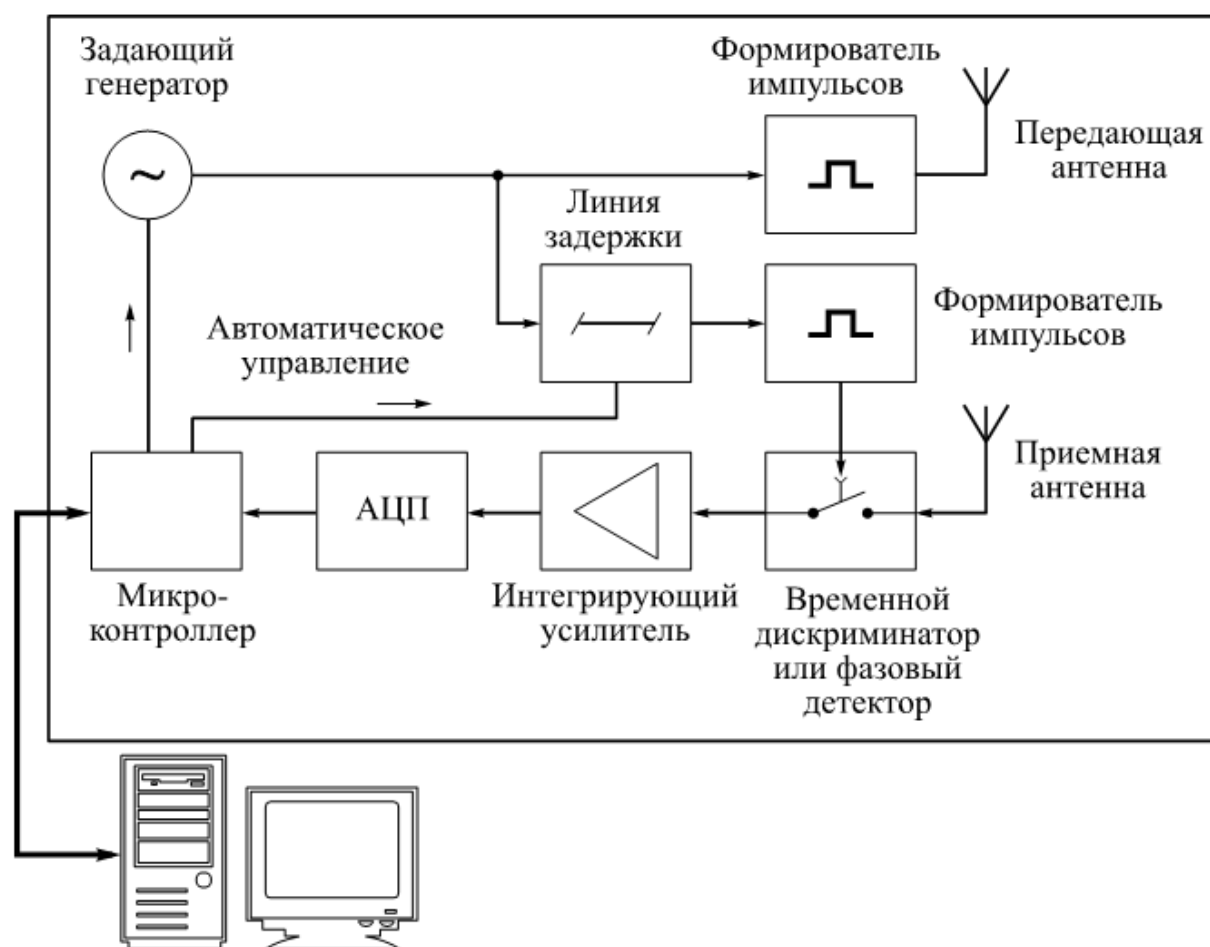


Рис. 4.1. Упрощенная функциональная схема СШП РЛС

нарастающий и ниспадающий участки с положительной и отрицательной производной, форма электромагнитного поля имеет положительную и отрицательную составляющую. На рис. 4.2 приведен пример импульса тока, полученного в первом формирователе, и возбужденного им импульса поля в дальней зоне антенны в виде его производной. СШП РЛС, использующие этот метод формирования сигналов, в литературе часто называют видеоимпульсными.

В приемной части РЛС сигнал задающего генератора через управляемую линию задержки с временем задержки $\tau_{\text{зад}}$ подается во второй формирователь, короткий импульс которого (строб) открывает окно временного дискриминатора для приема сигнала. Время задержки $\tau_{\text{зад}}$ определяет дальность до рабочей зоны РЛС, а длительность строба $\tau_{\text{стр}}$ — ширину рабочей зоны РЛС по дальности. Принятый сигнал усиливается и при необходимости накапливается в интегрирующем усилителе, после чего поступает в АЦП, преобразуется в цифровой код и передается для первичной обработки в микроконтроллер и для окончательной обработки — в компьютер.

Во втором типе РЛС задающий генератор формирует высокостабильное непрерывное колебание на рабочей частоте РЛС. Пер-

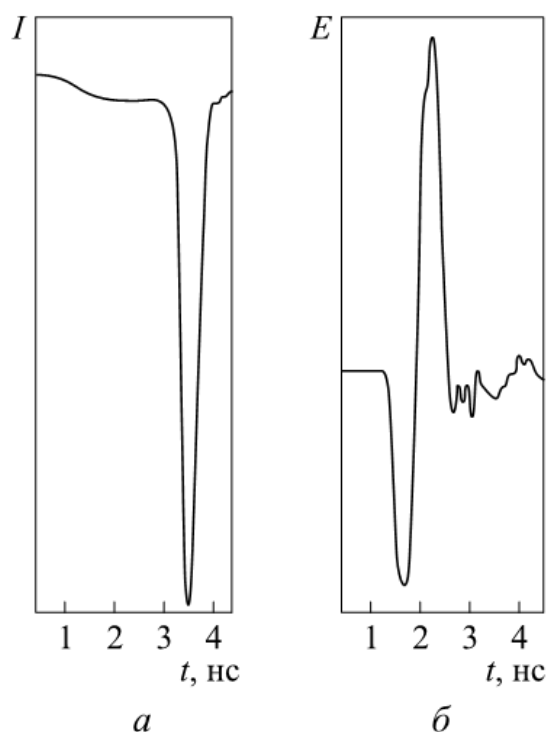


Рис. 4.2. Пример видеоимпульсного возбуждения антенны: *а* — импульс тока, возбуждающий антенну; *б* — импульс поля в дальней зоне антенны

вый формирователь, который является быстродействующим ключом, вырезает из этого колебания короткие радиоимпульсы (длительностью от одной до нескольких наносекунд). Эти радиоимпульсы поступают в передающую антенну РЛС и излучаются ею.

В приемном тракте РЛС вместо временного дискриминатора стоит фазовый детектор. Колебание задающего генератора через управляемую линию задержки с временем задержки $\tau_{\text{зад}}$ подается во второй формирователь (ключ), который вырезает из этого колебания короткие радиоимпульсы длительностью от одной до нескольких наносекунд, являющиеся опорным сигналом фазового детектора. Время задержки $\tau_{\text{зад}}$ и длительность опорного импульса $\tau_{\text{оп}}$

также определяют дальность и ширину рабочей зоны РЛС. Дальнейшая обработка производится как в первом типе РЛС.

Рассмотрим особенности работы СШП РЛС этих двух типов.

СШП РЛС первого типа. Такие РЛС имеют наиболее простое схемное решение. Как было указано выше, излучение в этой РЛС происходит при возбуждении антенны короткими видеоимпульсами. Однако следует отметить, что некоторые типы антенн, используемые для излучения СШП-сигналов, являются «потомками» традиционных, узкополосных антенн и не всегда обладают достаточной широкополосностью. Поэтому при ударном возбуждении коротким видеоимпульсом такие антенны излучают радиоимпульс, длительность $\tau_{\text{изл}}$ которого превышает, и иногда значительно, длительность импульса формирователя $\tau_{\text{форм}}$, возбуждающего антенну. Длительность и частота заполнения такого радиоимпульса (рис. 4.3) определяются конструкцией антенны и параметрами возбуждающего ее видеоимпульса. Очевидно, что разрешающая способность РЛС по дальности в этом случае будет определяться длительностью излученного радиоимпульса $\tau_{\text{изл}}$ (или шириной его амплитудно-частотного спектра), а не длительностью видеоимпульса, возбуждающего антенну.

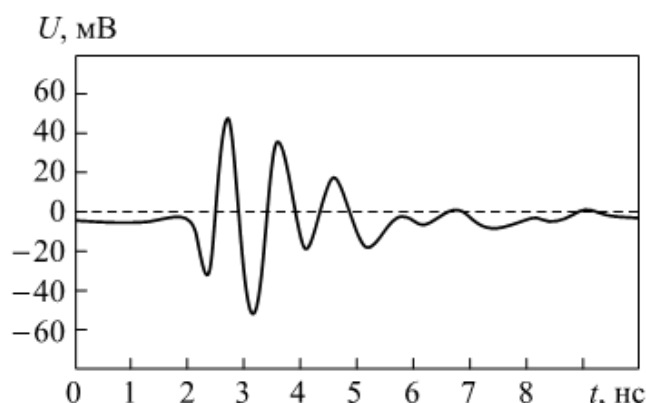


Рис. 4.3. Пример излученного радиоимпульса

Определим оптимальную длительность строба $\tau_{\text{стр}}$, открывающего окно временного дискриминатора, и оптимальное положение этого строба относительно принятого сигнала (оптимальное $\tau_{\text{зад}}$) для РЛС первого типа.

С одной стороны, уменьшение длительности строба $\tau_{\text{стр}}$ снижает уровень отражений от неподвижных объектов и повышает устойчивость РЛС к их воздействию. Это важно для РЛС, применяемых в медицинских целях (рис. 4.4), поскольку их работа происходит в условиях больничного помещения, как правило, при высоком уровне пассивных помех (сигналов, отраженных от стен помещения и неподвижных местных предметов), маскирующих

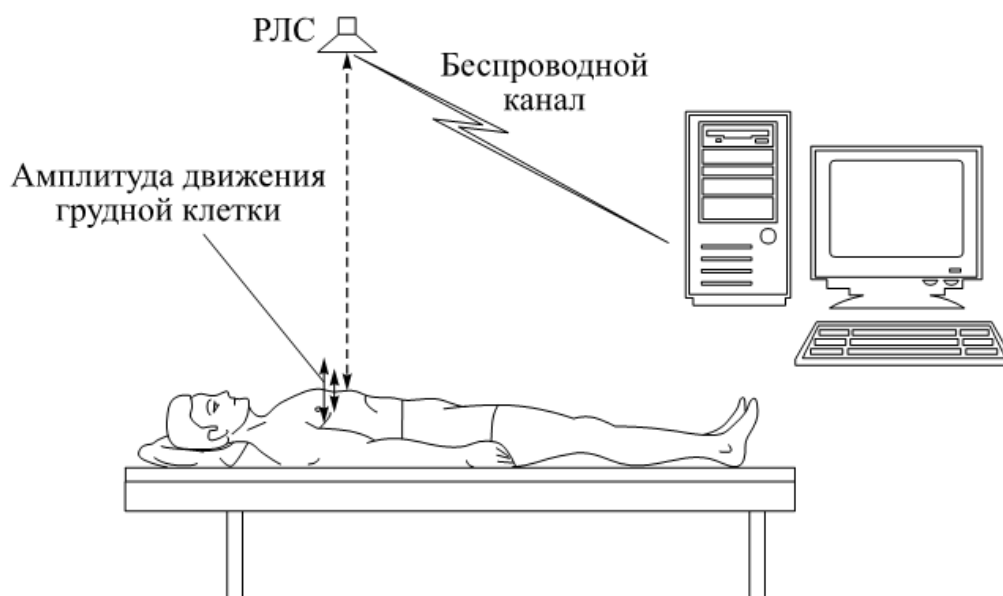


Рис. 4.4. Схема работы РЛС

полезный сигнал. На рис. 4.5 показан типичный вид такого сигнала на входе РЛС.

С другой стороны, уменьшение длительности строга $\tau_{\text{стр}}$ приводит к исключению из обработки части сигнала, отраженного от объекта (подобного показанному на рис. 4.3), что эквивалентно дополнительным потерям при обработке и снижению дальности действия РЛС.

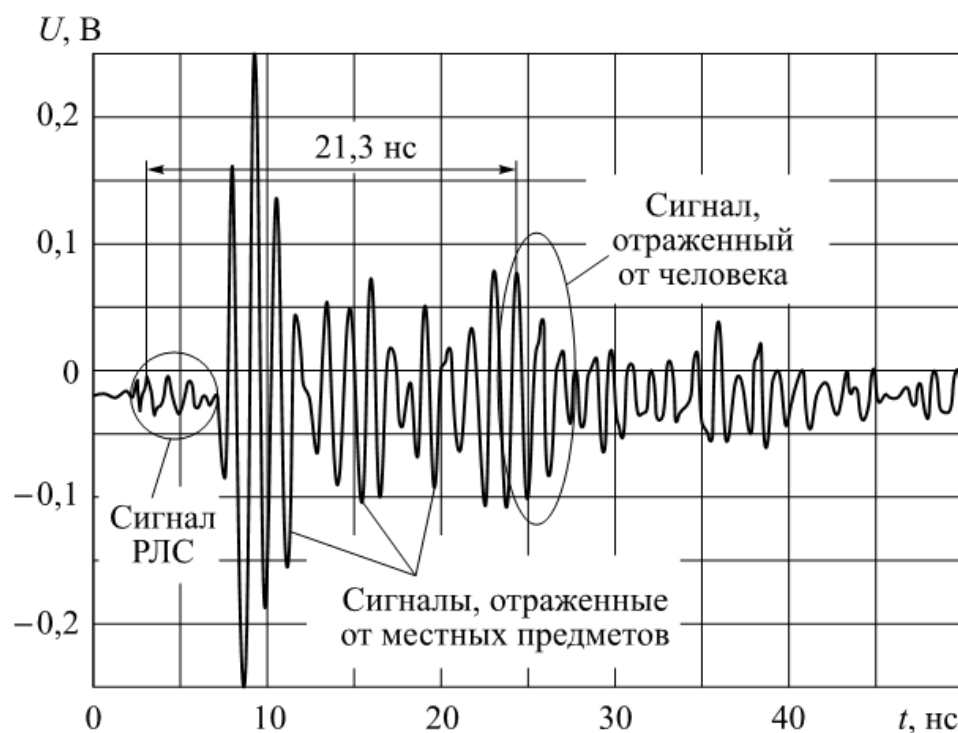


Рис. 4.5. Сигнал на входе РЛС при работе в помещении с большим количеством местных предметов

Для выбора формы и длительности строба рассмотрим простой случай. На вход приемника РЛС поступает сигнал в виде короткого радиоимпульса с гауссовой огибающей (рис. 4.6):

$$u_c(t) = U_c \exp\left(-2\frac{t^2}{\tau^2}\right) \sin\left(2\pi\frac{t}{T_c}\right), \quad (4.1)$$

где U_c — амплитуда сигнала; τ — длительность импульса по уровню 0,606 от U_c ; T_c — период колебаний сигнала, $T_c = 1/f_c = 2\pi/\omega_c$.

В качестве стробирующего сигнала примем видеоимпульс с огибающей (рис. 4.7):

$$u_{\text{стр}}(t) = U_{\text{стр}} \exp\left(-2\frac{t^2}{\tau_{\text{стр}}^2}\right),$$

где $U_{\text{стр}}$ — амплитуда строба; $\tau_{\text{стр}}$ — длительность строба по уровню 0,606 от $U_{\text{стр}}$.

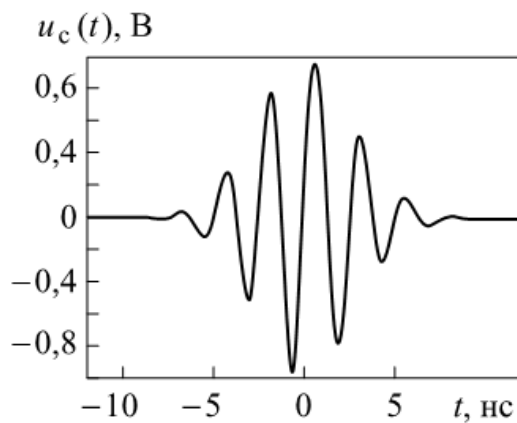


Рис. 4.6. Принятый импульс ($U_c = 1$ В; $\tau = 5,38$ нс; $T_c = 2,5$ нс)

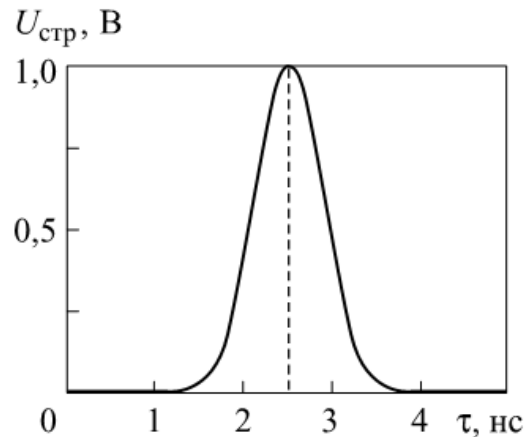


Рис. 4.7. Импульс стробирования ($U_{\text{стр}} = 1$ В; $\tau = 0,8$ нс)

Тогда энергия сигнала, выделяющаяся на нагрузке R интегрирующего усилителя (фильтра нижних частот),

$$\begin{aligned} W &= \frac{1}{R} \int_{-\infty}^{\infty} u_c(t) u_{\text{стр}}(t) dt = \\ &= \frac{U_c U_{\text{стр}}}{R} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-2\frac{t^2}{\tau^2}\right) \exp\left(-2\frac{t^2}{\tau_{\text{стр}}^2}\right) \sin\left(2\pi\frac{t}{T_c}\right) dt = \\ &= \frac{U_c U_{\text{стр}}}{R} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-2\left(\tau^2 + \tau_{\text{стр}}^2\right)\left(\frac{t}{\tau \tau_{\text{стр}}}\right)^2\right] \sin\left(2\pi\frac{t}{T_c}\right) dt = 0. \end{aligned} \quad (4.2)$$

Энергия, выделяющаяся в нагрузке интегратора, в данном случае равна нулю из-за выбранного расположения строба относительно принятого импульса: максимум строба совпал с нулем импульса. На диаграммах рис. 4.8 видно, что импульс, поступающий в нагрузку интегратора после стробирования, при любой длительности строба имеет симметричную форму относительно оси времени и в результате интегрирования полностью компенсируется.

Данный случай наиболее благоприятен для обнаружения движущихся целей на фоне пассивных помех, поскольку сигналы, отраженные от неподвижных предметов, на выходе интегратора равны нулю и не требуют последующей фильтрации.

При изменении взаимного расположения строба и принятого импульса энергия, выделяющаяся в нагрузке интегратора, будет изменяться по гармоническому закону и станет максимальной, когда совпадут максимумы принятого импульса и строба. Рассмотрим этот случай и оценим потери, возникающие при стробировании. Для этого сместим фазу принятого импульса на 90° , заменив в формуле (4.1) $\sin$ на $\cos$. На рис. 4.9 показано расположение принятого импульса и строба в этом случае.

На рис. 4.9 видно, что импульс на входе интегратора теряет свою симметрию относительно оси времени, что приводит к выделению энергии в нагрузке интегратора. В то же время очевидно, что расширение строба за пределы одного периода принятого импульса не увеличивает энергию, выделяющуюся в нагрузке, поскольку при этом у импульса, приходящего на вход интегратора и определяющего эту энергию, растет число полупериодов, имеющих разный знак и компенсирующихся при интегрировании. Энергия, выделяющаяся на нагрузке интегрирующего усилителя (фильтра нижних частот),

$$\begin{aligned}
 W &= \frac{1}{R} \int_{-\infty}^{\infty} u_c(t) u_{\text{стр}}(t) dt = \\
 &= \frac{U_c U_{\text{стр}}}{R} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-2 \frac{t^2}{\tau^2}\right) \exp\left(-2 \frac{t^2}{\tau_{\text{стр}}^2}\right) \cos\left(2\pi \frac{t}{T_c}\right) dt = \\
 &= \frac{U_c U_{\text{стр}}}{R} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left[-2(\tau^2 + \tau_{\text{стр}}^2) \left(\frac{t}{\tau \tau_{\text{стр}}}\right)^2\right] \cos\left(2\pi \frac{t}{T_c}\right) dt = \\
 &= \frac{U_c U_{\text{стр}}}{2R} \frac{\tau_{\text{стр}} \tau \sqrt{2\pi}}{\sqrt{\tau^2 + \tau_{\text{стр}}^2}} \exp\left[-\frac{(\pi \tau_{\text{стр}} \tau)^2}{2(\tau^2 + \tau_{\text{стр}}^2) T_c^2}\right]. \quad (4.3)
 \end{aligned}$$

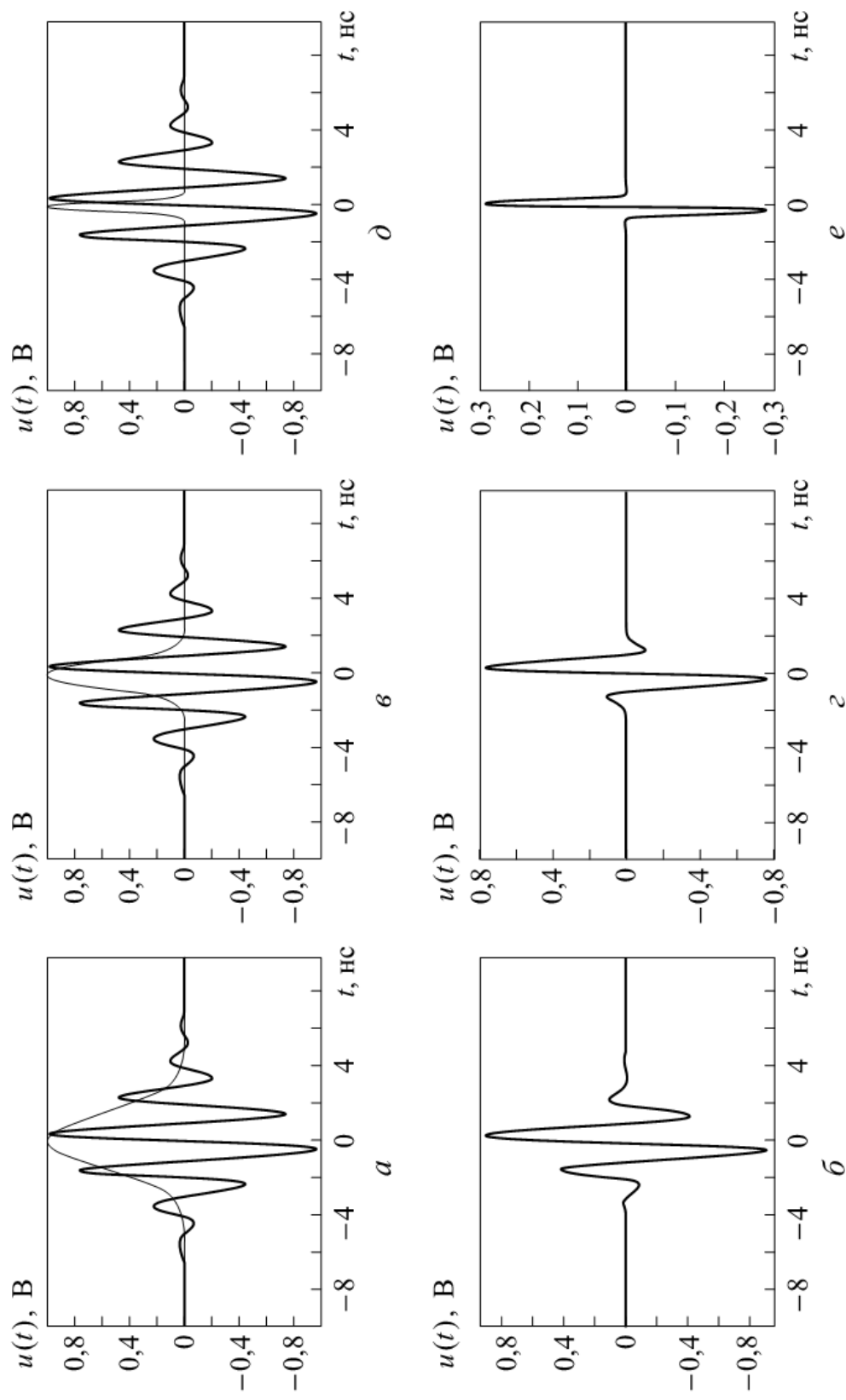


Рис. 4.8. Расположение входного сигнала и строба при совпадении максимума строба с нулем сигнала:

a — расположение принятого импульса и строба при $\tau_{\text{стр}} = 2T_c$; *б* — импульс на входе интегратора при $\tau_{\text{стр}} = 2T_c$; *в* — расположение принятого импульса и строба при $\tau_{\text{стр}} = T_c$; *г* — импульс на входе интегратора при $\tau_{\text{стр}} = T_c$; *д* — расположение принятого импульса и строба при $\tau_{\text{стр}} = 2T_c/4$; *е* — импульс на входе интегратора при $\tau_{\text{стр}} = 2T_c/4$

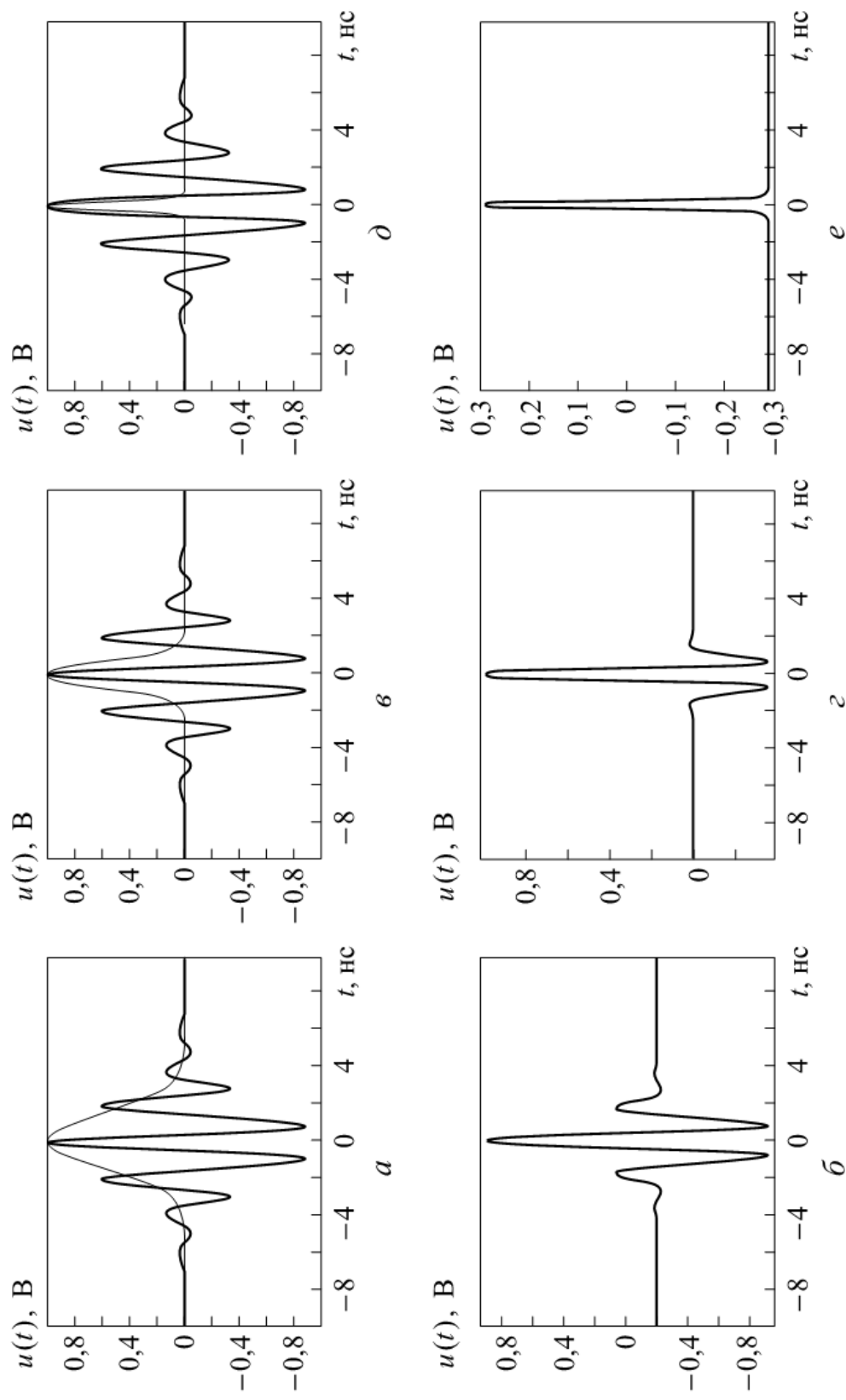


Рис. 4.9. Расположение входного сигнала и строба при совпадении максимума строба с максимумом сигнала:

a — расположение принятого импульса и строба при $\tau_{\text{стр}} = 2T_c$; *б* — импульс на входе интегратора при $\tau_{\text{стр}} = 2T_c$; *в* — расположение принятого импульса и строба при $\tau_{\text{стр}} = T_c$; *г* — импульс на входе интегратора при $\tau_{\text{стр}} = T_c$; *д* — расположение принятого импульса и строба при $\tau_{\text{стр}} = 2T_c/4$; *е* — импульс на входе интегратора при $\tau_{\text{стр}} = 2T_c/4$

Зависимость энергии сигнала, выделяющейся в нагрузке, от длительности строба приведена на рис. 4.10. Эта функция имеет максимум.

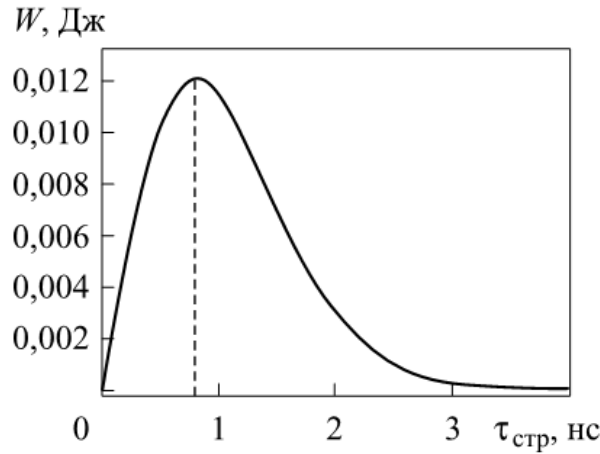


Рис. 4.10. Зависимость энергии, выделяемой в нагрузке, от длительности строба ($U_c = 1$ В; $U_{стр} = 1$ В; $\tau = 5,38$ нс; $T_c = 2,5$ нс; $R = 50$ Ом)

Определим значение длительности строба, соответствующее этому максимуму. Для этого продифференцируем выражение (4.3) по $\tau_{стр}$ и приравняем полученное выражение нулю:

$$\frac{dW}{d\tau_{стр}} = -\tau^3 \sqrt{2\pi} \cdot \frac{U_c U_{стр}}{2R} \frac{\left[(\pi\tau_{стр}\tau)^2 - (T_c\tau_{стр})^2 - (T_c\tau)^2 \right]}{T_c^2 (\tau^2 + \tau_{стр}^2)^{5/2}} \times \\ \times \exp \left[-\frac{(\pi\tau_{стр}\tau)^2}{2T_c^2 (\tau^2 + \tau_{стр}^2)} \right] = 0.$$

Для того чтобы получить корни этого уравнения, решим его относительно $\tau_{стр}$:

$$\tau_{стр}^{max} = \pm T_c \tau \frac{\sqrt{(\pi\tau)^2 - T_c^2}}{T_c^2 - (\pi\tau)^2}. \quad (4.4)$$

Полученная длительность строба зависит от двух параметров принятого импульса: его длительности τ и периода высокочастотного заполнения T_c . Используем положительный корень уравнения (4.4) и построим зависимости длительности строба от каждого из этих параметров при фиксированном другом (рис. 4.11).

На рис. 4.11, а видно, что при увеличении длительности принятого импульса длительность строба практически не влияет на энергию, выделяемую в нагрузке. Вместе с тем увеличение длительности принимаемого сигнала (при неизменной частоте заполнения)

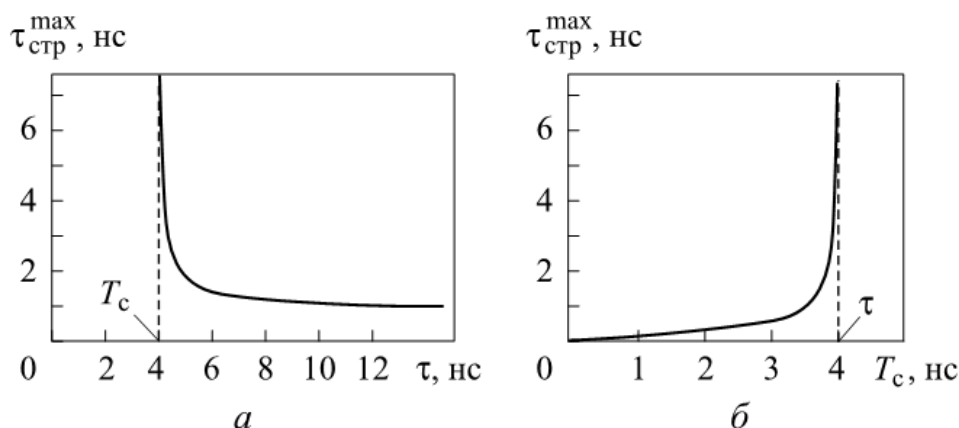


Рис. 4.11. Зависимость длительности строба $\tau_{стр}^{max}$:
 a — от длительности принятого импульса τ при $T_c = 4$ нс; $б$ — от периода высокочастотного заполнения T_c при $\tau = 4$ нс

приводит к пропорциональному увеличению энергетических потерь на обработку. Длительность строба, позволяющая получить максимальную энергию в нагрузке, практически линейно зависит от периода высокочастотного заполнения (см. рис. 4.11, б).

Проведенный анализ позволяет утверждать, что при использовании в качестве строба видеоимпульса с гауссовой огибающей с энергетической точки зрения наиболее выгоден случай, когда длительность строба $\tau_{стр}$ равна длительности τ принятого сигнала, а сам принятый сигнал представляет собой один период высокочастотного заполнения T_c (моноволна).

Использование видеоимпульсного строба для обработки радиоимпульсного сигнала не является оптимальным с точки зрения извлечения максимально возможной энергии из принятого сигнала. Поэтому такая система обработки обладает потерями. Для оценки этих потерь рассмотрим отношение

$$\gamma = 10 \lg \frac{W}{W_{\Pi}}, \quad (4.5)$$

где W_{Π} — полная энергия сигнала, которую найдем, используя выражение (4.1):

$$\begin{aligned} W_{\Pi} &= \frac{2}{R} \int_0^{\infty} u_c(t)^2 dt = \frac{2}{R} \int_0^{\infty} \left[U_c \exp\left(-2 \frac{t^2}{\tau^2}\right) \sin\left(2\pi \frac{t}{T_c}\right) \right]^2 dt = \\ &= \frac{U_c^2}{4R} \tau \left\{ 1 - \exp\left[-\left(\frac{\pi\tau}{T_c}\right)^2\right] \right\} \sqrt{\pi}. \end{aligned} \quad (4.6)$$

Подставляя выражения (4.3) и (4.6) в (4.5), получим

$$\gamma = 10 \lg \frac{\frac{U_c U_{\text{стр}}}{2R} \frac{\tau_{\text{стр}} \tau \sqrt{2\pi}}{\sqrt{\tau^2 + \tau_{\text{стр}}^2}} \exp \left[-\frac{(\omega_c \tau_{\text{стр}} \tau)^2}{8(\tau^2 + \tau_{\text{стр}}^2)} \right]}{\frac{U_c^2}{4R} \tau \left\{ 1 - \exp \left[-\left(\frac{\omega_c \tau}{2} \right)^2 \right] \right\} \sqrt{\pi}} =$$

$$= 10 \lg \left\{ 2\sqrt{2} \cdot \frac{U_{\text{стр}} \tau_{\text{стр}} \exp \left[-\frac{(\omega_c \tau_{\text{стр}} \tau)^2}{8(\tau^2 + \tau_{\text{стр}}^2)} \right]}{U_c \sqrt{\tau^2 + \tau_{\text{стр}}^2} \cdot \left\{ \exp \left[-\left(\frac{\omega_c \tau}{2} \right)^2 \right] - 1 \right\}} \right\}.$$

Зависимость потерь при обработке от длительности строга показана на рис. 4.12.

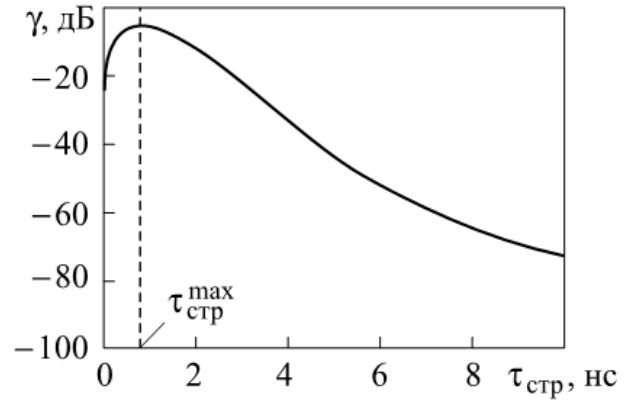


Рис. 4.12. Зависимость потерь при обработке от длительности строга ($U_c = 1$ В; $U_{\text{стр}} = 1$ В; $R = 50$ Ом; $\tau = 5,38$ нс; $T_c = 2,5$ нс)

Минимальное значение потерь для рассматриваемого случая достигается при оптимальной длительности импульса стробирования $\tau_{\text{стр}}^{\text{max}}$, определяемой по формуле (4.4), и составляет $-5,95$ дБ.

СШП РЛС второго типа. В РЛС этого типа задающий генератор формирует непрерывное колебание на рабочей частоте РЛС f . Из этого колебания формируются как излучаемые короткие импульсы, так и опорный импульс для фазового детектора.

При движении наблюдаемого объекта за счет эффекта Доплера частота отраженного сигнала f_c отличается от частоты излучаемого. Будем полагать, что отраженный сигнал является радиоимпульсом с высокочастотным заполнением на частоте f_c и гауссовой огибающей (см. рис. 4.6) и описывается выражением (4.1).

Опорный сигнал имеет вид

$$u_{\text{оп}}(t) = U_{\text{оп}} \sin(2\pi f_{\text{оп}} t + \varphi),$$

где $U_{\text{оп}}$ — амплитуда опорного импульса; $f_{\text{оп}}$ — частота опорного импульса; φ — начальная фаза опорного импульса.

Тогда энергия сигнала, выделяющаяся на нагрузке R интегрирующего усилителя (фильтра нижних частот), составит

$$\begin{aligned}
 W &= \frac{1}{R} \int_{-\infty}^{\infty} u_c(t) u_{оп}(t) dt = \\
 &= \frac{U_c U_{оп}}{R} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-2 \frac{t^2}{\tau^2}\right) \sin(2\pi f_c t) \sin(2\pi f_{оп} t + \varphi) dt = \\
 &= \frac{U_c U_{оп}}{2R} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-2 \frac{t^2}{\tau^2}\right) \times \\
 &\times [\cos(2\pi(f_c - f_{оп})t - \varphi) - \cos(2\pi(f_c + f_{оп})t + \varphi)] dt = \\
 &= \frac{U_c U_{оп}}{2R} \left[\int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-2 \frac{t^2}{\tau^2}\right) \cos(2\pi(f_c - f_{оп})t - \varphi) dt - \right. \\
 &\quad \left. - \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-2 \frac{t^2}{\tau^2}\right) \cos(2\pi(f_c + f_{оп})t + \varphi) dt \right]. \quad (4.7)
 \end{aligned}$$

После решения интегралов получим

$$\begin{aligned}
 W &= \frac{U_c U_{оп}}{4R} \tau \sqrt{2\pi} \times \\
 &\times \left[\exp\left(-\frac{[\pi(f_c - f_{оп})\tau]^2}{2}\right) - \exp\left(-\frac{[\pi(f_c + f_{оп})\tau]^2}{2}\right) \right] \cos \varphi. \quad (4.8)
 \end{aligned}$$

Рассмотрим частные случаи.

1. Наблюдаемый объект неподвижен, и частота колебаний принятого импульса равна частоте опорных колебаний $f_c = f_{оп}$. Тогда сигнал на выходе смесителя описывается следующим выражением:

$$\begin{aligned}
 u(t) &= u_c(t) u_{оп}(t) = \frac{U_c U_{оп}}{R} \exp\left(-2 \frac{t^2}{\tau^2}\right) \sin(2\pi f_{оп} t) \sin(2\pi f_{оп} t + \varphi) = \\
 &= \frac{U_c U_{оп}}{2R} \exp\left(-2 \frac{t^2}{\tau^2}\right) [\cos(\varphi) - \cos(4\pi f_{оп} t + \varphi)].
 \end{aligned}$$

На рис. 4.13 представлены временные диаграммы сигналов на выходе фазового детектора при различных значениях начальной фазы опорного сигнала.

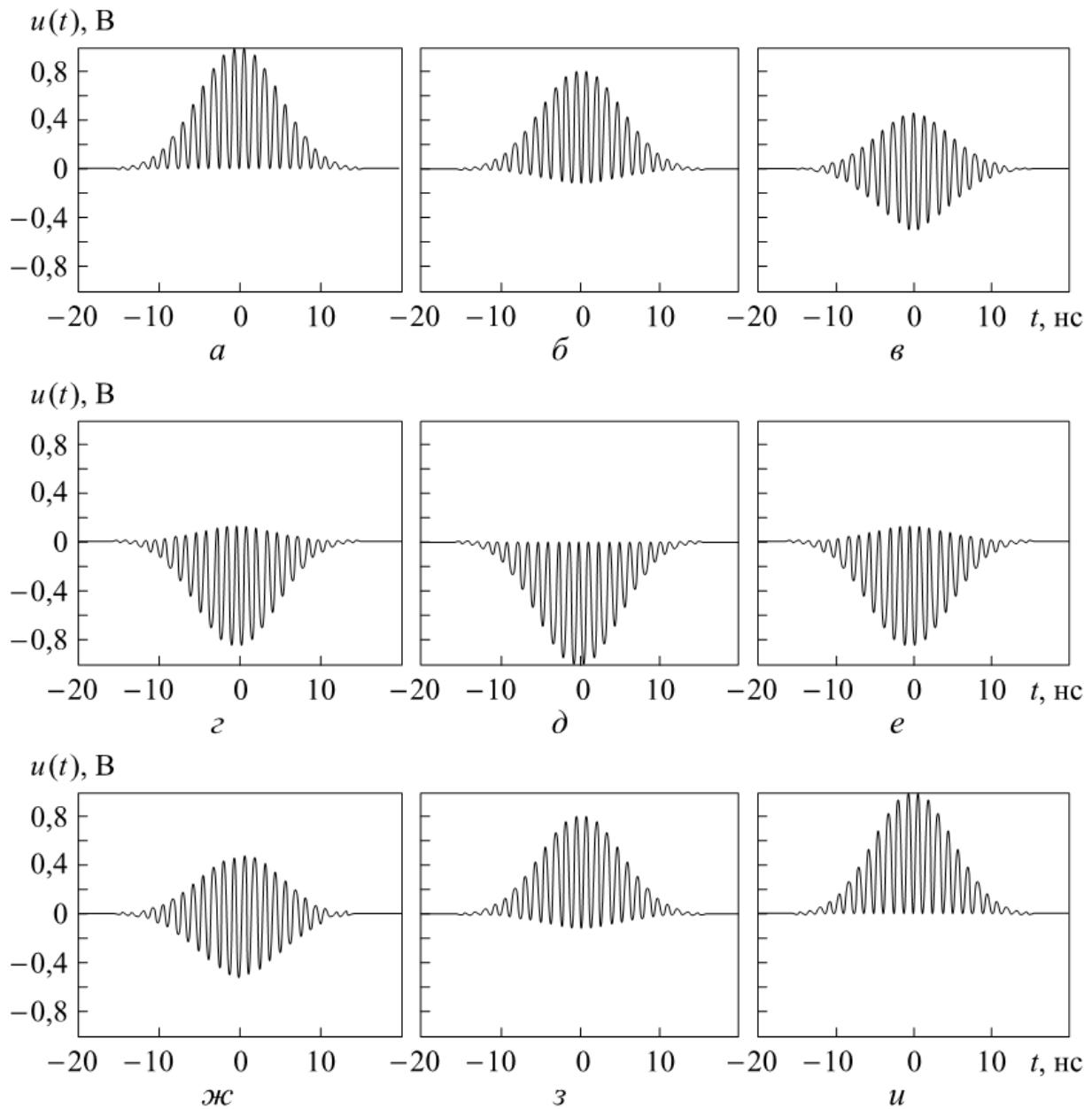


Рис. 4.13. Временные диаграммы сигналов на выходе смесителя при раз-
личном значении начальной фазы опорного сигнала φ :
 $a - 0^\circ$; $б - 45^\circ$; $в - 90^\circ$; $г - 135^\circ$; $д - 180^\circ$; $е - 225^\circ$; $ж - 270^\circ$; $з - 315^\circ$; $и - 360^\circ$

Энергия сигнала, выделяющаяся на нагрузке R интегрирую-
щего усилителя (фильтра нижних частот),

$$\begin{aligned}
 W &= \frac{1}{R} \int_{-\infty}^{\infty} u_c(t) u_{оп}(t) dt = \\
 &= \frac{U_c U_{оп}}{R} \int_{-\infty}^{\infty} \left[\exp\left(-2 \frac{t^2}{\tau^2}\right) \sin(2\pi f_{оп} t) \sin(2\pi f_{оп} t + \varphi) \right] dt = \\
 &= \frac{U_c U_{оп}}{2R} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-2 \frac{t^2}{\tau^2}\right) [\cos(\varphi) - \cos(4\pi f_{оп} t + \varphi)] dt =
 \end{aligned}$$

$$= \frac{U_c U_{\text{оп}}}{2R} \left[\cos \varphi \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-2 \frac{t^2}{\tau^2}\right) dt - \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-2 \frac{t^2}{\tau^2}\right) \cos(4\pi f_{\text{оп}} t + \varphi) dt \right] =$$

$$= \frac{U_c U_{\text{оп}}}{2R} \tau \sqrt{2\pi} \cdot \left[1 - \exp\left(-2 (\pi f_{\text{оп}} \tau)^2\right) \right] \cos \varphi$$

или

$$W = \frac{U_c U_{\text{оп}}}{2R} \tau \sqrt{2\pi} \cdot \left[1 - \exp\left(-\frac{(\omega_{\text{оп}} \tau)^2}{2}\right) \right] \cos \varphi.$$

На рис. 4.14 показана зависимость энергии сигнала, выделяющейся на нагрузке R интегратора, от начальной фазы опорного сигнала.

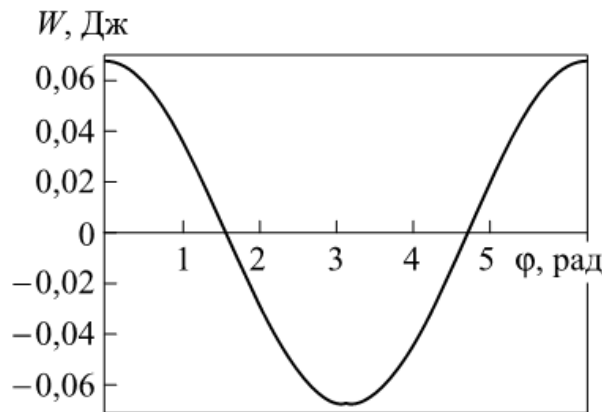


Рис. 4.14. Энергия сигнала на выходе интегратора в зависимости от фазы опорного сигнала при равенстве частот опорного и принятого сигналов

Начальная фаза опорного сигнала, по существу, определяет разность фаз между принятым и опорным сигналами. Разность фаз, с которой эти сигналы поступают в смеситель фазового детектора, зависит от времени, необходимого излученному сигналу для достижения наблюдаемого объекта и возвращения к РЛС, т. е. от дистанции до объекта. На этой дистанции образуется много зон, где энергия сигнала не будет выделяться на нагрузке (слепые зоны). На рис. 4.13 этим зонам соответствуют временные диаграммы под углами 90° и 270° , где сигнал на выходе смесителя имеет форму, симметричную относительно оси времени, и полностью компенсируется при последующем интегрировании. Поэтому в СШП РЛС, как и в традиционных РЛС, используют квадратурные каналы, исключающие появление «слепых» зон на дистанции.

2. Наблюдаемый объект движется, частота колебаний принятого импульса $f_c \neq f_{\text{оп}}$. Тогда сигнал на выходе смесителя описывается следующим выражением:

$$u(t) = u_c(t) u_{\text{оп}}(t) = \frac{U_c U_{\text{оп}}}{2R} \exp\left(-2 \frac{t^2}{\tau^2}\right) \times$$

$$\times [\cos(2\pi(f_c - f_{\text{оп}})t - \varphi) - \cos(2\pi(f_c + f_{\text{оп}})t + \varphi)].$$

На рис. 4.15 представлены временные диаграммы сигналов на выходе фазового детектора при различных отношениях частот опорного и принятого импульсов и при нулевой начальной фазе опорного импульса.

Определим потери, возникающие при обработке, если в качестве опорного сигнала используется гармоническое колебание. Для этого воспользуемся выражением (4.5). Подставляя в это выражение значения для полной энергии принимаемого сигнала (4.6) и

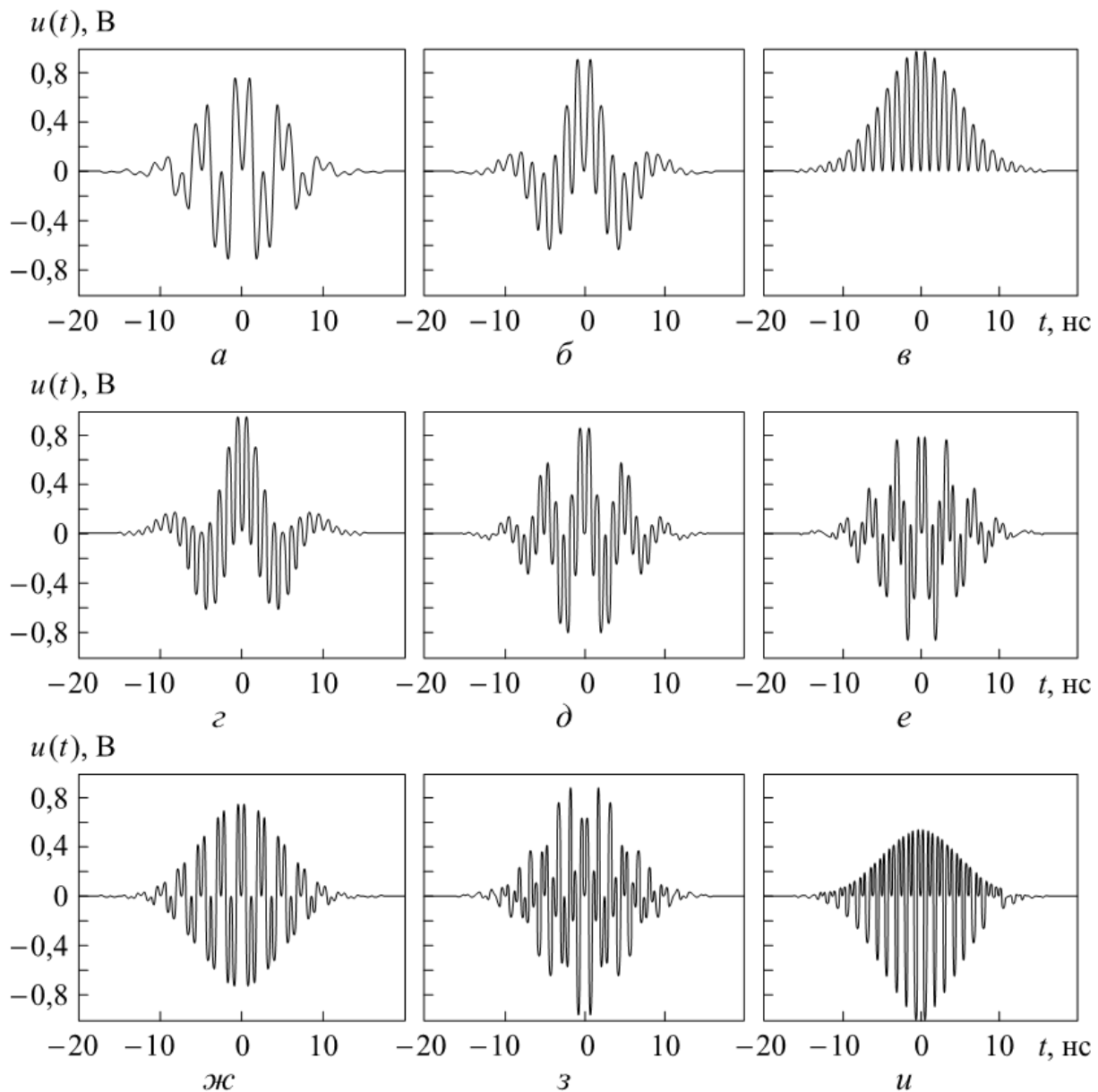


Рис. 4.15. Временные диаграммы сигналов на выходе смесителя при различном отношении частот опорного и принятого импульсов $f_{\text{оп}}/f_c$: a — 0,5; $б$ — 0,75; $в$ — 1,0; $г$ — 1,25; $д$ — 1,5; $е$ — 1,75; $ж$ — 2,0; $з$ — 2,5; $и$ — 3,0

энергии сигнала, выделяющейся на нагрузке интегратора (4.8), получим

$$\gamma = 10 \lg \left\{ \frac{\frac{U_c U_{оп}}{4R} \tau \sqrt{2\pi} \cdot \cos \varphi}{\frac{U_c^2}{4R} \tau \left[1 - e^{-(\pi f_c)^2} \right] \sqrt{\pi} \left[\exp \left(-\frac{(\pi(f_c - f_{оп}) \tau)^2}{2} \right) - \exp \left(-\frac{(\pi(f_c + f_{оп}) \tau)^2}{2} \right) \right]} \right\} =$$

$$= 10 \lg \left\{ \sqrt{2} \cdot \frac{U_{оп}}{U_c} \frac{\exp \left(-\frac{(\pi(f_c + f_{оп}) \tau)^2}{2} \right) - \exp \left(-\frac{(\pi(f_c - f_{оп}) \tau)^2}{2} \right)}{\exp \left(-(\pi f_c)^2 \right) - 1} \cos \varphi \right\}.$$

График этой функции в зависимости от частоты опорных колебаний при постоянной нулевой начальной фазе опорных колебаний представлен на рис. 4.16.

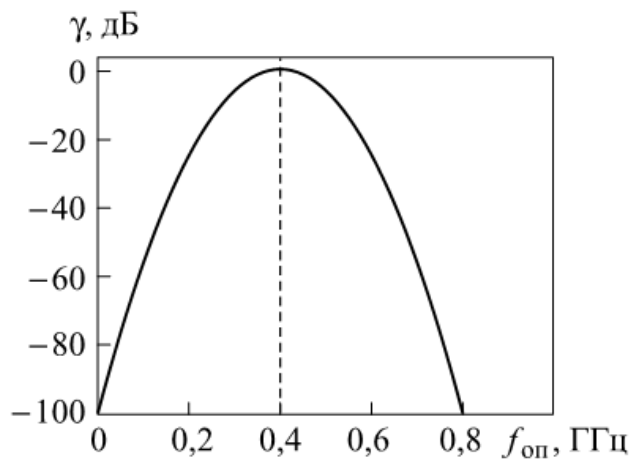


Рис. 4.16. Потери при обработке в зависимости от частоты опорного сигнала ($U_c = 1 \text{ В}$; $U_{оп} = 1 \text{ В}$; $R = 50 \text{ Ом}$; $\tau = 5,38 \text{ нс}$; $f_c = 0,4 \text{ ГГц}$)

Максимум функции соответствует равенству частот принятого и опорного импульсов. График позволяет оценить потери при различии частот указанных сигналов.

Определим требования к стабильности частоты задающего генератора, формирующего опорный сигнал. Стабильность этой частоты должна быть такова, чтобы за время наблюдения цели с минимальной скоростью на выходе системы обработки не образовался ложный сигнал с частотой, попадающей в полосу пропускания фильтра основной селекции (появление ложной цели).

Для этого представим нестабильность опорного сигнала как частотную модуляцию его частоты по синусоидальному закону

$$u_{\text{оп}}(t) = U_{\text{оп}} \sin \{ [\omega_{\text{оп}} + \omega_{\text{ч}} \cos(\Omega t)] t \},$$

где $\omega_{\text{ч}}$ — амплитуда частотного отклонения; Ω — частота модуляции, $\Omega = 2\pi/8T_{\text{п}}$ (коэффициент «8» позволяет полагать закон изменения частоты на протяжении накапливаемой пачки близким к линейному); $T_{\text{п}}$ — время нахождения цели в рабочем стро-бе РЛС (длительность накапливаемой пачки).

Полную фазу опорного сигнала с учетом нестабильности можно записать в следующем виде:

$$\varphi(t) = \int_0^t \omega(t) dt = \int_0^t [\omega_{\text{оп}} + \omega_{\text{ч}} \cos(\Omega t)] dt = \omega_{\text{оп}} t + \frac{\omega_{\text{ч}}}{\Omega} \sin(\Omega t).$$

Опорный сигнал с учетом нестабильности частоты

$$u_{\text{оп}}(t) = U_{\text{оп}} \sin \left[\omega_{\text{оп}} t + \frac{\omega_{\text{ч}}}{\Omega} \sin(\Omega t) \right] = U_{\text{оп}} \sin [\omega_{\text{оп}} t + m \sin(\Omega t)], \quad (4.9)$$

где m — индекс частотной модуляции, $m = \frac{\omega_{\text{ч}}}{\Omega} = \frac{2\pi f_{\text{оп}} \delta}{2\pi/(8T_{\text{п}})} = 8\delta f_{\text{оп}} T_{\text{п}}$;

δ — относительная нестабильность частоты опорного сигнала.

Используя выражение (4.1), запишем сигнал на выходе фазового детектора в следующем виде:

$$\begin{aligned} u_{\text{с}}(t) u_{\text{оп}}(t) &= U_{\text{с}} U_{\text{оп}} \exp \left(-2 \frac{t^2}{\tau^2} \right) \sin(\omega_{\text{с}} t) \sin [\omega_{\text{оп}} t + m \sin(\Omega t)] = \\ &= \frac{U_{\text{с}} U_{\text{оп}}}{2} \exp \left(-2 \frac{t^2}{\tau^2} \right) \{ \cos [(\omega_{\text{с}} - \omega_{\text{оп}}) t - m \sin(\Omega t)] - \\ &\quad - \cos [(\omega_{\text{с}} + \omega_{\text{оп}}) t + m \sin(\Omega t)] \}. \end{aligned}$$

Тогда энергия сигнала, выделяющаяся на нагрузке R интегрирующего усилителя (фильтра нижних частот), может быть найдена с помощью выражения (4.6) после подстановки в него (4.1) и (4.9):

$$\begin{aligned} W &= \frac{U_{\text{с}} U_{\text{оп}}}{4R} \tau \sqrt{2\pi} \cdot \cos [m \sin(\Omega t)] \left\{ \exp \left\{ -\frac{[\pi(f_{\text{с}} - f_{\text{оп}}) \tau]^2}{2} \right\} - \right. \\ &\quad \left. - \exp \left\{ -\frac{[\pi(f_{\text{с}} + f_{\text{оп}}) \tau]^2}{2} \right\} \right\}. \end{aligned}$$

Рассмотрим сомножитель, определяющий частоту ложного выходного сигнала при отсутствии цели:

$$\cos[m \sin(\Omega t)] = \cos\{8\delta f_{\text{оп}} T_{\text{п}} \sin[2\pi t/(8T_{\text{п}})]\}.$$

Чтобы найти связь частоты ложного сигнала с относительной нестабильностью частоты опорного сигнала, приравняем это выражение нулю:

$$\cos\{8\delta f_{\text{оп}} T_{\text{п}} \sin[\pi t/(4T_{\text{п}})]\} = 0.$$

Но для косинуса первое нулевое значение будет соответствовать четверти периода ложного сигнала $T_{\text{л}}$. Поэтому, решив получившееся уравнение относительно t , получим

$$t = \frac{4T_{\text{п}}}{\pi} \arcsin\left(\frac{\pi}{16\delta f_{\text{оп}} T_{\text{п}}}\right) = \frac{T_{\text{л}}}{4},$$

где $T_{\text{л}}$ — период ложного сигнала.

Отсюда найдем частоту ложного сигнала $F_{\text{л}}$:

$$\frac{1}{F_{\text{л}}} = T_{\text{л}} = \frac{16T_{\text{п}}}{\pi} \arcsin\left(\frac{\pi}{16\delta f_{\text{оп}} T_{\text{п}}}\right),$$

и минимальное значение относительной нестабильности частоты

$$\delta = \frac{\pi}{16f_{\text{оп}} T_{\text{п}} \sin\left(\frac{\pi}{16} \frac{T_{\text{л}}}{T_{\text{п}}}\right)}, \text{ или } \delta = \frac{\pi}{16f_{\text{оп}} T_{\text{п}} \sin\left(\frac{\pi}{16} \frac{1}{F_{\text{л}} T_{\text{п}}}\right)}.$$

На рис. 4.17 приведен график, позволяющий определить связь относительной нестабильности частоты опорного сигнала с допустимой частотой ложного сигнала.

Так, например, чтобы предотвратить появление на выходе системы обработки сигнала ложной цели при нижней частоте среза доплеровского фильтра, равной 40 Гц, при длительности накап-

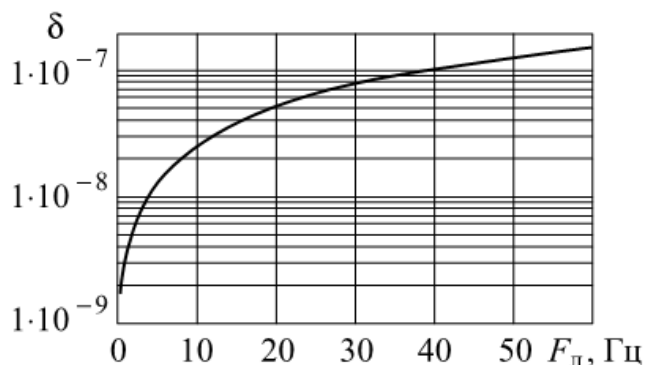


Рис. 4.17. Зависимость относительной нестабильности частоты опорного сигнала от частоты ложного сигнала

ливаемой пачки 0,3 с, необходимо обеспечить стабильность частоты опорного сигнала не хуже 10^{-7} за это время. В данном случае частота ложного сигнала будет лежать за пределами полосы пропускания доплеровского фильтра.

Селекция сигналов, отраженных от движущихся объектов

Импульсы электромагнитного поля, излучаемые РЛС, имеют частоту (период колебаний) $f = 1/T$, длительность τ и частоту повторения (период повторения) $F_0 = 1/T_0$. При отражении от объекта произойдут изменения этих параметров сигналов, излучаемых как первым, так и вторым типом СШП РЛС (рис. 4.18).

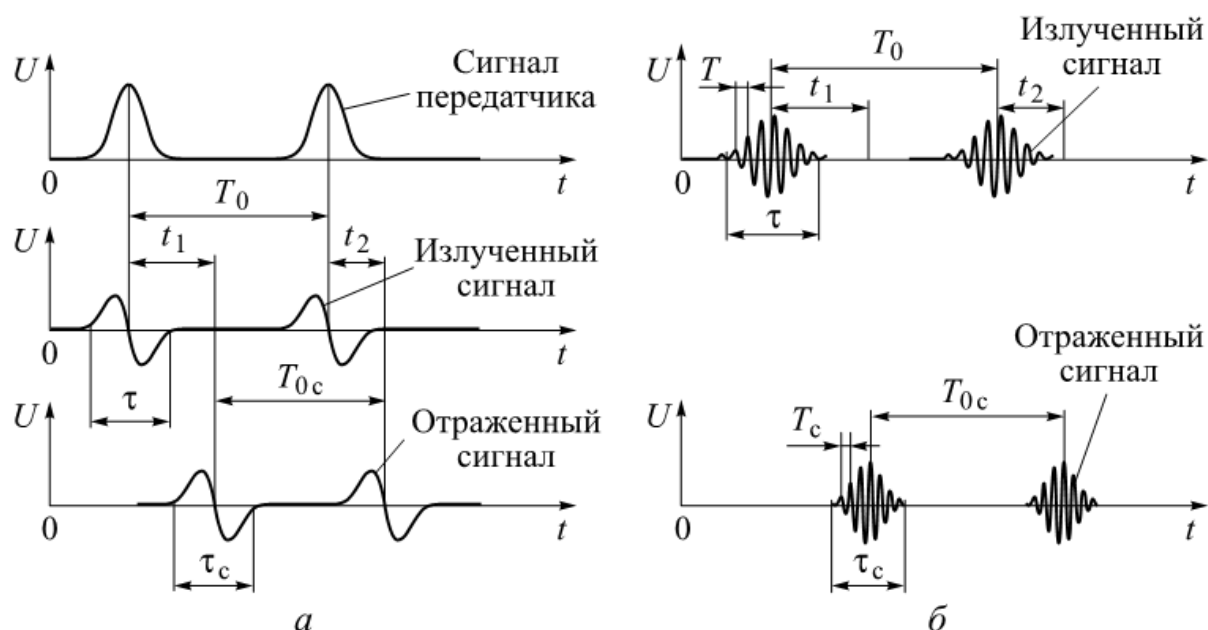


Рис. 4.18. Изменение параметров сигнала при его отражении от движущейся цели:

a — первый тип СШП РЛС; *б* — второй тип

Если объект движется, например, по направлению к РЛС с радиальной скоростью V , то частота колебаний отраженного сигнала увеличится и станет равной $f_c = \frac{f}{1 - V/c}$, где c — скорость света (индекс «с» относится к параметрам сигналов, отраженных от движущейся цели). При этом $T_c = 1/f_c$ станет меньше T , а так как число периодов в импульсе остается прежним, то и длительность отраженного импульса $\tau_c < \tau$. Одновременно за счет того же эффекта уменьшится период повторения импульсов $T_{0c} < T_0$ и соответственно увеличится частота повторения импульсов, отраженных от объекта, $F_{0c} > F_0$. Знак этих изменений зависит от направления движения объекта относительно РЛС, а величина — от его радиальной скорости. Спектр сигнала, также в зависимости от этого

направления, расширяется или сжимается и сдвигается в сторону высоких или низких частот.

Для выделения сигнала движущейся цели можно в принципе использовать изменения всех трех, указанных выше, параметров импульсной последовательности.

Однако изменение частоты f_c за длительность СШП-импульса очень мало. Так, импульс, имеющий длительность $\tau_c = 1$ нс на частоте $f_c = 1$ ГГц, представляет собой один период колебаний (см. рис. 4.18, а, моноволна). Обнаружить изменение этого периода (или частоты) за время его существования измерителями времени (или измерителями частоты) практически невозможно.

Более чувствительным является измерение разности фаз между колебаниями отраженного и излученного (опорного) импульсов. Оценим эту разность. При движении объекта по направлению к РЛС с радиальной скоростью V период отраженных колебаний уменьшится и станет равным $T_{0c} = T_0 (1 - V/c)$. Однако даже при скорости объекта $V = 100 \dots 1000$ км/ч разность периодов будет лежать в пределах $T_0 - T_{0c} = (10^{-6} \dots 10^{-7}) T_0$ (также будет меняться и длительность импульса τ_c). Выраженная в градусах фазы, эта разность будет исчисляться несколькими угловыми секундами. Обнаружить такое изменение фазы колебаний за время существования импульса с помощью фазовых измерителей также практически невозможно.

С учетом этих особенностей для обнаружения движущейся цели в СШП РЛС используется изменение частоты F_{0c} следования импульсов. Фактически в РЛС измеряется не само изменение частоты F_{0c} , а изменение разности фаз между колебаниями опорного и принятого импульсов, возникающее за счет изменения периода следования импульсов при их отражении от движущейся цели.

Определим эту разность фаз и характер ее изменения при неподвижном и движущемся объекте.

Примем мгновенное значение фазы колебаний излученного сигнала равным $\varphi(t) = 2\pi f t$. Тогда при отражении от неподвижного объекта, находящегося на расстоянии R , мгновенное значение фазы сигнала имеет вид

$$\varphi_c(t) = \varphi(t) + 2\pi f \frac{2R}{c} = 2\pi f \left(t + \frac{2R}{c} \right).$$

Разность фаз излученного и отраженного сигналов $\Delta\varphi = \varphi(t) - \varphi_c(t) = -4\pi f R/c$ в этом случае будет постоянной величиной, одинаковой в каждом периоде повторения. Огибающая этих импульсов, которая выделится на выходе интегрирующего усили-

теля, является постоянной составляющей (рис. 4.19). Ее амплитуда будет пропорциональна эффективной площади рассеивания (ЭПР) неподвижных объектов в зоне радара, ограниченной дальностным стробом. С фазового детектора эти импульсы подаются на фильтр высоких частот, который исключает постоянную составляющую из выходного сигнала. Частота среза этого фильтра определяет минимальную скорость обнаруживаемых объектов.

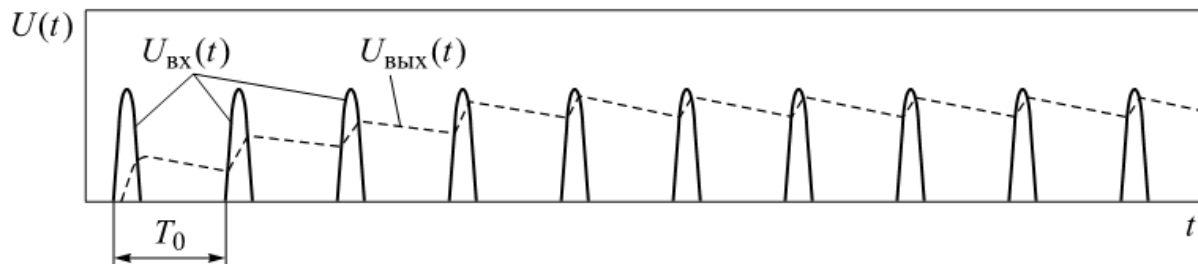


Рис. 4.19. Временная диаграмма входного и выходного сигналов фильтра высоких частот при зондировании неподвижных объектов

При отражении от движущегося объекта, находящегося на расстоянии R_1 , мгновенная фаза сигнала имеет вид

$$\varphi_{c1}(t) = \varphi(t) + 2\pi f \frac{2R_1}{c} = 2\pi f \left(t + \frac{2R_1}{c} \right).$$

Разность фаз излученного и отраженного сигнала будет равна $\Delta\varphi_1 = \varphi(t) - \varphi_{c1}(t) = -4\pi f R_1/c$.

Через период T_0 объект переместится на расстояние $R_2 = R_1 - VT_0$ от радара. Мгновенная фаза сигнала, отраженного от объекта, находящегося на этом расстоянии, составит

$$\varphi_{c2}(t) = \varphi(t) + 2\pi f \frac{2R_2}{c} = 2\pi f \left(t + \frac{2R_2}{c} \right).$$

Разность фаз излученного и отраженного сигнала будет другой:

$$\Delta\varphi_2 = \varphi(t) - \varphi_{c2}(t) = -4\pi f \frac{R_2}{c}.$$

Между периодами повторения эта разность фаз будет изменяться на величину

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2 = -\frac{4\pi f}{c}(R_1 - R_2) = -\frac{4\pi f}{c}VT_0.$$

Если мы вернемся к примеру, в котором скорость объекта V изменяется в диапазоне 100...1 000 км/ч при частоте сигнала

$f = 1$ ГГц, а частота повторения F_0 — в пределах 100...1 000 кГц, то получим изменение разности фаз $\Delta\varphi$ за период повторения $7...4^\circ$, что позволяет выделить сигнал, отраженный от движущейся цели, с помощью стандартного фазового измерителя.

На выходе фазового детектора образуются импульсы, чьи амплитуда и полярность также изменяются. Огибающая этих импульсов, которая выделится на выходе интегрирующего усилителя, образует знакопеременный сигнал (рис. 4.20). Частота сигнала пропорциональна скорости движения объекта.

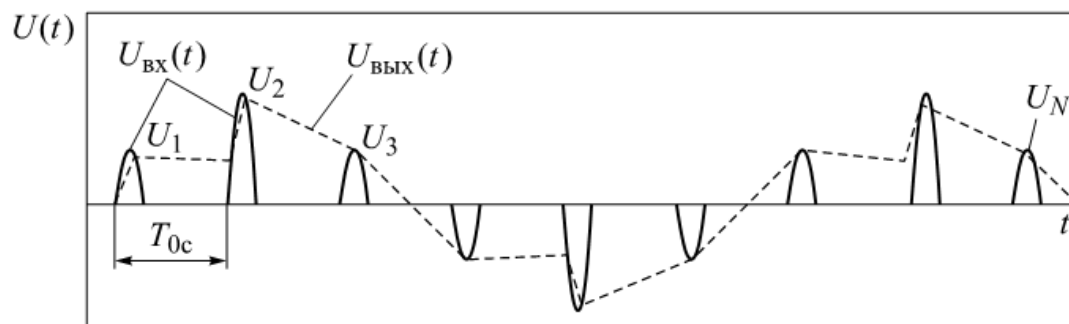


Рис. 4.20. Временная диаграмма входного и выходного сигналов интегрирующего усилителя при зондировании движущихся объектов

Однако при малых скоростях биологических объектов изменение разности фаз $\Delta\varphi$ за период повторения будет все равно недостаточным для эффективного выделения движущейся цели на фоне отражений от неподвижных объектов за этот интервал времени.

Для решения данной задачи необходима информация об условиях работы медицинских РЛС и особенностях наблюдаемых объектов, заметно отличающихся от условий работы и поведения объектов у традиционных доплеровских радаров.

К таким характеристикам и особенностям относятся малая дальность до объекта, позволяющая использовать высокие частоты повторения импульсов, и малые значения скорости и амплитуды движения объекта наблюдения (грудной клетки и сердца человека). Дыхание человека в спокойном состоянии составляет 6–8 вдохов в минуту при амплитуде движения грудной клетки 1,5...2 см (максимальная скорость примерно 10^{-2} км/ч). Сердце человека в таком же состоянии совершает 60...80 ударов в минуту при амплитуде движения несколько миллиметров (максимальная скорость примерно $6 \cdot 10^{-3}$ км/ч).

Сочетание высокой частоты повторения импульсов и малой скорости движения объекта позволяет выполнять когерентное

накопление больших пачек импульсов за достаточно большие интервалы времени, в течение которых объекты наблюдения можно полагать неподвижными. Такие интервалы времени могут достигать 0,1 с, что позволяет накапливать сотни тысяч и миллионы импульсов. Так, при расстоянии 3 м между РЛС и объектом можно обеспечить когерентное накопление $5 \cdot 10^6$ импульсов. Накопление производится после фазового детектора на частоте повторения импульсов и может выполняться как в аналоговом, так и в цифровом виде. Это обстоятельство позволяет снизить импульсную и среднюю мощность передатчика РЛС, поскольку энергию, необходимую для обнаружения и наблюдения объектов, можно получить накоплением сигнала за большой интервал времени.

Снижение импульсной и средней мощностей передатчика особенно важно для СШП РЛС, к которым предъявляются весьма жесткие требования по электромагнитной совместимости с радиотехническими средствами, работающими в той же полосе частот. Так, по правилам, принятым Федеральной комиссией связи США и введенным в действие в апреле 2002 г. с дополнениями в 2003 и 2004 гг. [1, 2], СШП РЛС, предназначенные для медицинских исследований, проводимых в закрытом помещении, могут работать в полосе частот 3,1...10,6 ГГц, и в этой полосе частот их эквивалентная изотропно-излучаемая мощность* должна быть на 41,3 дБ ниже милливатта.

Отметим особенность рассматриваемого типа РЛС, которая следует из большой разницы амплитуд (мощностей) сигналов, отраженных от движущихся и неподвижных объектов. Как было показано выше, для выделения слабых полезных сигналов на фоне сильных отражений от неподвижных предметов необходимо применять фазовые методы обнаружения движущихся целей, эффективность которых растет с повышением частоты излучаемого сигнала. Однако с повышением частоты сигнала ухудшается его способность проникновения в тело человека и снижается эффективность контроля движения сердца. Необходимость уверен-

* В качестве основной характеристики уровня излучений всех СШП-систем принята эквивалентная изотропно-излучаемая мощность (ЭИИМ) в полосе частот 1 МГц. ЭИИМ представляет собой произведение мощности, подводимой к антенне, на коэффициент усиления антенны в данном направлении (относительно изотропно излучающей антенны). При этом значения ЭИИМ нормируются в направлении максимума излучения. Вредное воздействие излучений от СШП-систем, работающих с большой частотой повторения импульсов, в основном определяется средним значением ЭИИМ. При малой частоте повторения импульсов вредное воздействие определяется в основном пиковой мощностью излучения. Поэтому нормируется и средняя, и пиковая ЭИИМ СШП-систем.

ного выделения полезного сигнала, имеющего малую амплитуду (мощность), требует большого динамического диапазона аналоговой части приемника и высокой разрядности АЦП в цифровой его части.

Наблюдение объектов, имеющих возвратно-поступательное движение

Наиболее распространенные биологические объекты — грудная клетка и сердце — имеют возвратно-поступательное движение. Это создает необычные условия для их радиолокационного наблюдения.

Рассмотрим возникающие при таком движении объекта закономерности на простой модели (рис. 4.21). Объект, находящийся на расстоянии R от РЛС, совершает возвратно-поступательные движения по направлению нормали к РЛС, приближаясь к РЛС на минимальное расстояние $R_{\min}$ и удаляясь от нее на максимальное расстояние $R_{\max}$. Опишем простой случай, когда объект совершает гармоническое колебание с частотой F . Тогда расстояние между РЛС и объектом $R(t)$ меняется во времени по следующему закону:

$$R(t) = R + \Delta R \sin(\Omega t + \theta), \quad (4.10)$$

где ΔR — амплитуда движения объекта; $\Omega = 2\pi F$ — круговая частота движения объекта; θ — начальная фаза движения объекта.

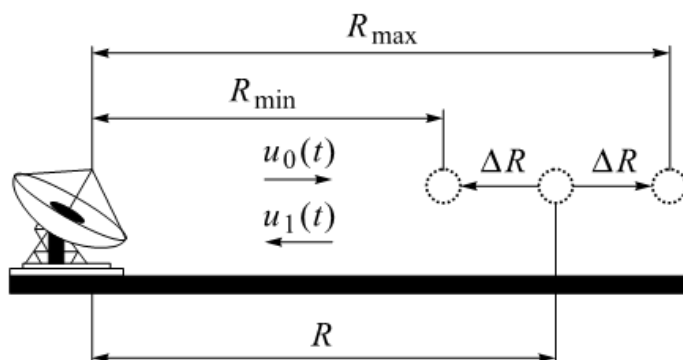


Рис. 4.21. Возвратно-поступательное движение объекта

Излученный сигнал представляет собой гармоническое колебание с амплитудой u_0 и частотой ω_0 : $u_0(t) = u_0 \sin \omega_0 t$.

На приемной стороне используется коррелятор (рис. 4.22), выходной сигнал которого z является результатом интегрирования произведения сигнала $u_1(t)$, отраженного от объекта (и принятого с задержкой t_R), с опорным (излученным) сигналом $u_0(t)$ в течение n периодов излученного сигнала $T_0 = 2\pi/\omega_0$.

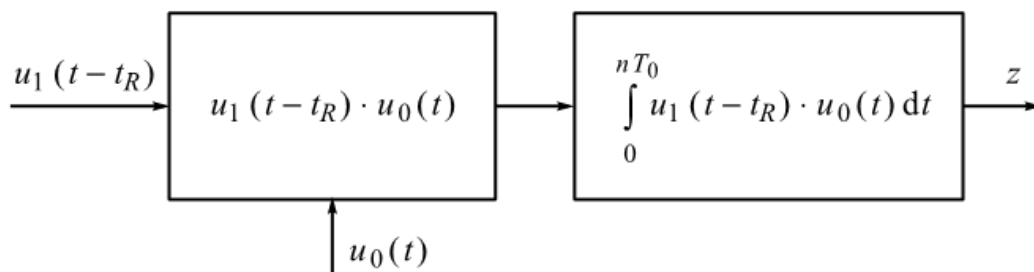


Рис. 4.22. Коррелятор (фазовый детектор и интегрирующий фильтр)

Если объект неподвижен, то отраженный сигнал $u_1(t)$ вернется к РЛС с амплитудой u_1 через время $t_R = 2R/c$ (c — скорость света) и будет равен

$$u_1(t) = u_1 \sin \omega_0 (t - t_R) = u_1 \sin \omega_0 (t - 2R/c).$$

Разность фаз между колебаниями излученного и отраженного сигналов будет равна

$$\Delta\varphi = \omega_0 t - \omega_0 (t - 2R/c) = 2\omega_0 R/c = 4\pi R/\lambda_0,$$

где λ_0 — длина волны излученного сигнала.

Тогда выходной сигнал коррелятора

$$z = u_0 u_1 \int_0^{nT_0} \sin \omega_0 t \sin \omega_0 (t - 2R/c) dt = \frac{u_0 u_1}{2} nT_0 \cos \Delta\varphi. \quad (4.11)$$

Очевидно, что на дальностях $R_k = k\lambda_0/(4\pi)$ ($k = 1, 2, \dots$) выходной сигнал коррелятора будет равен нулю. Это приводит к необходимости использования двух квадратурных каналов при корреляционной обработке принятого сигнала.

При возвратно-поступательном движении объекта отраженный сигнал можно получить, подставив в выражение для отраженного сигнала $u_1(t)$ вместо постоянной величины R переменное значение $R(t)$ из соотношения (4.10):

$$u_1(t) = u_1 \sin \omega_0 \left[t - \frac{2R(t)}{c} \right] = u_1 \sin \left\{ \omega_0 \left[t - 2 \frac{R + \Delta R \sin(\Omega t + \theta)}{c} \right] \right\}.$$

Поскольку частота движения объекта во много раз меньше частоты колебаний излученного сигнала $\Omega \ll \omega_0$, а время интегрирования коррелятора определяется длительностью излучаемых сигналов и во много раз меньше периода движения объекта $nT_0 \ll T = 1/F$, то в рассматриваемом случае можно полагать объект неподвижным на время интегрирования. Эти условия позволяют получить выходной сигнал коррелятора для возвратно-поступательного движения, воспользовавшись решением для неподвижного объекта (4.11):

$$z_c(t) = \frac{u_0 u_1}{2} n T_0 \cos \left[2\omega_0 \frac{R + \Delta R \sin(\Omega t + \theta)}{c} \right]. \quad (4.12)$$

Сигналы на выходе коррелятора будут представлять собой видеоимпульсы с длительностью, равной удвоенному времени интегрирования. Выражение (4.12) определяет амплитуду и полярность этих импульсов. Проанализируем его, для чего преобразуем по формуле для косинуса суммы двух аргументов и учтем, что $\omega_0/c = 2\pi/\lambda_0$:

$$\begin{aligned} z_c(t) = & \frac{u_0 u_1}{2} n T_0 \cos \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right) \cos \left[\frac{4\pi \Delta R}{\lambda_0} \sin(\Omega t + \theta) \right] - \\ & - \frac{u_0 u_1}{2} n T_0 \sin \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right) \sin \left[\frac{4\pi \Delta R}{\lambda_0} \sin(\Omega t + \theta) \right]. \end{aligned} \quad (4.13)$$

Из полученного выражения видно, что в этом случае даже одна квадратура выходного сигнала $z(t)$ содержит косинусную и синусную составляющие. Это исключает возможность пропадания сигнала в любой точке дистанции и не требует формирования второй квадратуры для этой цели*.

Действительно, амплитуды косинусной и синусной составляющих

$$Z_{\cos} = \frac{u_0 u_1}{2} n T_0 \cos \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right), \quad Z_{\sin} = \frac{u_0 u_1}{2} n T_0 \sin \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right)$$

зависят от отношения R к λ_0 . Амплитуда $Z_{\cos} = 0$ на дальностях $R_k = \lambda_0 k/8$ (где $k = 1, 2, \dots$). Однако на этих же дальностях амплитуда $Z_{\sin} = \frac{u_0 u_1}{2} n T_0$. В свою очередь, амплитуда $Z_{\sin} = 0$ на дальностях $R_{2k+1} = \lambda_0 (2k+1)/8$, в то время как на этих дальностях амплитуда $Z_{\cos} = \frac{u_0 u_1}{2} n T_0$.

Что касается самих косинусной и синусной составляющих выходного сигнала коррелятора, то из выражения (4.13) следует, что они не являются гармоническими функциями и их поведение в значительной мере определяется отношением ΔR к λ_0 .

Каждая из этих составляющих может быть представлена в виде ряда гармонических функций (ряда Фурье) по формулам

* Как будет показано далее, формирование второй квадратуры необходимо для восстановления исходной формы сигнала при корреляционной обработке на приемной стороне.

$$\cos(m \sin x) = J_0(m) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n}(m) \cos 2nx;$$

$$\sin(m \sin x) = 2 \sum_{n=1}^{\infty} J_{2n-1}(m) \sin [(2n-1)x].$$

Амплитудные значения гармонических функций этого ряда выражены функциями Бесселя 1-го рода n -го порядка $J_n(m)$. На рис. 4.23 приведены графики функций Бесселя 1-го рода от нулевого до четвертого порядков.

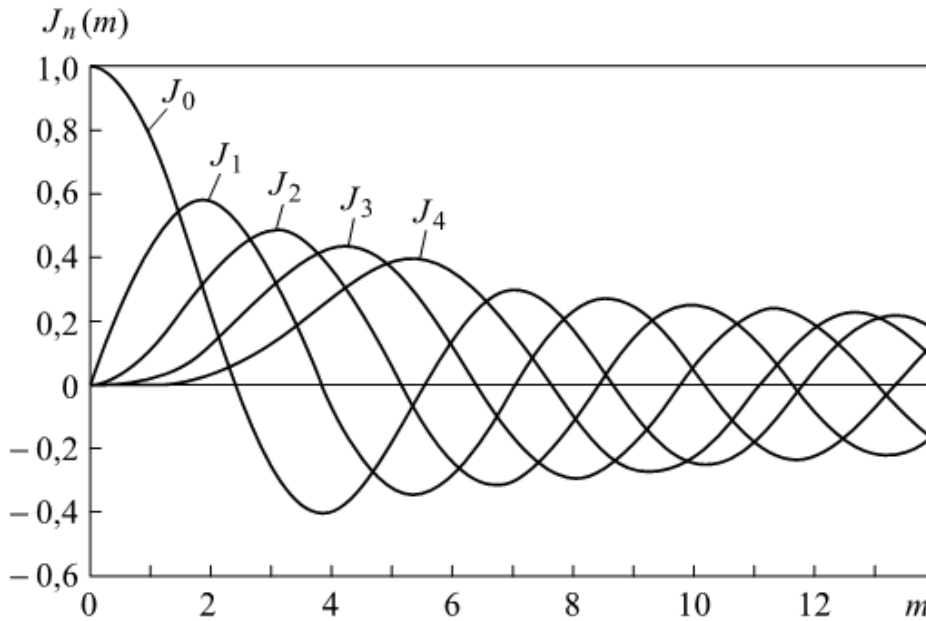


Рис. 4.23. Функции Бесселя 1-го рода

В рассматриваемом случае $m = 4\pi\Delta R/\lambda_0$. Будем также полагать $x = \Omega t$, пренебрегая несущественной фазой θ .

На графиках рис. 4.23 видно, что при $m \leq 1$, т. е. при $\Delta R \ll \lambda_0$, функция $\cos(m \sin x)$ будет иметь большое значение постоянной составляющей и вторую гармонику частоты Ω с небольшой амплитудой, а функция $\sin(m \sin x)$ — первую гармонику частоты Ω с относительно большой амплитудой. Остальными гармониками ряда при $m \leq 1$ можно пренебречь. С ростом m , т. е. с увеличением амплитуды возвратно-поступательного движения объекта ΔR и по мере приближения ее к длине волны излучаемого сигнала λ_0 , все большее число функций $J_n(m)$ — гармоник рядов Фурье — будет играть роль в формировании функций $\cos(m \sin x)$ и $\sin(m \sin x)$, а сами функции и их спектры будут приобретать все более сложную форму.

На рис. 4.24–4.27 приведены графики косинусной и синусной составляющих выходного сигнала коррелятора и их спектры. Для выделения одной из составляющих в чистом виде графики по-

строены для тех дальностей R_k и R_{2k+1} , на которых амплитуда другой составляющей равна нулю. Рисунки 4.24–4.27 иллюстрируют изменения формы выходного сигнала при увеличении амплитуды движения объекта. При $m > 0,5$ непосредственное определение истинной формы сигнала (закона движения и частоты движения объекта) становится затруднительным, а в некоторых случаях — невозможным.

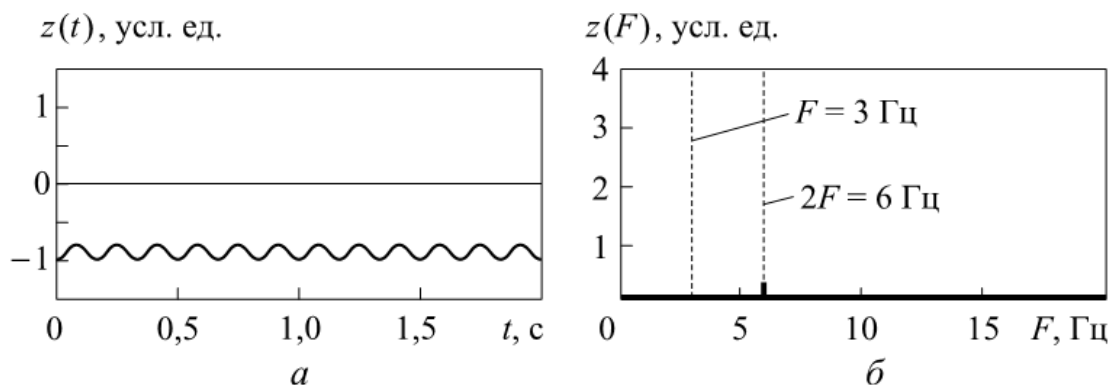


Рис. 4.24. Выходной сигнал коррелятора при $m = 0,6$:
 a — косинусная составляющая; b — амплитудно-частотный спектр косинусной составляющей

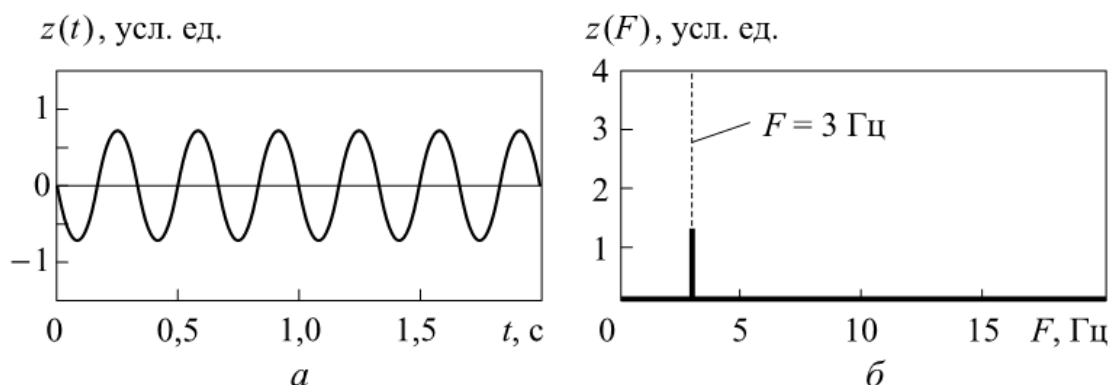


Рис. 4.25. Выходной сигнал коррелятора при $m = 0,8$:
 a — синусная составляющая; b — амплитудно-частотный спектр синусной составляющей

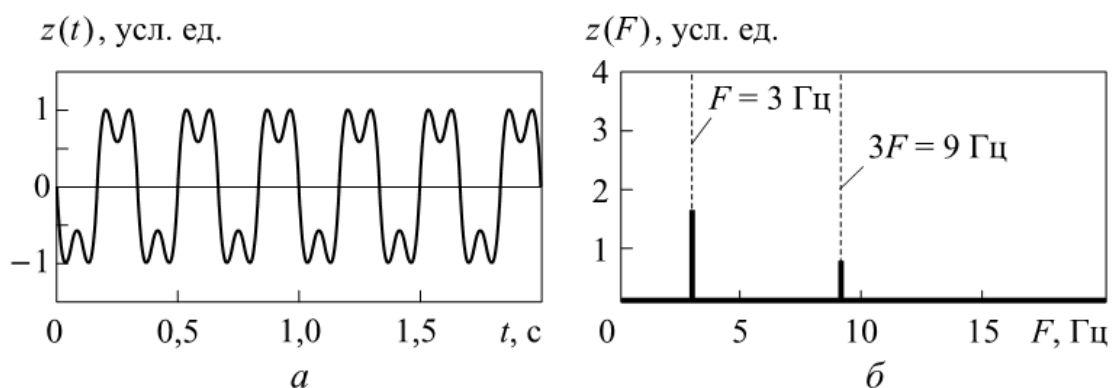


Рис. 4.26. Выходной сигнал коррелятора при $m = 2,5$:
 a — синусная составляющая; b — амплитудно-частотный спектр синусной составляющей

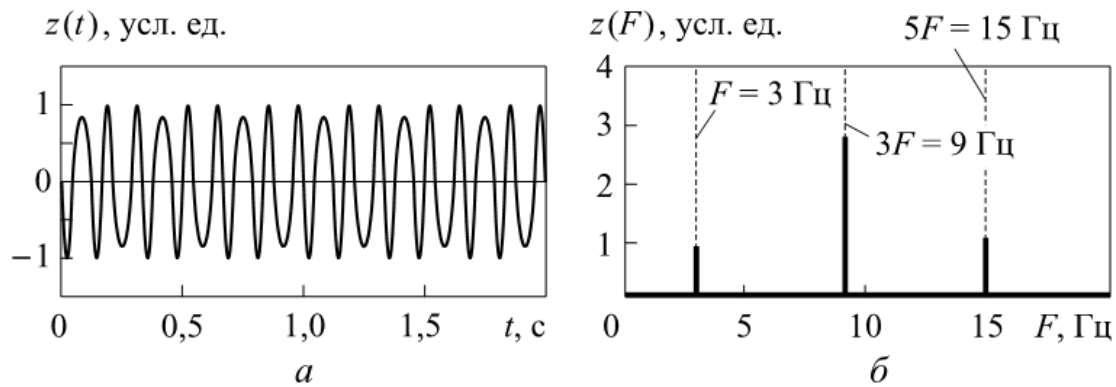


Рис. 4.27. Выходной сигнал коррелятора при $m = 4,0$:
 а — синусная составляющая; б — амплитудно-частотный спектр синусной составляющей

Для восстановления формы сигнала, соответствующей истинному движению объекта, в схему приемника вводится дополнительный канал приема, в котором опорный сигнал сдвигается по фазе на 90° . При таком построении приемник имеет два квадратурных канала. Выходной сигнал первого канала описывается формулами (4.12) и (4.13), выходной сигнал второго канала, при симметричности каналов, — описывается следующими формулами:

$$z_{\sin}(t) = \frac{u_0 u_1}{2} n T_0 \sin \left[2\omega_0 \frac{R + \Delta R \sin(\Omega t + \theta)}{c} \right];$$

$$z_{\sin}(t) = \frac{u_0 u_1}{2} n T_0 \sin \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right) \cos \left[\frac{4\pi \Delta R}{\lambda_0} \sin(\Omega t + \theta) \right] -$$

$$- \frac{u_0 u_1}{2} n T_0 \cos \left(\frac{4\pi R}{\lambda_0} \right) \sin \left[\frac{4\pi \Delta R}{\lambda_0} \sin(\Omega t + \theta) \right].$$

Сигналы квадратурных каналов фактически являются двумя векторами на комплексной плоскости. Поэтому для восстановления траектории движения объекта в системе обработки сигнала РЛС необходимо найти аргумент их суммы

$$R(t) = \frac{\lambda_0}{4\pi} \arg [z_{\cos}(t) + j z_{\sin}(t)],$$

где j — мнимая единица.

Для нахождения аргумента следует вычислить функцию арктангенса

$$\arg [z_{\cos}(t) + j z_{\sin}(t)] = \arctg \frac{\sin [4\pi R/\lambda_0 + (4\pi \Delta R/\lambda_0) \sin(\Omega t + \theta)]}{\cos [4\pi R/\lambda_0 + (4\pi \Delta R/\lambda_0) \sin(\Omega t + \theta)]} =$$

$$= \frac{4\pi}{\lambda_0} [R + \Delta R \sin(\Omega t + \theta)]. \quad (4.14)$$

Тогда закон движения объекта $R(t)$:

$$R(t) = R + \Delta R \sin(\Omega t + \theta). \quad (4.15)$$

Если аппаратура РЛС позволяет определять дальность до объекта R , то, вычитая ее из $R(t)$, можно точно определить закон движения объекта $\Delta R \sin(\Omega t + \theta)$.

В общем случае закон движения объекта может быть не гармоническим, как было принято в приведенном выше выводе, а произвольным $f(\Omega t)$. В этом случае $R(t) = \Delta R f(\Omega t)$.

Общая схема обработки сигнала в РЛС при измерении параметров объекта, имеющего поступательно-возвратное движение, представлена на рис. 4.28. На рис. 4.29 приведен пример обработки сигналов квадратур для случая $m = 10$: сигнал на входе приемника (см. рис. 4.29, а), сигналы на выходе корреляторов обеих квадратур (см. рис. 4.29, б, в) и выходной сигнал после выполнения операции арктангенса с сигналами этих квадратур (рис. 4.29, г). Из рисунка видно, что после обработки выходной сигнал полностью соответствует входному.

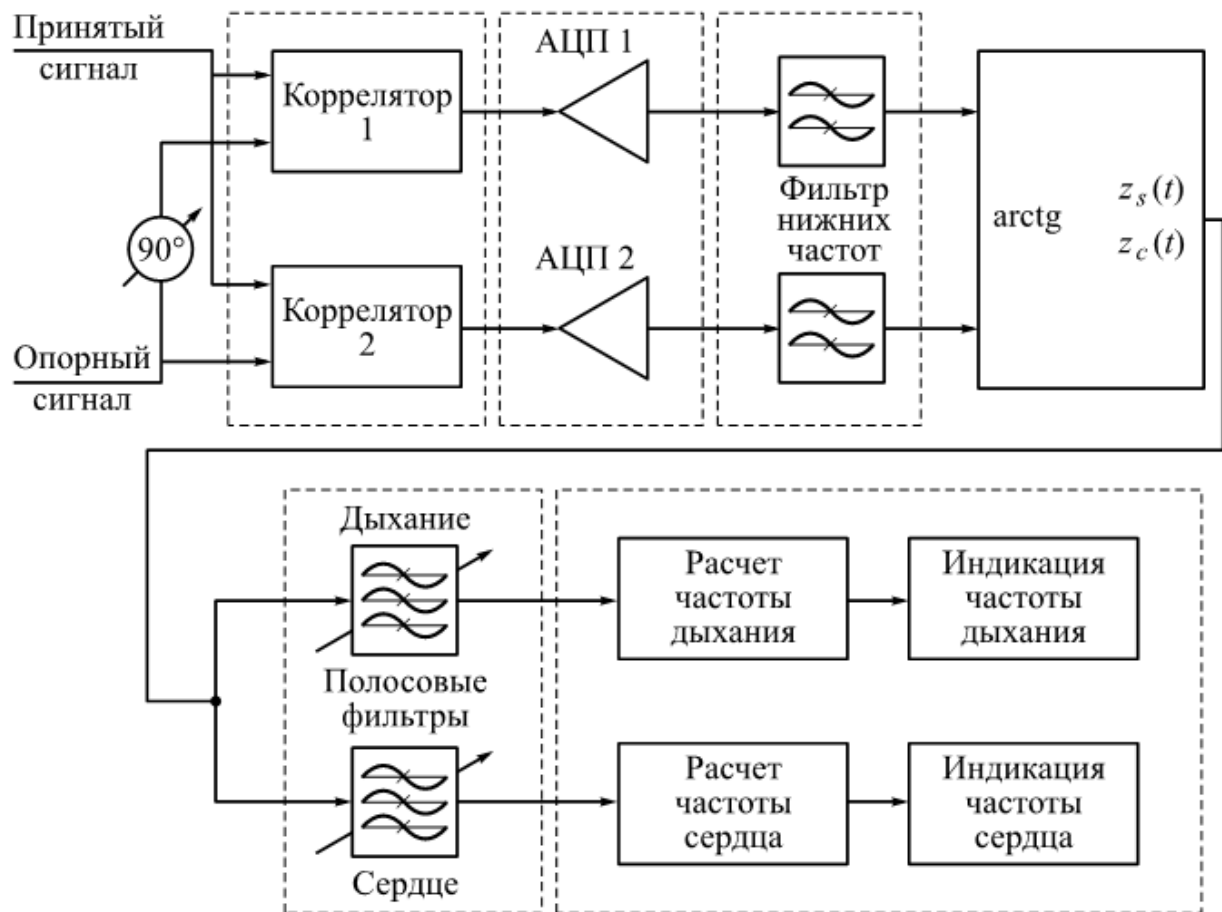


Рис. 4.28. Схема обработки сигнала

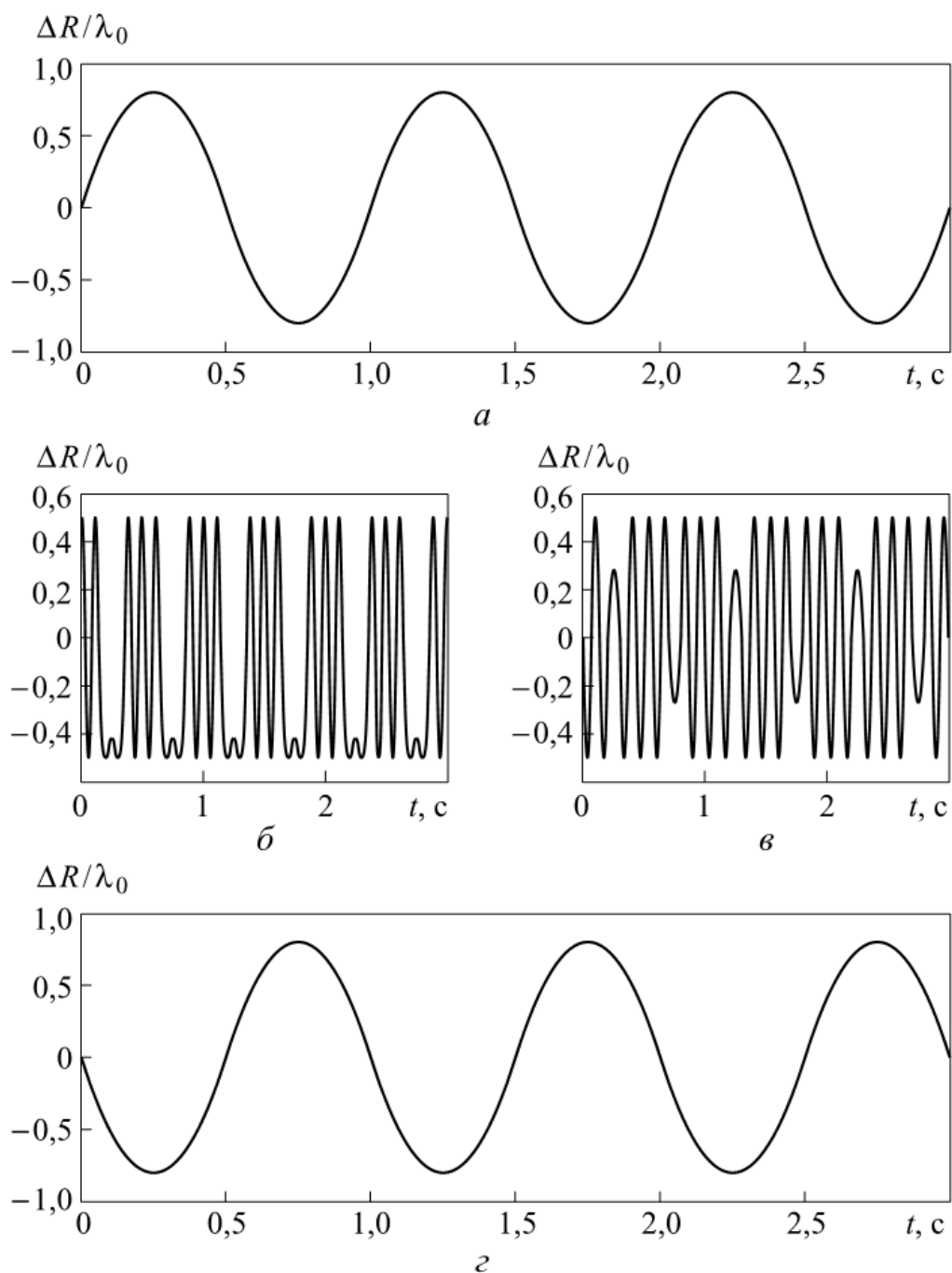


Рис. 4.29. Сигналы для случая $m = 10$:

a — сигнал на входе приемника; $б$ — сигнал на выходе коррелятора косинусной квадратуры; $в$ — сигнал на выходе коррелятора синусной квадратуры; $г$ — выходной сигнал после операции арктангенса

Как было показано ранее (см. рис. 4.24), при малых амплитудах движения объекта в выходном сигнале косинусных составляющих квадратурных каналов возникают постоянные составляющие сигнала. Однако РЛС рассматриваемого типа обычно принимают сигнал, отраженный от измеряемого движущегося объекта на фоне большого количества сигналов, отраженных от неподвижных предметов, которые окружают объект. Эти сигналы представляют собой постоянную составляющую принятого сигнала, которая обыч-

но устраняется фильтром низких частот после коррелятора. При фильтрации будет, естественно, удалена и постоянная составляющая сигналов квадратурных каналов, необходимая для дальнейшего восстановления закона движения объекта. Без этой составляющей аргумент по формуле (4.14) и закон движения объекта (4.15) будут определены неправильно. Возможно восстановление этой постоянной составляющей после фильтрации с помощью математического аппарата суммарно-разностных уравнений. Но можно пойти и другим путем: попытаться исключить (или существенно уменьшить) эту постоянную составляющую из выходных сигналов квадратурных каналов выбором соответствующего значения параметра m . На графиках рис. 4.23 видно, что функция Бесселя $J_0(m)$, определяющая амплитуду этой постоянной составляющей, имеет первый ноль при $m \approx 2$. Если амплитуда движения объекта ΔR известна или задана из соображений практической целесообразности, то можно так выбрать величину λ_0 , определяющую среднюю частоту спектра излучаемого сигнала, чтобы ее значение обеспечивало получение $m \approx 2$. Так, например, при амплитуде движения грудной клетки порядка одного сантиметра (полный размах — 2 см) для получения $m \approx 2$ целесообразно выбирать длину волны РЛС порядка 6 см (5 ГГц).

Таким образом, использование в приемнике СШП РЛС квадратурных каналов и цифровой обработки, выполняющей операцию арктангенса, позволяет восстановить функцию и параметры движения объекта, совершающего возвратно-поступательное движение, что особенно важно при решении диагностических задач в медицине. После восстановления закона движения объекта производится фильтрация отдельных составляющих движения и определение амплитуды движения и частоты колебаний грудной клетки и сердца.

4.2. Дистанционный контроль психофизиологического состояния человека с помощью СШП РЛС

Создание РЛС для контроля психофизиологического состояния человека, в том числе выполняющего работу с повышенной степенью опасности, является весьма актуальной задачей, поскольку в отличие от других известных методов позволяет осуществлять такой контроль дистанционно и бесконтактно, не мешая основной деятельности.

Решение этой задачи распадается, по существу, на две части.

Первая часть касается поиска таких методов психофизиологического контроля, которые, с одной стороны, могут быть реализованы радиолокационными методами и, с другой стороны, будут достаточно информативны и достоверны в части оценки и прогноза работоспособного состояния человека.

Вторая часть задачи относится к реализации аппаратных и программных радиолокационных средств, которые позволяют получить необходимую психофизиологическую информацию для проведения такой оценки.

Рассмотрим решение обеих частей задачи.

4.2.1. Психофизиологические основы контроля состояния и работоспособности человека

Для контроля состояния и работоспособности человека, и в том числе человека-оператора (машиниста, водителя, оператора атомной станции, дежурного пусковой ракетной установки и др.), в психофизиологии используют понятие функционального состояния (ФС), которое определяется фоновой активностью нервных центров (отделов центральной и периферической нервной системы) в процессе реализации той или иной конкретной (текущей) деятельности человека. ФС зависит от мотивации, характера предшествующей деятельности, времени суток и многих других факторов. В соответствии с определением, ФС принято измерять как уровень фоновой активации организма и представлять точкой на шкале сон — бодрствование [3, 4]. Выделяются следующие типы ФС:

- активное бодрствование (вплоть до стресса);
- спокойное бодрствование (состояние покоя);
- дремотное состояние (переход ко сну);
- сон (медленный сон и быстрый сон);
- кома.

В традиционной психофизиологии для измерения ФС используют спектральный анализ ритмов электроэнцефалограммы (ЭЭГ), различные параметры электрокардиограммы (ЭКГ) и сосудистой (реограмма, плетизмограмма) систем, данные по кожно-гальванической реакции (КГР) и дыханию.

Существует два подхода к оценке функционального состояния. Первый подход базируется на анализе вариабельности сердечного ритма (ВСР), который является, по мнению ряда авторов [5–7], эффективным интегральным методом оценки состояния механизмов регуляции физиологических функций человека. Метод анализа ВСР основан на распознавании и измерении RR-интервалов электрокардиограммы, построении динамических

рядов кардиоинтервалов (кардиоинтервалограммы) и последующем анализе полученных числовых рядов различными математическими методами [8]. Многочисленные исследования отечественных и зарубежных авторов позволили выявить связь изменений различных показателей ВСР с динамикой общей активности регуляторных систем организма, со спецификой нейрогуморальной регуляции сердца и соотношением влияний симпатического и парасимпатического отделов вегетативной нервной системы. Эти данные обобщены и опубликованы в соответствующих стандартах и руководствах по использованию метода ВСР в клинической и психофизиологической практике [5, 9].

Оценка ФС человека с помощью этого подхода носит косвенный характер, но позволяет использовать для контроля большое число различных методов. Сюда относятся и радиолокационные методы, поскольку доплеровская СШП РЛС, обладающая высоким разрешением по дальности и скорости, может с высокой точностью контролировать движение сердца, а следовательно, сердечный ритм и его вариабельность. Основной проблемой диагностики динамических изменений ФС в процессе той или иной деятельности по показателям ВСР является проблема индивидуальных различий. Вариабельность сердечного ритма у разных людей практически перекрывает диапазон ВСР в различных ФС (сон, утомление, норма, стресс, аффект). Частота сердечных сокращений 90 уд./мин у одного человека может быть нормой, у другого — показателем утомления, у третьего — показателем стрессовой напряженности.

Второй подход к оценке ФС основан на непосредственной оценке активности мозга с помощью регистрации ЭЭГ. Выраженность разных ритмов ЭЭГ, их соотношение и распределение по скальпу отражают общее функциональное состояние коры больших полушарий, подкорковых структур мозга и характер их взаимодействия. Изучение картины функционального состояния мозга с использованием электроэнцефалографического метода в широком диапазоне ФС — от различных состояний бодрствования до отдельных стадий сна — показывает существенное различие ЭЭГ-паттернов (форм сигналов ЭЭГ), характерных для конкретных ФС [10].

Известно, что нарушение внимания и операторские ошибки возникают в случаях перехода от состояния покоя (нормы) в дремотное состояние (утомление) или состояние чрезмерного стрессового напряжения. Эти переходы могут быть адекватно описаны ЭЭГ-паттернами, характеризующими уровень локальной и генерализованной активации корково-подкорковых механизмов, ко-

которые реализуют протекание доминирующей деятельности [10–12]. Если показатели ВСР для каждого конкретного человека дополнить его индивидуальными ЭЭГ-паттернами для состояния нормы, утомления и стресса, то, опираясь на «маркированные» таким образом показатели ВСР, полученные радиолокационным методом, можно проводить диагностику и прогнозировать появление состояний, ведущих к нарушению операторской или иной деятельности. Этот подход мы предлагаем использовать для тонкой диагностики и контроля ФС с помощью доплеровской СШП РЛС.

4.2.2. Параметры, характеризующие ФС человека

При выборе параметров, характеризующих ВСР как объективного показателя ФС человека, использовались «Стандарт измерения, физиологической интерпретации и клинического использования ВСР» (1996) [9], разработанный рабочей группой Европейского кардиологического общества и Северо-Американского общества стимуляции и электрофизиологии, отдельные показатели, предложенные Р.М. Баевским и др. [5], и показатели ВСР, которые могут быть полезны при диагностике ФС [12].

При окончательном выборе конкретных показателей ВСР, необходимых и достаточных для определения ФС человека и моментов его перехода из одного ФС в другое (норма, утомление, стресс), в качестве контрольных показателей использованы показатели ЭЭГ, проверенные на практике. Основные показатели ВСР приведены ниже.

Временные показатели:

- математическое ожидание — среднее значение RR -интервала. Величина, обратная среднему значению пульса (HR);
- среднее квадратическое отклонение (СКО) RR -интервалов за весь рассматриваемый период;
- мода — наиболее часто встречаемое значение среди всех RR -интервалов (пик гистограммы);
- амплитуда моды A_m — доля RR -интервалов, соответствующая значению моды;
- вариационный размах — разность между длительностью наибольшего и наименьшего RR -интервалов;
- общее количество RR -интервалов в анализируемом временном отрезке.

Частотные показатели:

- HF (high frequency) power — средняя мощность в высокочастотной части спектрограммы (0,15...0,4 Гц);
- LF (low frequency) power — средняя мощность в низкочастотной части спектрограммы (0,04...0,15 Гц);

- VLF (very low frequency) power — средняя мощность в очень низкочастотной части спектрограммы (до 0,04 Гц);
- LF/HF — отношение средних мощностей в низкочастотной и высокочастотной областях спектрограммы (LF/HF).

Контрольные показатели:

- ЭЭГ — суммарный показатель биоэлектрической активности головного мозга;
- дельта-ритм — ритм в диапазоне 0,5...4 Гц. Регистрируется в состоянии глубокого сна;
- тета-ритм — ритм в диапазоне 4...8 Гц. Регистрируется в первой стадии сна. Есть данные об активации тета-ритма в состоянии стрессового напряжения и эмоциональных состояниях;
- альфа-ритм — ритм в диапазоне 8...13 Гц. Регистрируется в состоянии спокойного бодрствования. Подавляется в состоянии стресса. При переходе к первой стадии сна увеличивается по мощности;
- бета-ритм — ритм в диапазоне 13...30 Гц. Активируется в состоянии сосредоточенного внимания. Может отражать состояние стрессового напряжения.

4.2.3. Сравнение показателей ВСР с контрольными показателями ЭЭГ

Для проверки возможности использования данных РЛС в целях получения корректной оценки ФС (данных ВСР, полученных с помощью РЛС) был проведен эксперимент, позволяющий произвести одновременную регистрацию показателей ВСР (использован электрокардиограф) и показателей ЭЭГ (использован энцефалограф-анализатор) у 15 испытуемых. Полученные данные усреднялись по группе.

В ходе эксперимента исследовалась динамика изменения показателей, перечисленных в п. 4.2.2, в зависимости от условий выполнения операторской деятельности. Схема эксперимента заключалась в следующем. Испытуемый длительное время наблюдал на экране монитора появление известного объекта — цели — среди неизвестных (шумовых) объектов и отмечал этот момент нажатием на клавишу. Эксперимент состоял из четырех этапов: первый этап (фон) — пассивное наблюдение; второй (норма) — отметка момента появления цели; третий (стресс) — отметка момента появления цели при значительном увеличении скорости перемещения цели и шумовых объектов; четвертый (утомление) — пассивное наблюдение. Вся процедура занимала 40 мин — по 10 мин на каждый этап.

Результаты исследования показали, что между отдельными показателями ВСР, показателями спектральной мощности отдельных ритмов ЭЭГ и показателями продуктивной или, наоборот, неэффективной операторской деятельности существуют достаточно устойчивые взаимосвязи. На рис. 4.30–4.33 приведены примеры

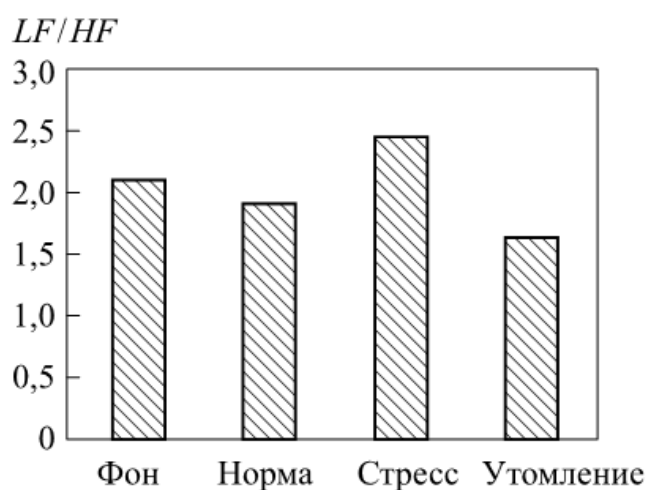


Рис. 4.30. Изменение показателя LF/HF в зависимости от условий операторской деятельности

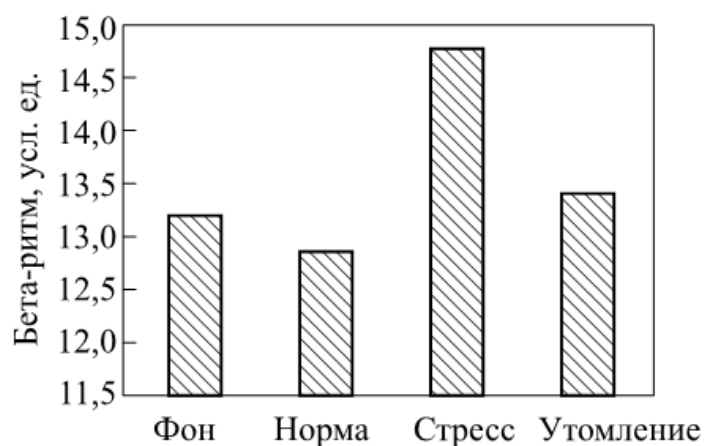


Рис. 4.31. Изменение бета-ритма в зависимости от условий операторской деятельности

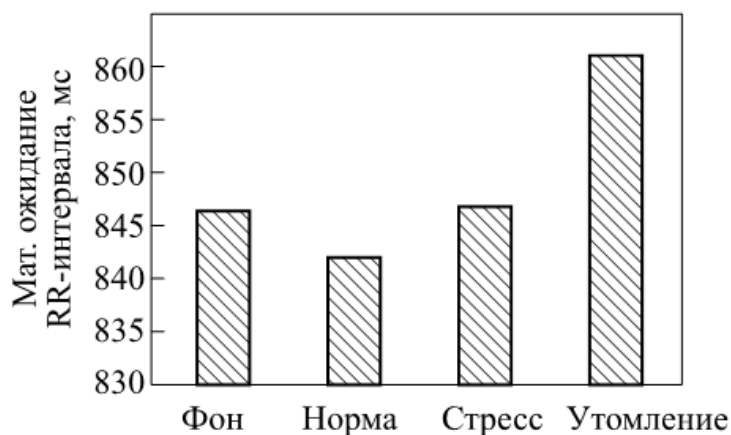


Рис. 4.32. Изменение показателя «Математическое ожидание» в зависимости от условий операторской деятельности

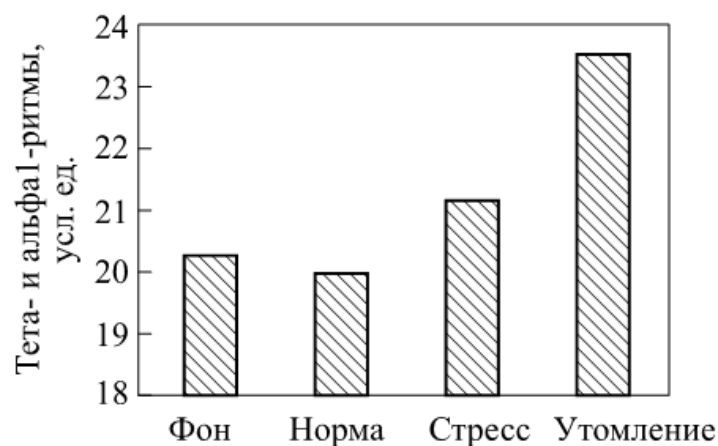


Рис. 4.33. Изменение тета-ритма (4...6 Гц) и альфа1-ритма (8...10 Гц) в зависимости от условий выполнения операторской деятельности

гистограмм отдельных показателей ВСР и ЭЭГ, построенных по результатам эксперимента и имеющих явно выраженные одинаковые групповые закономерности. Совокупный анализ показателей ВСР и ЭЭГ, полученных в процессе эксперимента, дал возможность использования данных ВСР, зарегистрированных с помощью РЛС, для достоверного контроля ФС человека в разных условиях выполнения операторской деятельности.

4.2.4. Описание СШП РЛС, используемой для контроля ФС человека

Упрощенная структурная схема и внешний вид СШП РЛС представлены на рис. 4.34 и 4.35 соответственно.

РЛС функционирует следующим образом. По сигналам задающего генератора в формирователе импульсов вырабатываются короткие видеоимпульсы, которые производят ударное возбуждение передающей антенны. Антенна излучает короткие радиоимпульсы с частотой заполнения около 1 ГГц, имеющие длительность около 4 нс по уровню 0,1 от максимума. Такие сигналы позволяют обеспечить высокую разрешающую способность радара по дальности и достаточную проникающую способность сквозь ткани тела человека.

Ширина спектра мощности излучаемых сигналов по уровню 0,5 от максимума $\Delta f_{0,5}$ составила около 300 МГц, по уровню 0,1 от максимума $\Delta f_{0,1}$ — около 750 МГц (рис. 4.36). Потенциальная разрешающая способность радара по дальности в свободном пространстве ΔR составляет

$$\Delta R = \frac{c}{2\Delta f_{0,5}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 3 \cdot 10^8} = 0,5 \text{ м},$$

где c — скорость света.

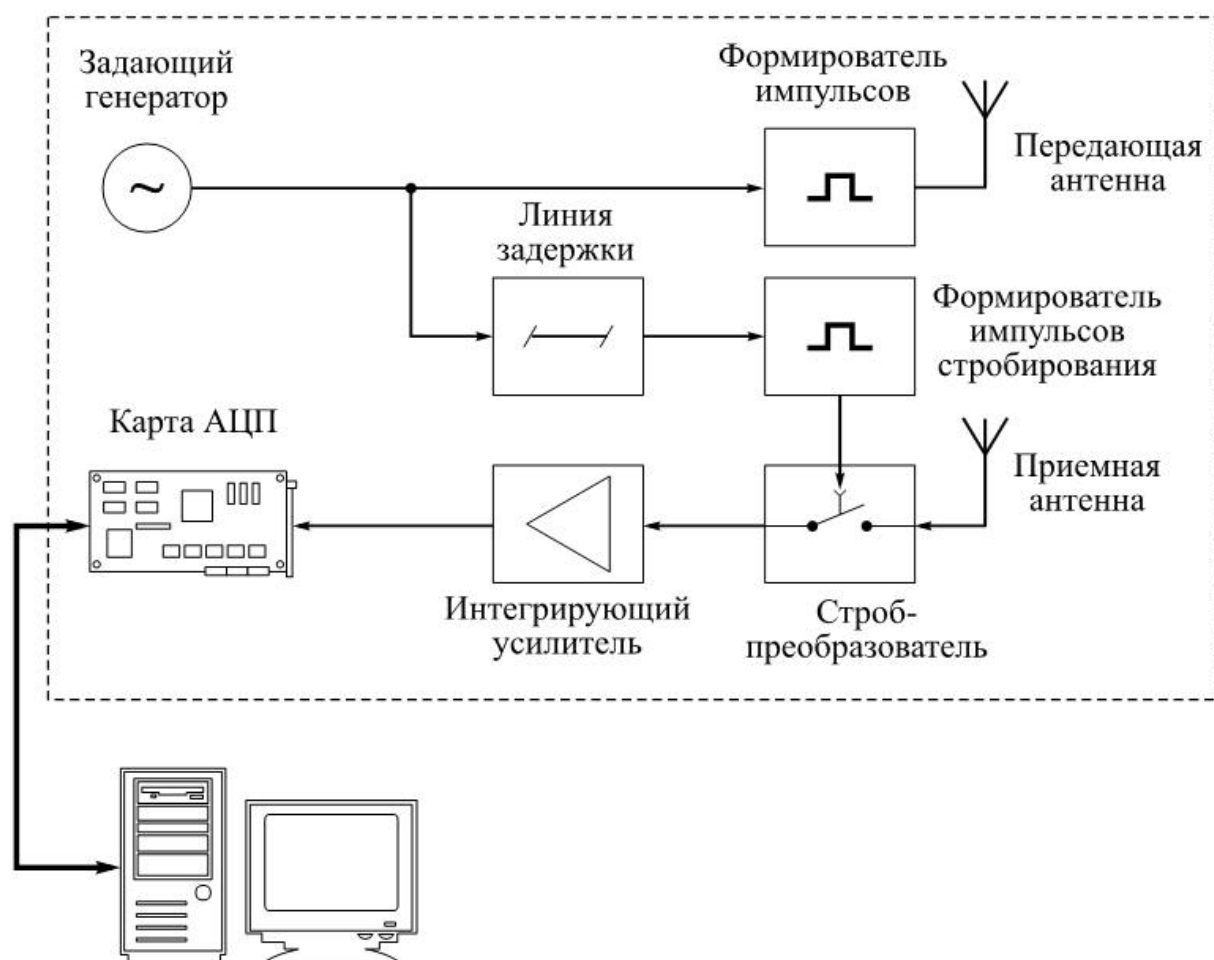


Рис. 4.34. Упрощенная структурная схема СШП РЛС

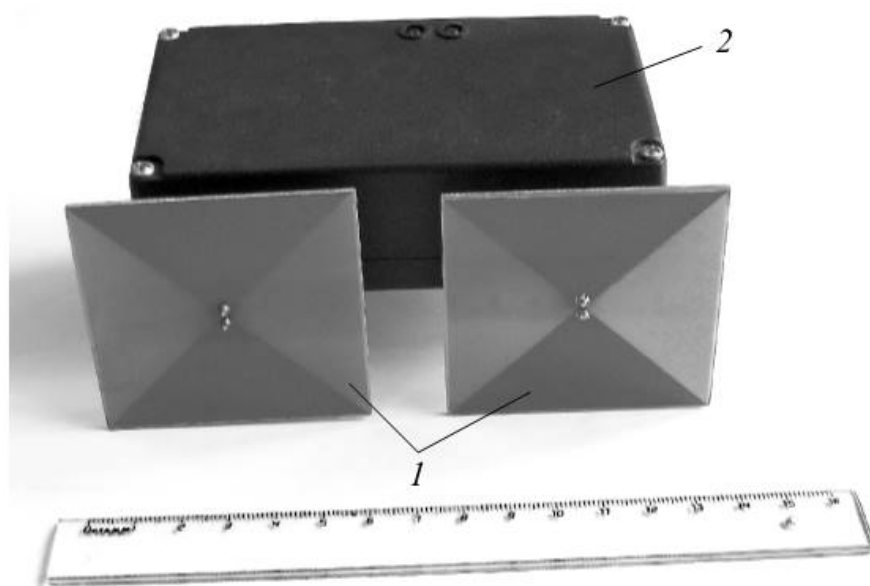


Рис. 4.35. Внешний вид СШП РЛС:
1 — антенны; 2 — корпус

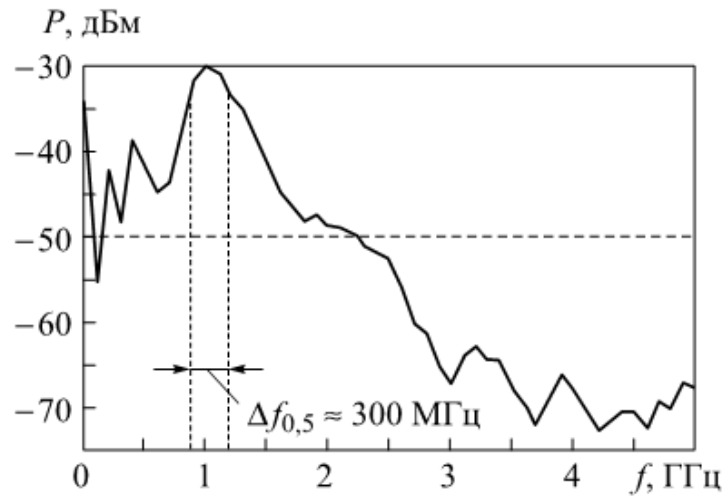


Рис. 4.36. Спектр сигнала

Потенциальная разрешающая способность радара по дальности в тканях человека, имеющих среднюю относительную диэлектрическую проницаемость $\epsilon \approx 40$, составляет

$$\Delta R = \frac{c}{2\Delta f_{0,5}\sqrt{\epsilon}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot \sqrt{40}} = 0,079 \text{ м.}$$

Отраженные от раздела двух сред (например, воздух — кожный покров, ткани сердца — сосуды и т. д.) сигналы принимаются приемной антенной. После антенны сигналы поступают в строб-преобразователь приемника, представляющий собой высокоскоростной электронный ключ.

Строб-преобразователь открывается опорными импульсами на время, равное длительности опорного импульса ($\sim 250 \dots 300$ пс). Опорные импульсы вырабатываются формирователем импульсов стробирования по сигналам задающего генератора с задержкой, определяемой цифровой управляемой линией задержки. Формируется рабочая зона РЛС, глубина которой намного меньше разрешающей способности РЛС по дальности и составляет $3,75 \dots 4,5$ см в свободном пространстве и $0,59 \dots 0,71$ см — в тканях человека.

Движение объекта (сердца, грудной клетки) приводит к смещению принятого сигнала в окне строб-преобразователя и к соответствующему изменению амплитуды на его выходе. Интегрирующий усилитель выделяет низкочастотную составляющую этого сигнала.

Прием сигналов осуществляется из пространственного строба, находящегося на дальности, которая определяется задержкой опорного импульса в линии задержки. Отраженные сигналы, пришедшие с других дальностей, не попадают в приемный тракт РЛС, поскольку в это время он закрыт. Таким образом осуществляется пространственно-временная селекция принимаемых сигналов.

Необходимо отметить, что скорость распространения электромагнитной волны в среде распространения, а следовательно, и время, необходимое для распространения волны от РЛС до сердца и в обратном направлении, имеет обратно пропорциональную зависимость от относительной диэлектрической проницаемости этой среды. Поэтому при зондировании тела человека скорость распространения волны в тканях человека уменьшается в среднем в 6 раз.

Выделенный низкочастотный аналоговый сигнал, несущий информацию о движении объекта, поступает с выхода РЛС на плату аналогово-цифрового преобразователя и далее в персональный компьютер, где осуществляется обработка принятого сигнала. На рис. 4.37 показан процесс измерений. Результаты обработки выводятся на дисплей монитора в виде графика, пример которого представлен на рис. 4.38. В правой части графика мы видим сигналы только сердца, поскольку человек в это время задержал дыхание.



Рис. 4.37. Проведение измерений

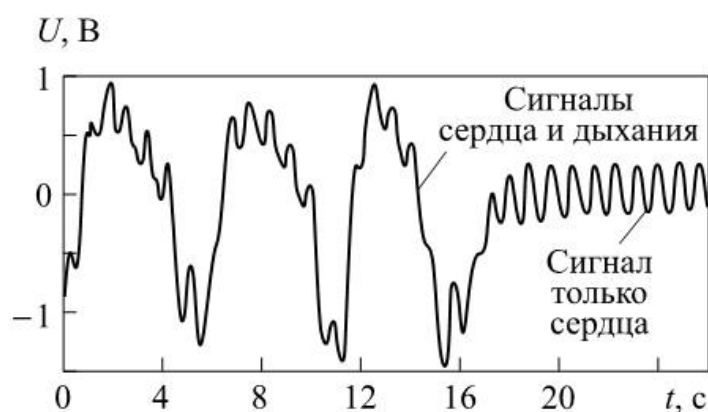


Рис. 4.38. Пример принятых сигналов РЛС

СШП РЛС, описание которой приведено выше, имеет следующие технические характеристики:

Дальность действия, м	0,1...3
Импульсная мощность видеоимпульсов, возбуждающих передающую антенну, Вт	0,4
Средняя мощность видеоимпульсов, возбуждающих передающую антенну, мкВт	240
Длительность видеоимпульсов, возбуждающих передающую антенну, пс	300
Частота следования видеоимпульсов, возбуждающих передающую антенну, МГц	2
Центральная частота спектра излучаемых импульсов, ГГц	1
Длительность излучаемых радиоимпульсов по уровню 0,1 от максимума, нс	4
Потенциальная разрешающая способность по дальности, м	0,5
Длительность импульса стробирования приемника, пс	250...300
Чувствительность приемника, дБм	77
Динамический диапазон приемника, дБ	34
Диапазон доплеровских частот выделяемых сигналов, Гц	0,16...40

4.2.5. Обработка принятых сигналов

Основная задача обработки — выделить из выходного напряжения, поступающего из аналоговой части РЛС в персональный компьютер (см. рис. 4.38), сигналы, вызванные движением сердца и максимально точно определить сердечный ритм и его вариабельность.

Эта задача распадается на несколько этапов.

На первом этапе из принятого сигнала удаляются высокочастотные составляющие (шумы, сетевые наводки), частоты которых лежат выше частоты пульса. На втором этапе из принятого сигнала удаляется низкочастотная составляющая, вызванная движением грудной клетки (дыхание) и выделяется сигнал, вызванный движением сердца. На третьем этапе выполняется определение частоты сердечного ритма и ВСР.

Следует отметить, что удаление высокочастотных и низкочастотных составляющих из принятого сигнала с помощью обычной частотной фильтрации в данном случае непригодно. При частотной фильтрации происходит накопление сигнала в инерционной системе (фильтре) и, следовательно, его усреднение за время накопления. В результате пропадает информация об оригинальной форме сигнала при каждом ударе сердца и соответственно об изменении периода между его ударами (вариабельности сер-

дечного ритма). Поэтому для выделения сигнала сердца из исходного сигнала применяют временные методы, описание которых приведено ниже.

Для удаления высокочастотных составляющих из принятого сигнала использован алгоритм, производящий вычисление так называемого скользящего среднего. Эта операция выполняется по формуле

$$y_m = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i,$$

где y_m — отсчеты сигнала после усреднения (m — число интервалов усреднения); x_i — отсчеты исходного сигнала; n — число отсчетов в интервале усреднения.

Каждый отсчет сигнала после усреднения y_m принимается равным среднему значению отсчетов исходного сигнала x_i на интервале, состоящем из n отсчетов. Момент появления усредненного отсчета сигнала t_m берется в середине этого интервала. После вычисления y_m весь интервал сдвигается на один отсчет и процедура усреднения повторяется для получения отсчета y_{m+1} в момент времени t_{m+1} . На рис. 4.39 показан процесс удаления высокочастотных составляющих сигнала.

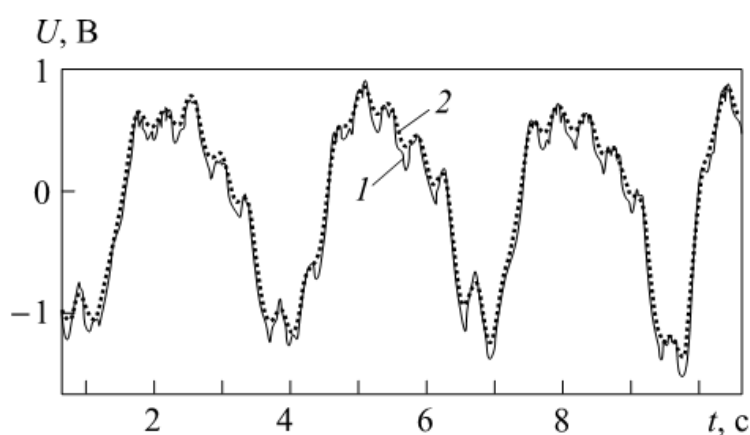


Рис. 4.39. Процесс удаления высокочастотных составляющих сигнала (усреднение по 200 отсчетам, частота дискретизации — 250 Гц):
1 — исходный сигнал; 2 — сигнал после усреднения

Удаление из принятого сигнала низкочастотной составляющей, вызванной движением грудной клетки, производится за два шага. На первом шаге формируется кривая, аппроксимирующая сигнал дыхания, для чего из исходного сигнала удаляются составляющие, вызванные движением сердца. На втором шаге аппроксимирующая кривая вычитается из кривой исходного сигнала, что позволяет скомпенсировать сигнал дыхания и получить сигнал движения сердца, в значительной мере очищенный от других сигналов.

Для получения кривой, аппроксимирующей сигнал дыхания, исходный сигнал на некотором временном интервале заменяется полиномом необходимого порядка, коэффициенты которого определяются по методу наименьших квадратов.

В разработанной программе аппроксимация сигнала дыхания реализована двумя видами полиномов: полиномом 1-й степени (аппроксимация прямой) и полиномом 2-й степени (аппроксимация параболой).

Рассмотрим подробнее, каким образом реализован данный метод.

1. *Полином 1-й степени* $y = ax + b$.

Коэффициенты полинома определяются из уравнений

$$a = \frac{a_{1,1}[X, Y] - m_x m_y}{a_2[X] - m_x^2}; \quad b = m_y - am_x,$$

где m_x , m_y , $a_2[X]$, $a_{1,1}[X, Y]$ — статистические моменты, определяемые по формулам

$$m_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i; \quad m_y = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i; \quad a_2[X] = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^2; \quad a_{1,1}[X, Y] = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i y_i.$$

В программе эта операция реализована в скользящем окне — на интервале, содержащем заданное число отсчетов, определяются коэффициенты полинома, вычисляется значение аппроксимирующей функции с учетом этих коэффициентов и полученное значение вычитается из значения исходной функции в точке, находящейся в середине интервала. Затем интервал определения коэффициентов сдвигается на один отсчет и вся процедура повторяется для следующей точки. Расчет ведется до окончания исходной последовательности. На рис. 4.40 показана реализация процедуры

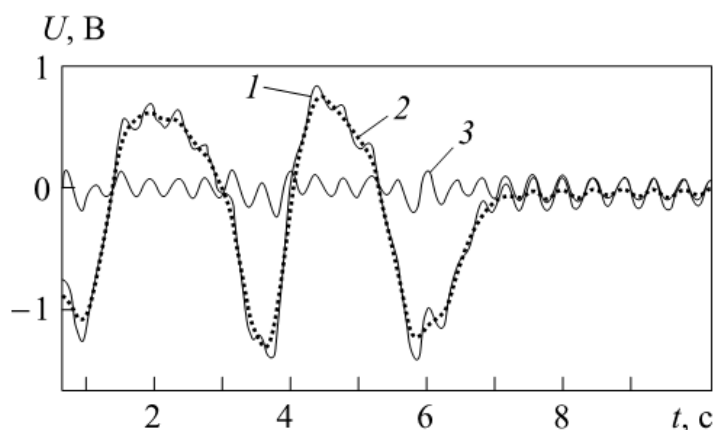


Рис. 4.40. Аппроксимация прямой (интервал — 350 отсчетов):

1 — исходный сигнал; 2 — аппроксимирующая функция; 3 — очищенный сигнал сердца

выделения сигнала сердца при аппроксимации сигнала дыхания полиномом 1-й степени.

2. Полином 2-й степени $y = ax^2 + bx + c$.

Коэффициенты полинома определяются из системы уравнений:

$$a_4[X]a + a_3[X]b + a_2[X]c = a_{2,1}[X, Y];$$

$$a_3[X]a + a_2[X]b + a_1[X]c = a_{1,1}[X, Y];$$

$$a_2[X]a + a_1[X]b + a_0[X]c = a_{0,1}[X, Y],$$

где $a_0[X] = 1$; $a_1[X] = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i$; $a_2[X] = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^2$; $a_3[X] = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^3$;

$$a_4[X] = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^4; \quad a_{2,1}[X, Y] = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^2 y_i; \quad a_{1,1}[X, Y] = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i y_i;$$

$$a_{0,1}[X, Y] = a_1[Y] = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i.$$

Расчет производится так же, как и в случае линейной аппроксимации. Результат выполнения этой процедуры представлен на рис. 4.41.

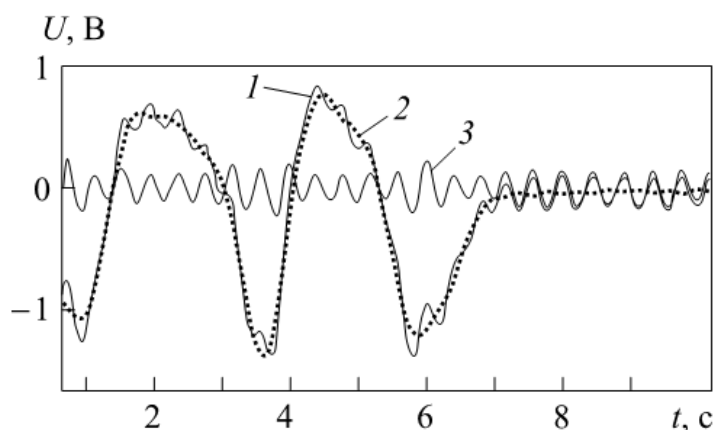


Рис. 4.41. Аппроксимация параболой (интервал — 600 отсчетов):
1 — исходный сигнал; 2 — аппроксимирующая функция; 3 — очищенный сигнал сердца

По очищенному сигналу сердца выполняется определение ЧСС и ВСР.

Эта процедура реализуется за несколько шагов:

- 1) пороговая обработка данных;
- 2) определение положения локальных максимумов сигнала сердца на временной оси;
- 3) расчет интервалов variability сердечного ритма.

Пороговая обработка может производиться при различных как положительных, так и отрицательных значениях порога. Можно

изменить полярность пороговой обработки на отрицательную, тогда в результирующей последовательности останется информация о данных, значения которых находятся ниже порогового уровня. На рис. 4.42 показан пример пороговой обработки при нулевом уровне порога.

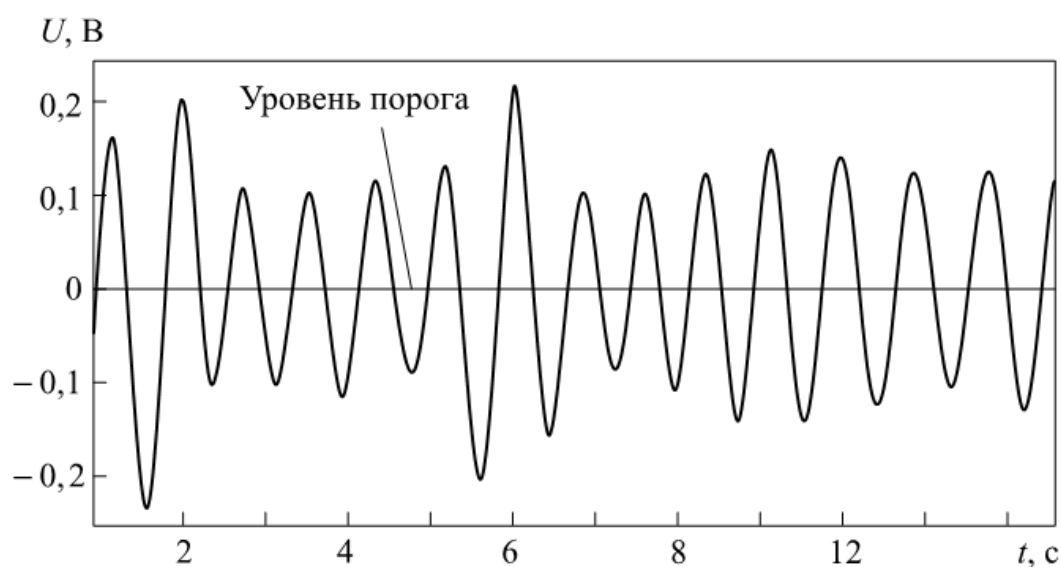


Рис. 4.42. Пороговая обработка сигналов сердца

По данным пороговой обработки определяется положение максимумов (рис. 4.43).

Теперь, получив расположение локальных максимумов сигналов сердца на временной оси (моменты сокращения, или удара, сердца), мы можем рассчитать и вывести на экран зависимости временных интервалов между ударами сердца от порядкового номера удара по всей записи или по выбранному участку записи. Программа позволяет провести усреднение данных в пределах заданного числа ударов сердца. Эта операция дает возможность при необходимости уменьшить влияние заведомо некорректных показаний приборов (артефактов) на функцию ВСР, не искажая ее общей закономерности.

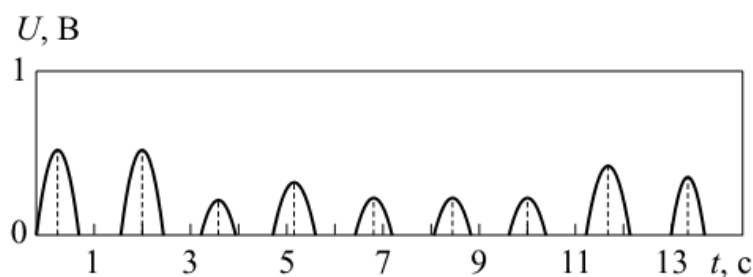


Рис. 4.43. Определение максимумов сердечного ритма

Указанная программа обработки позволяет провести верификацию СШП РЛС, сравнивая показания, полученные с помощью РЛС и электрокардиографа. Это позволяет определить погрешность дистанционного мониторинга сердечной активности с помощью РЛС. Программа проводит сдвиг графика функции variability электрокардиографа относительно графика функции variability РЛС. Эта операция дает возможность сравнивать интервалы между одинаковыми по порядковому номеру ударами сердца. Несоответствие номеров ударов сердца может появиться в результате различных временных задержек сигнала в РЛС и в электрокардиографе, поскольку в РЛС сигнал проходит больше стадий обработки, чем в электрокардиографе.

4.2.6. Сравнение данных РЛС и электрокардиографа

Для проверки правильности результатов измерений параметров пульса, получаемых от СШП РЛС, проведено сравнение данных РЛС и электрокардиографа при одновременном измерении

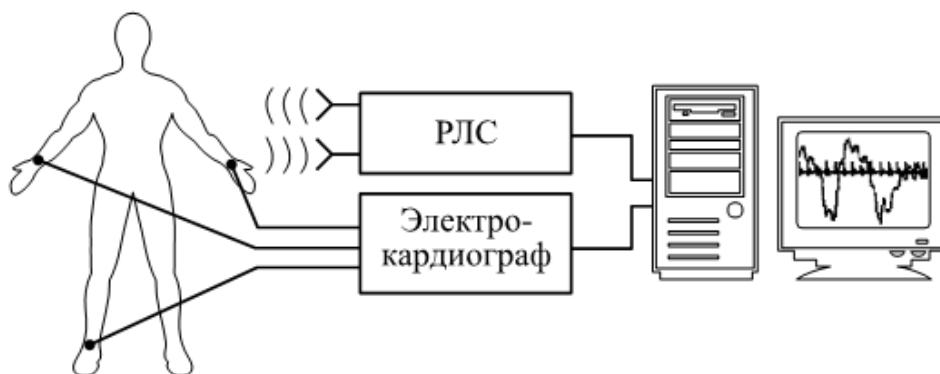


Рис. 4.44. Схема измерений

пульса человека обоими приборами. Схема измерений показана на рис. 4.44.

На рис. 4.45 показан контрольный электрокардиограф, а на рис. 4.46 приведены сигналы РЛС и электрокардиографа, снятые одновременно.

Данные, полученные от электрокардиографа, так же как и данные от РЛС, проходят предварительную обработку (сглаживание) для удаления высокочастотных составляющих (шумов, сетевых наводок), частоты которых лежат выше частоты пульса. После этого выполняется пороговая обработка сигналов электрокардиографа, в результате которой определяется положение максимумов ударов сердца, вызванных изменением его электрического потенциала.

Программа позволяет отобразить одновременно на экране дисплея расположение максимумов ударов сердца, определенных



Рис. 4.45. Контрольный электрокардиограф

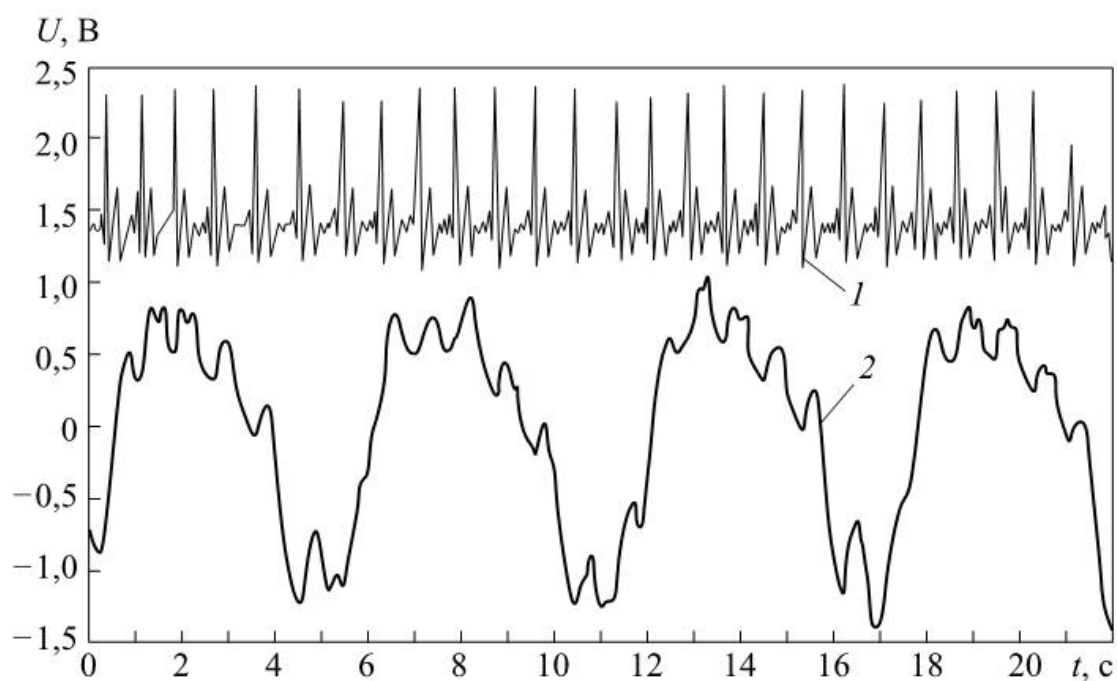


Рис. 4.46. Выходные данные электрокардиографа (1) и РЛС (2)

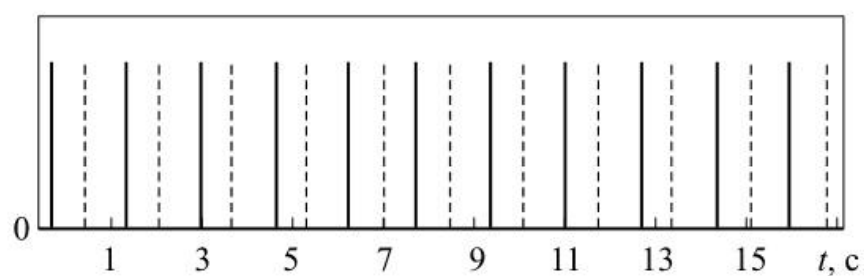


Рис. 4.47. Максимумы сигналов, определенные с помощью РЛС (сплошная линия) и электрокардиографа (штриховая линия)

с помощью РЛС и электрокардиографа (рис. 4.47). Раздельное положение максимумов сигналов РЛС и ЭКГ, полученных при их синхронной записи, объясняется разной природой измеряемых параметров. Максимумы ЭКГ вызываются изменением электрического потенциала сердца, а максимумы сигналов РЛС — механическим движением сердца. Сдвиг во времени между этими максимумами связан с запаздыванием сокращения мышц сердца относительно момента возникновения электрического потенциала, вызывающего это сокращение.

Полученные значения максимумов ударов сердца позволяют построить графики зависимости временных интервалов между ударами сердца от порядкового номера удара как для сигнала РЛС, так и для электрокардиографа, а затем сравнить показания этих устройств и определить погрешность дистанционного мониторинга сердечной активности, производимого с помощью РЛС, принимая за эталонный сигнал электрокардиографа. На рис. 4.48 приведен пример записи сигналов РЛС и электрокардиографа на интервале 96 с. Для расчета средней ошибки Δ и коэффициента корреляции r между функциями ВСР по показаниям РЛС и электрокардиографа используются формулы

$$\Delta = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \frac{R_k - R_p}{R_k} \cdot 100 \%,$$

где R_k — интервалы между ударами сердца по показаниям электрокардиографа; R_p — интервалы между ударами сердца по показаниям РЛС; n — число отсчетов в интервале усреднения;

$$r = \frac{\sum_{i=1}^n (R_k - m_k)(R_p - m_p)}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (R_k - m_k)^2 \sum_{i=1}^n (R_p - m_p)^2}},$$

где m_k и m_p — средние значения интервалов R_k и R_p соответственно,

$$m_k = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n R_k, \quad m_p = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n R_p.$$

Для сигналов, приведенных на рис. 4.48, $\Delta = 2,8 \%$, $r = 0,86$.

На коэффициент корреляции могут влиять артефакты, возникающие в процессе измерений. Для уменьшения их влияния программа позволяет провести операцию усреднения данных, аналогичную использованной для удаления высокочастотных составляющих из исходного процесса. Эту операцию можно проводить

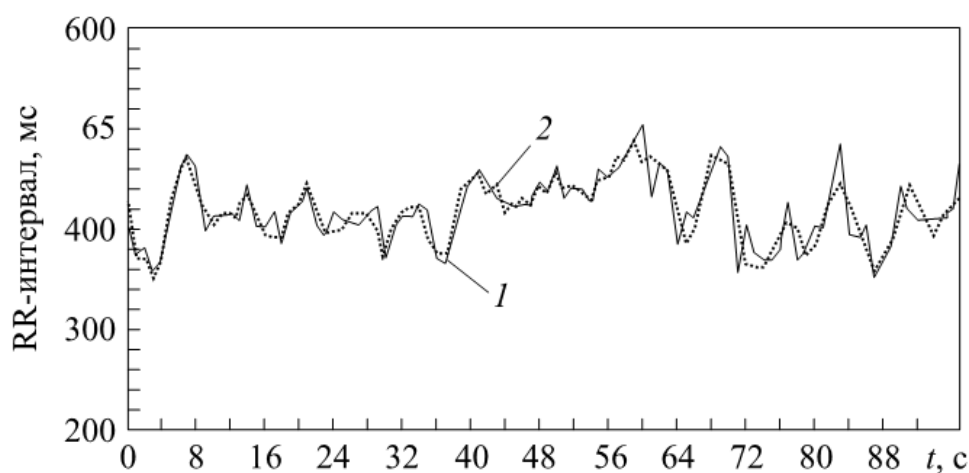


Рис. 4.48. Вариабельность сердечного ритма:
1 — сигнал РЛС; 2 — сигнал электрокардиографа

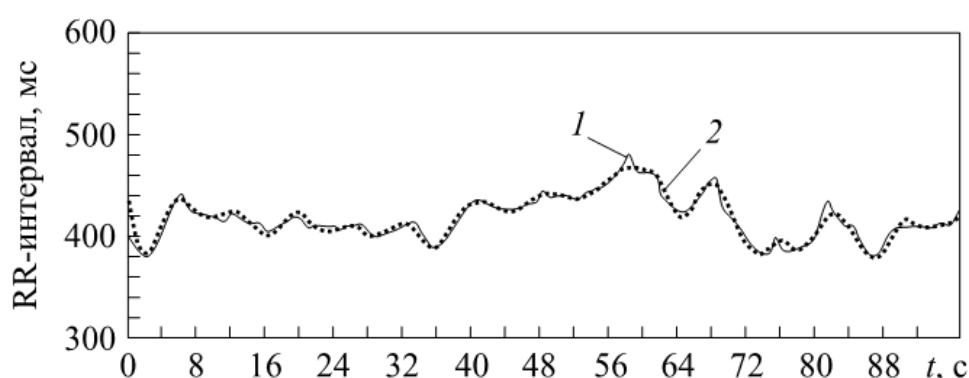


Рис. 4.49. Вариабельность сердечного ритма с усреднением по двум ударам:
1 — сигнал РЛС; 2 — сигнал электрокардиографа

по заданному оператором числу ударов сердца, уменьшая влияние артефактов и не искажая общей закономерности функции вариабельности. На рис. 4.49 представлены те же данные, что и на рис. 4.48, но после усреднения по двум ударам сердца. В этом случае средняя ошибка уменьшается до значения $\Delta = 0,86 \%$, а коэффициент корреляции увеличивается до $r = 0,97$.

Из приведенных примеров можно сделать вывод о том, что разработанная программа позволяет с большой достоверностью воспроизводить информацию о сердечной деятельности человека, полученную дистанционным радиолокационным методом.

4.2.7. Улучшение качества радиолокационной информации при нечетком входном сигнале

Ранее были рассмотрены примеры сигнала РЛС, полученного при относительно благоприятных условиях диагностирования (см. рис. 4.38, 4.46). Однако в зависимости от строения тела обследуемого человека и условий проведения измерений форма исход-

ного сигнала может быть заметно менее четкой, чем на этих рисунках. Поэтому важно определить устойчивость предложенного метода обработки к изменяющейся форме сигнала РЛС. Проанализируем сигнал (рис. 4.50), отличающийся от показанного на рис. 4.40. После удаления высокочастотных и низкочастотной составляющих этот сигнал примет вид, показанный на рис. 4.51, а его пороговая обработка даст нам картину, приведенную на рис. 4.52. Неудивительно, что при сравнении кривой РЛС этого сигнала с эталонной кривой ЭКГ (рис. 4.53) $\Delta = 13,3 \%$, $r = 0,18$.

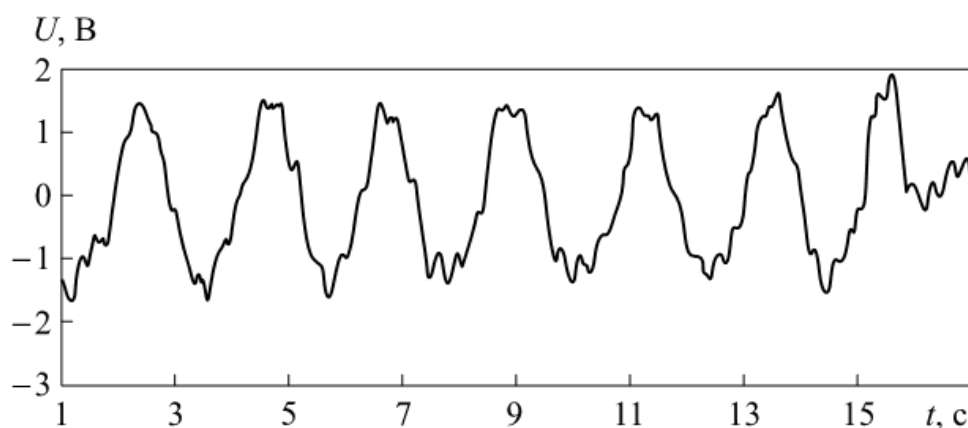


Рис. 4.50. Исходный сигнал

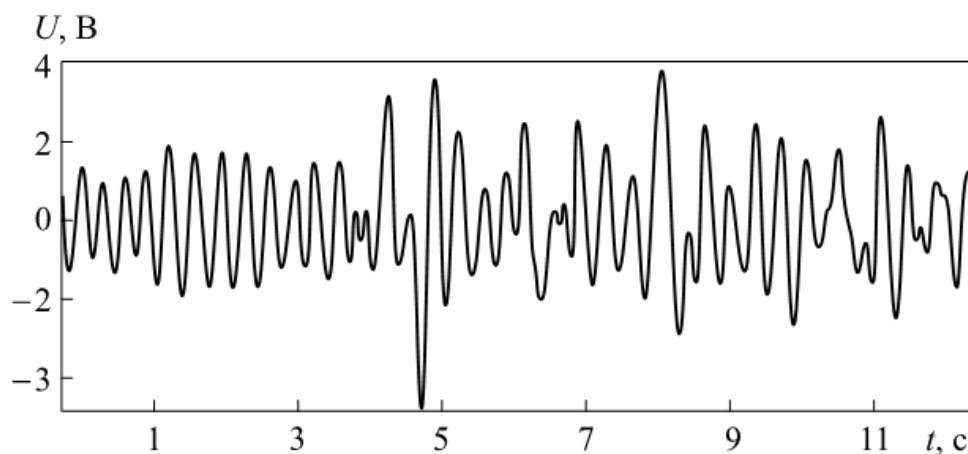


Рис. 4.51. «Очищенный» сигнал

Для улучшения качества выходной информации РЛС в этом случае применяется корреляционная обработка принятого сигнала. С этой целью из «очищенного» сигнала сердца (рис. 4.51) выбирается относительно качественный отрезок длительностью в n отсчетов, который и используется в качестве опорного сигнала. Операция корреляционной обработки выполняется для всего исходного сигнала в скользящем окне со сдвигом опорного сигнала на один отсчет:

$$y_k = \sum_{i=1}^n a_i b_{i+k},$$

где y_k — отсчеты результирующего сигнала; a_i — отсчеты опорного сигнала; b_{i+k} — отсчеты исходного сигнала; $k = 0, 1, 2, \dots, n$.

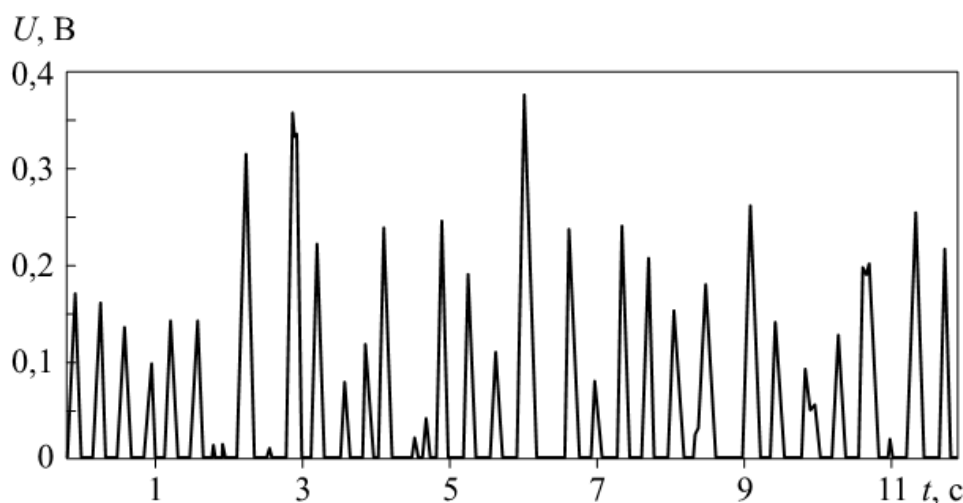


Рис. 4.52. Сигнал после пороговой обработки

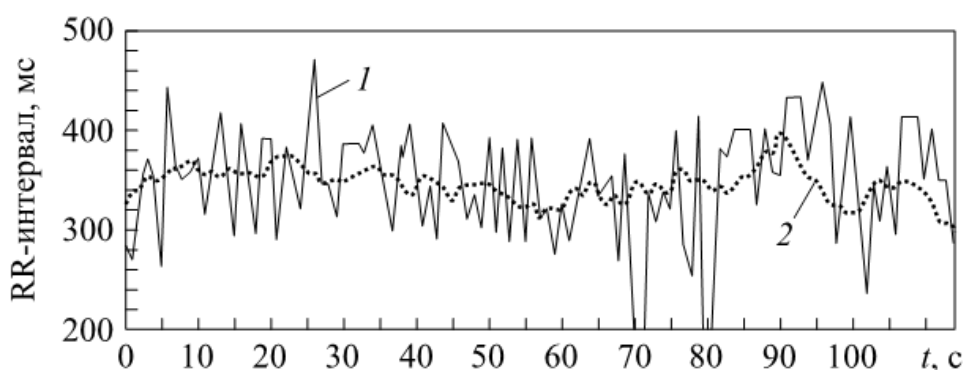


Рис. 4.53. Вариабельность сердечного ритма:
1 — сигнал РЛС; 2 — сигнал электрокардиографа

Анализ графиков вариабельности сердечного ритма показывает, что эти графики имеют некоторую периодичность. Поэтому целесообразно выбирать длительность отрезка исходного сигнала, используемого в качестве опорного, близкой к средней длительности периода на графике вариабельности.

На рис. 4.54 показан сигнал, представленный на рис. 4.53, после корреляционной обработки, а на рис. 4.55 — результат его пороговой обработки. При сравнении кривой сигнала РЛС с эталонной ЭКГ (рис. 4.56) $\Delta = 3,01 \%$, $r = 0,73$, а после усреднения по двум ударам (рис. 4.57) $\Delta = 1,3 \%$, $r = 0,9$.

Очевидно, что корреляционная обработка улучшает параметры выходного сигнала и при качественном исходном сигнале. На

рис. 4.58 приведены кривые сигнала РЛС, показанного на рис. 4.48, после его корреляционной обработки. Значение средней ошибки уменьшилось с 2,8 до 2,5 %, а коэффициент корреляции увеличился с 0,86 до 0,9.

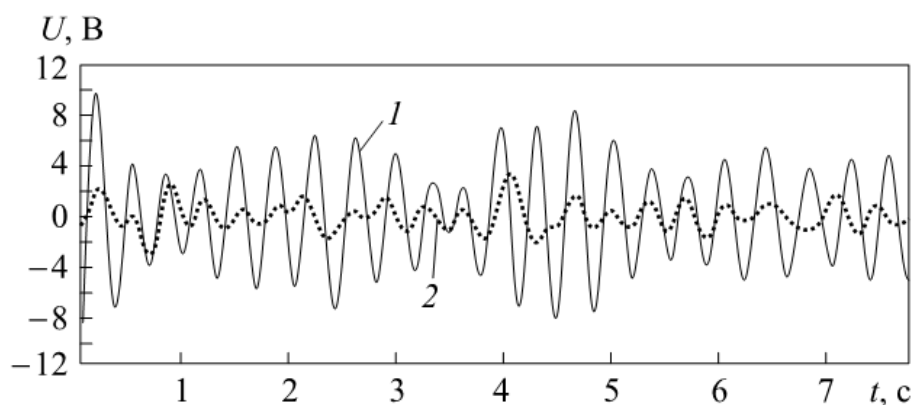


Рис. 4.54. Сигнал, представленный на рис. 4.53, после корреляционной обработки:

1 — сигнал РЛС; 2 — сигнал электрокардиографа

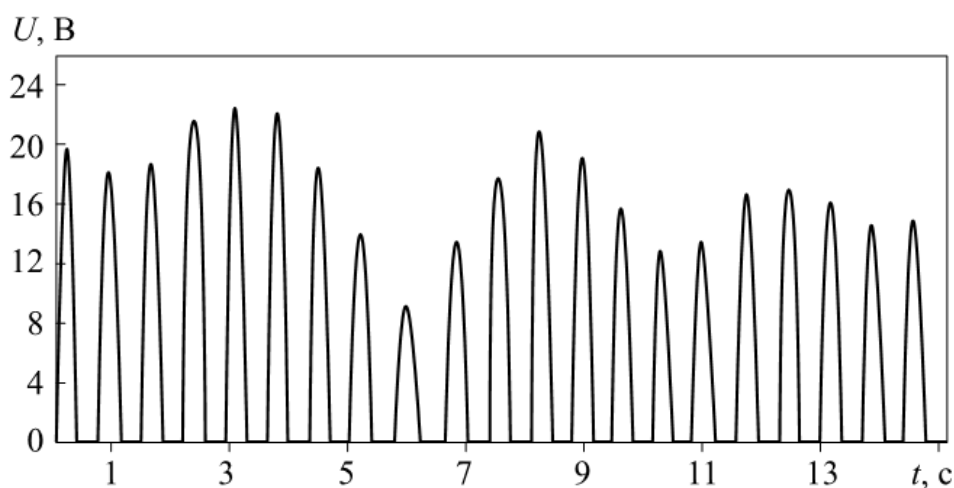


Рис. 4.55. Сигнал, представленный на рис. 4.54, после пороговой обработки

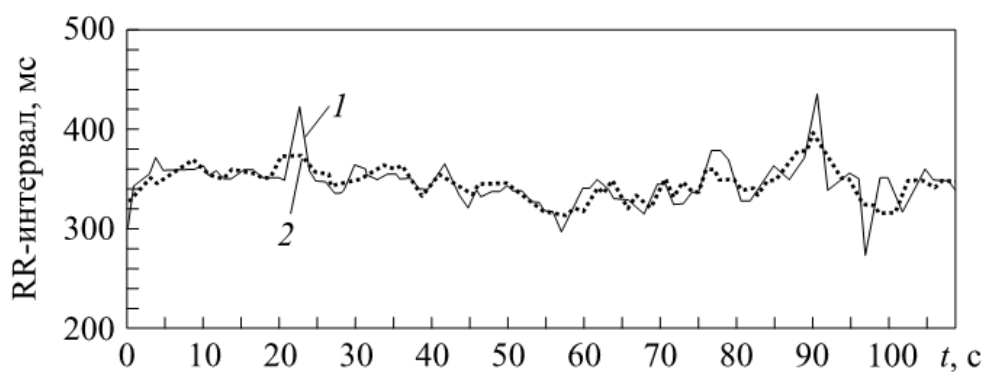


Рис. 4.56. Вариабельность сердечного ритма:

1 — сигнал РЛС; 2 — сигнал электрокардиографа

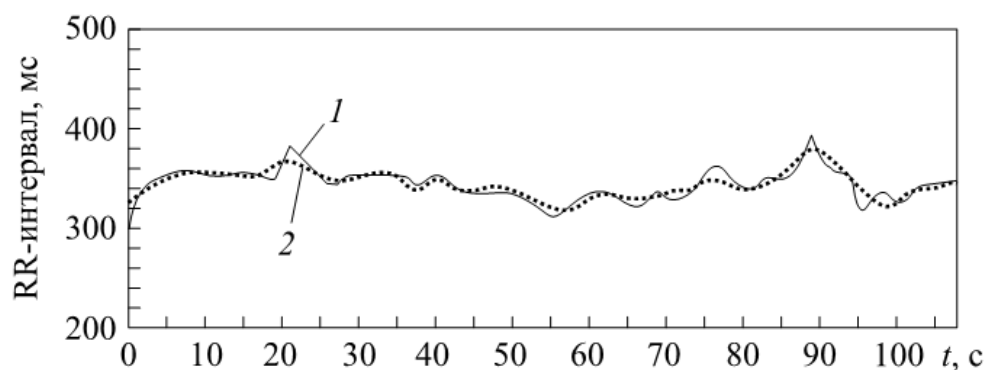


Рис. 4.57. Вариабельность сердечного ритма после усреднения по двум ударам:

1 — сигнал РЛС; 2 — сигнал электрокардиографа

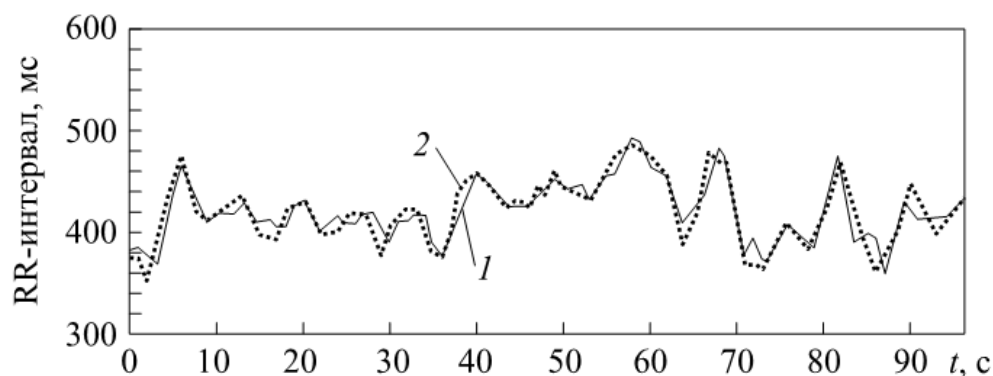


Рис. 4.58. Вариабельность сердечного ритма сигнала, представленного на рис. 4.47, после корреляционной обработки:

1 — сигнал РЛС; 2 — сигнал электрокардиографа

Таким образом, разработанный алгоритм обработки сигнала СШП РЛС позволяет выполнить ее по нескольким методикам, отличающимся последовательностью и количеством стадий обработки. Общая последовательность операций обработки представлена на рис. 4.59.

В ходе разработки и тестирования данного алгоритма получены достаточно обнадеживающие результаты (коэффициент корреляции функций вариабельности, как правило, больше 0,9). Дополнительные возможности по повышению точности результатов и устойчивости разработанного алгоритма обработки сигнала РЛС лежат, по-видимому, в дальнейшей оптимизации следующих параметров:

- количества усредняемых точек при сглаживании кривой исходного сигнала и кривой ВСР;
- интервала аппроксимации сигнала дыхания (для линейной и квадратурной аппроксимаций отдельно);
- уровня и полярности порогового уровня при пороговой обработке;



Рис. 4.59. Схема обработки сигналов РЛС

- интервала задания и длительности опорного сигнала при корреляционной обработке.

4.3. Использование СШП-технологии для диагностики сердечной и сосудистой систем человека

4.3.1. Актуальность измерений параметров пульса человека

Сердечно-сосудистые заболевания, такие как ишемическая болезнь сердца и мозговой инсульт, остаются ведущей причиной смерти во многих странах мира. Смертность в Европе только от одной ишемической болезни сердца превышает смертность от онкологических заболеваний.

В связи с высоким риском смерти от сердечно-сосудистых заболеваний, а также экономическими потерями, которые возника-

ют из-за утраты трудоспособности этими (зачастую молодыми, 30–50-летними) больными, первостепенную важность приобретает ранняя диагностика сердечно-сосудистых заболеваний.

Для ранней диагностики сердечно-сосудистых заболеваний в медицинской практике широко используется оценка двух параметров сердечно-сосудистой системы человека: скорости пульсовой волны в артериальных сосудах и вариабельности (изменчивости) сердечного ритма. Рассмотрим особенности этих параметров и возможность их измерения.

Скорость пульсовой волны (СПВ). Артериальная гипертензия (повышенное артериальное давление) — самое частое неинфекционное заболевание взрослых людей, которым страдает 20 % населения планеты. Артериальная гипертензия вызывается поражением артериальных сосудов и является основной причиной инсульта и важнейшим фактором риска развития ишемической болезни сердца — основной причиной смертности.

СПВ является важным диагностическим инструментом при этом заболевании, поскольку показывает степень поражения (снижения эластичности) сосудов за счет прогрессивного увеличения их жесткости при атеросклерозе. На рис. 4.60 показана вероятность продолжительности жизни больного в зависимости от СПВ в его кровеносных сосудах [13].

СПВ определяется как время прохождения пульсовой волны от проксимальных (ближайших к центру, т. е. к сердцу) к дистальным (удаленных от центра, т. е. от сердца) отделам сосудистой системы. Обычно время распространения пульсовой волны определяется между сонной артерией (на шее) и лучевой (на запястье) или между сонной артерией (на шее) и бедренной.

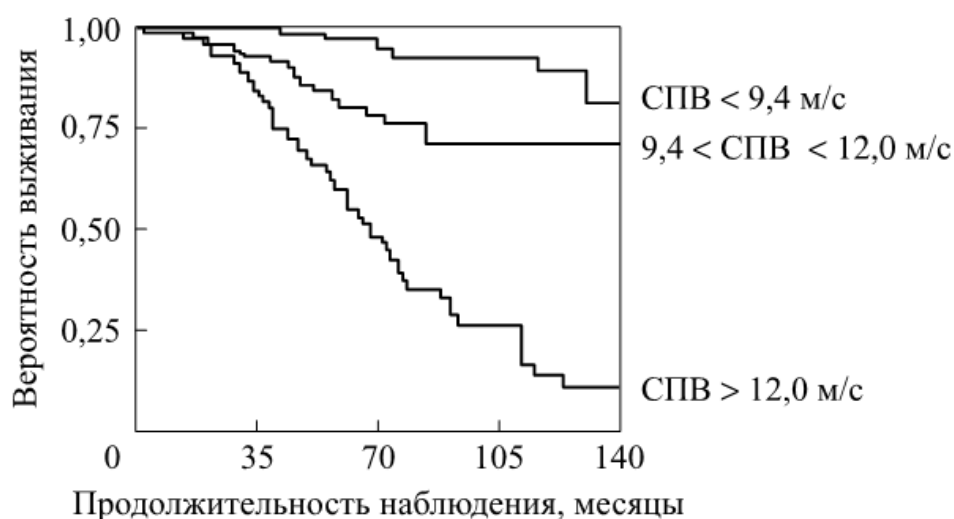


Рис. 4.60. Вероятность выживания больного в зависимости от СПВ

Существующие сегодня неинвазивные методы оценки состояния крупных артерий — доплеровское измерение скорости кровотока и эхография — основаны на применении ультразвука. Эти методы используют сложную и дорогостоящую аппаратуру и доступны в основном в крупных центрах и специализированных лабораториях.

Для широкой клинической оценки функции крупных артерий необходим простой, недорогой и практичный метод.

Таким методом является измерение СПВ с помощью СШП-измерителя пульса, позволяющего проводить не только диагностическую, но и прогностическую оценку состояния пациента, выявлять группы больных, которым угрожает развитие осложнений (инсульта, инфаркта миокарда, внезапной смерти), и проводить их более активное лечение, оценивать эффективность антигипертензивной и антиишемической терапии. Принцип измерения СПВ показан на рис. 4.61. СПВ измеряется как произведение расстояния Δl , см, и временной задержки Δt , с.

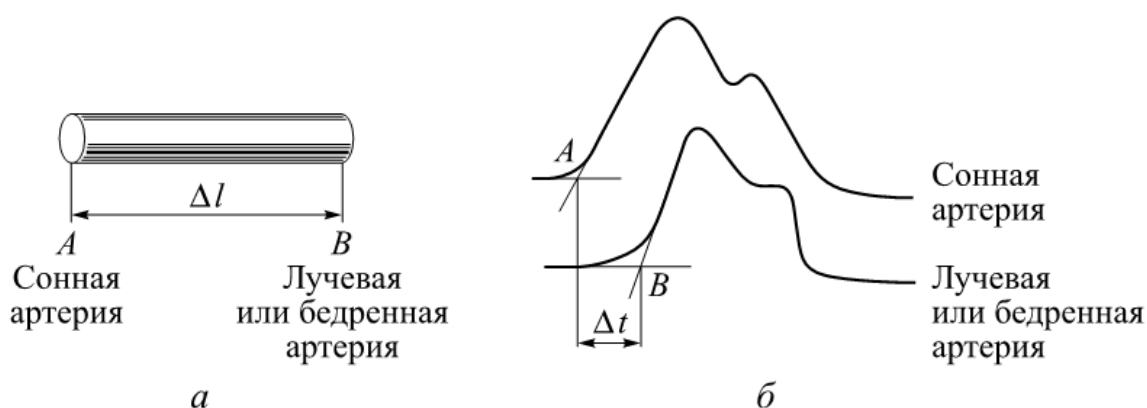


Рис 4.61. Принцип измерения СПВ:

а — фрагмент артерии; *б* — пульсовая волна в точках измерения *А* и *В*

Для правильной диагностики важна точность измерения временной задержки. Сверхширокополосный измеритель обеспечивает необходимую точность.

Вариабельность сердечного ритма — это изменчивость продолжительности RR-интервалов между циклами сердечных сокращений за определенные промежутки времени (колебание ЧСС по отношению к ее среднему уровню). На рис. 4.62 показан пример изменения ритма сердца, полученный по данным электрокардиографа. На рис. 4.63 показана вероятность продолжительности жизни больного в зависимости от индекса ВСП, введенного Всемирной организацией здравоохранения [13].

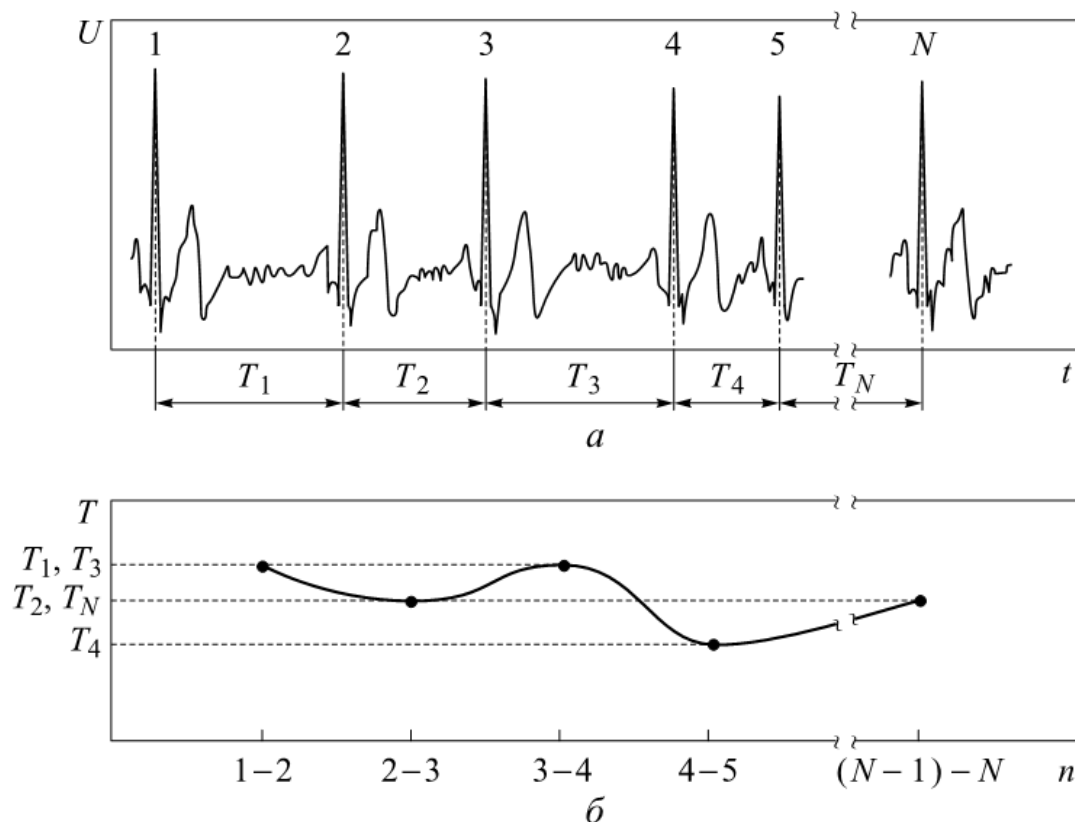


Рис. 4.62. Формирование кривой сердечного ритма (б) на примере ЭКГ (а):
 $T_1, T_2, \dots, T_N$ — периоды сердечного ритма; N — число периодов

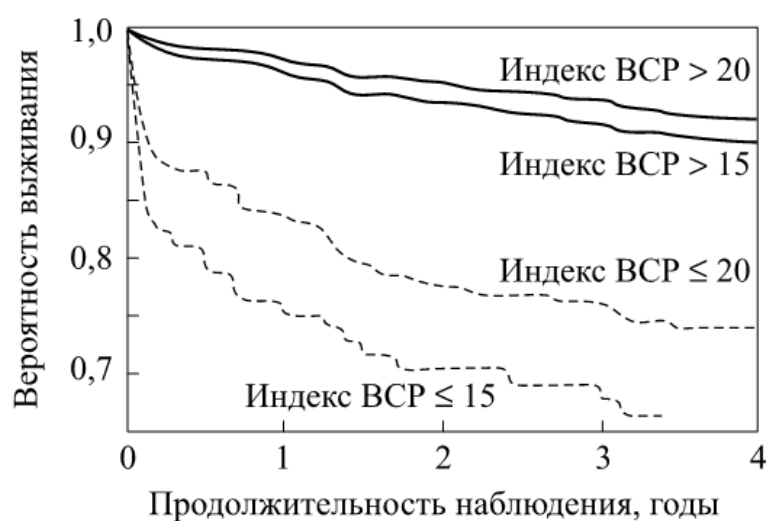


Рис. 4.63. Вероятность выживания больного в зависимости от индекса BCP

Исследование BCP позволяет проводить диагностику артериальной гипертензии, застойной сердечной недостаточности, кардиомиопатий, клапанных пороков сердца, состояния пересаженного сердца, осложнений при сахарном диабете (полинейропатии).

Сегодня на практике для измерения BCP используются данные ЭКГ. СШП-измеритель пульса позволит проводить бесконтактные измерения, что сократит время исследования, разрешит

обойтись без использования электродов и электропроводного геля, т. е. уменьшит время исследования и снизит расходы на него. Это даст возможность проводить прогностическую оценку в более широких масштабах, выявлять группы больных, нуждающихся в наиболее активном лечении, оценивать эффективность терапии.

4.3.2. Состав и технические характеристики СШП-измерителя пульса

Сверхширокополосный измеритель пульса состоит из двух (или более) датчиков (рис. 4.64) и блока обработки сигнала и отображения информации, в качестве которого используется персональный компьютер. Информация с датчиков на блок обработки и отображения может передаваться как по проводам, так и по беспроводным линиям связи. Схема и процесс измерений приведены на рис. 4.65 и 4.66 соответственно.

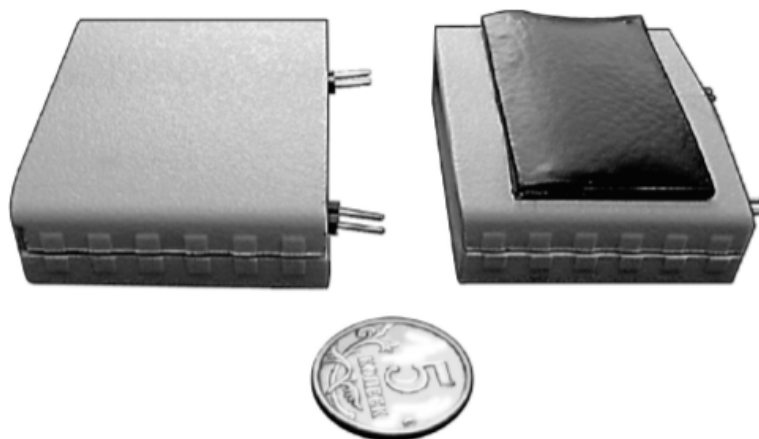


Рис. 4.64. Внешний вид датчика (верхняя и нижняя стороны)

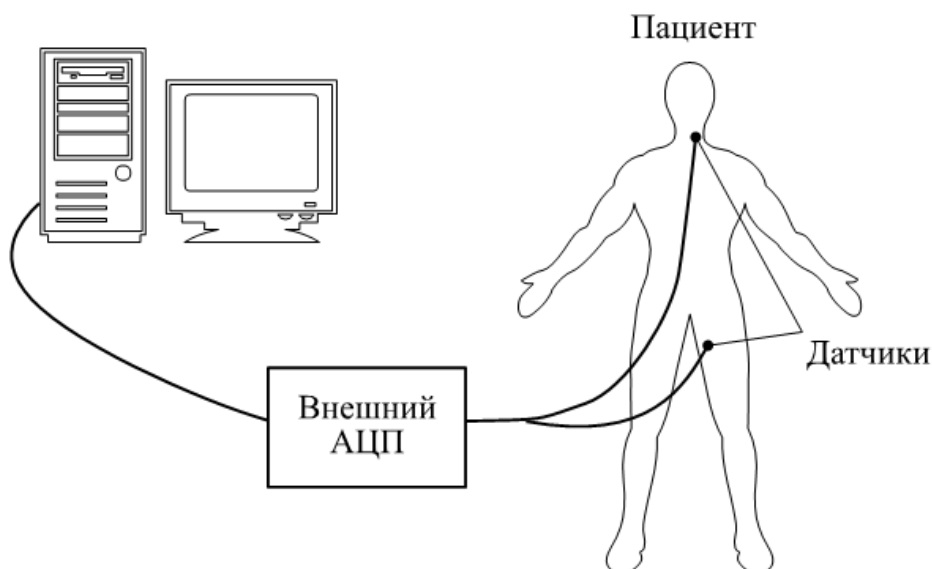


Рис. 4.65. Схема измерений параметров пульса



Рис. 4.66. Процесс измерений

СШП-измеритель пульса имеет следующие характеристики:

Дальность действия, см	1...1,5
Плотность потока мощности излучения, мВт/см ²	≤ 0,01
Диапазон значений измеряемого пульса, уд/мин	20...200
Среднее отклонение от истинного значения пульса, %	≤ 5
Полоса пропускания, Гц	0,1...30
Время измерения, мин	≥ 5
Рабочая температура, °С	10...45
Влажность, %	30...90

Кроме того, устройство позволяет измерять все основные необходимые для анализа ВСР показатели сердечного ритма, СПВ, представляет полученные данные в удобном для медицинского специалиста виде.

4.3.3. Принцип работы СШП-измерителя

В качестве зондирующих сигналов СШП-измерителя используются однополярные импульсы длительностью 300...500 пс. На рис. 4.67 в качестве примера приведена осциллограмма такого импульса. Применение подобных сигналов позволяет определить параметры движения, имеющего очень малую амплитуду, в частности движение стенок сосудов кровеносной системы человека.

Датчик СШП-измерителя состоит из высоко- и низкочастотной плат. На высокочастотной плате размещены высокочастотные цепи прибора, на низкочастотной — цепи усиления, фильтрации и согласования с АЦП. Структурная схема датчика представлена на рис. 4.68.

Генератор формирует короткие импульсы длительностью 300...500 пс, которые поступают в делитель и распределяются на два канала: один является опорным, а другой — измерительным. Измерительный канал представляет собой линию задержки. Время задержки импульса зависит от диэлектрической проницаемости поверхности, прилегающей к датчику. В данном случае такой поверхностью является участок тела человека, где изменение диэлектрической проницаемости связано со степенью кровенаполнения прилегающего к датчику сосуда.

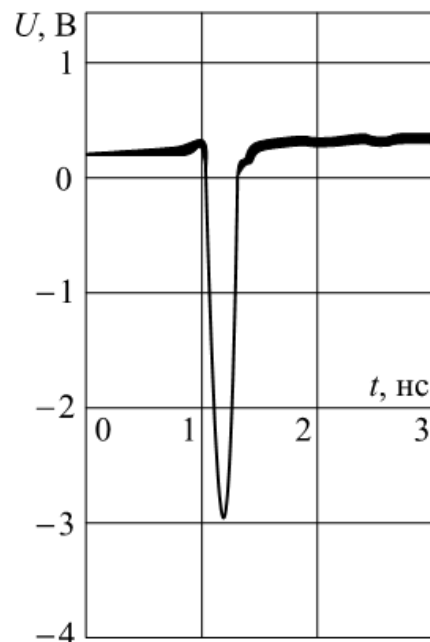


Рис. 4.67. Осциллограмма однополярного СШП-импульса

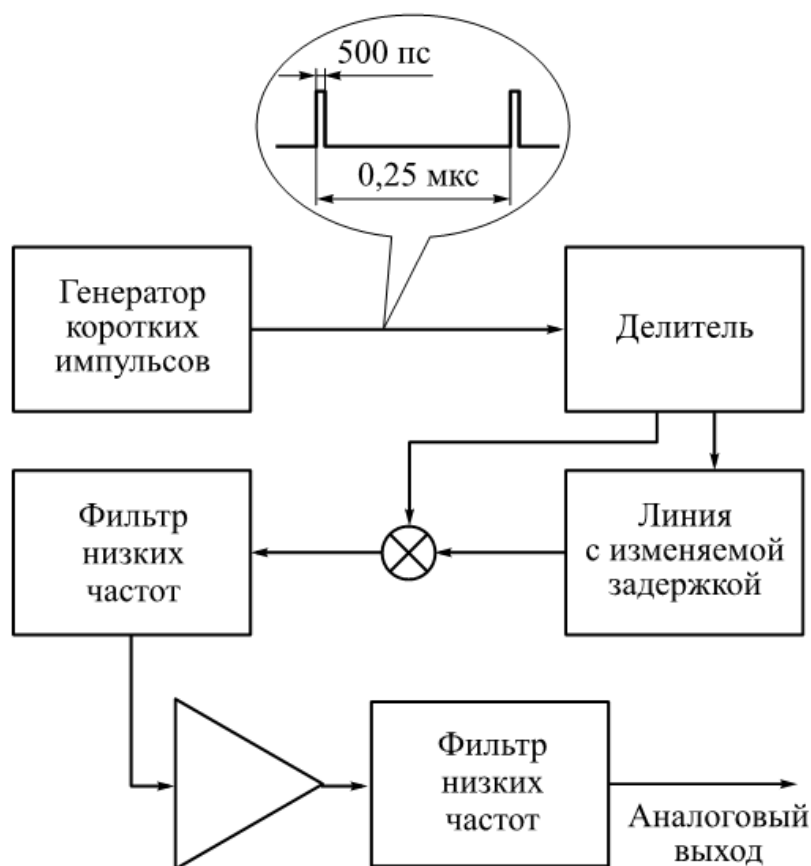


Рис. 4.68. Структурная схема датчика

После перемножения сигналов опорного и измерительного каналов возникает последовательность видеоимпульсов с широтно-импульсной модуляцией (рис. 4.69). Низкочастотная фильтрация этой последовательности позволяет получить сигнал, пропорциональный изменению диэлектрической проницаемости, т. е. наполняемости кровеносного сосуда. Выделенный сигнал далее усиливается и фильтруется для устранения эффекта наложения спектров при оцифровке сигнала.

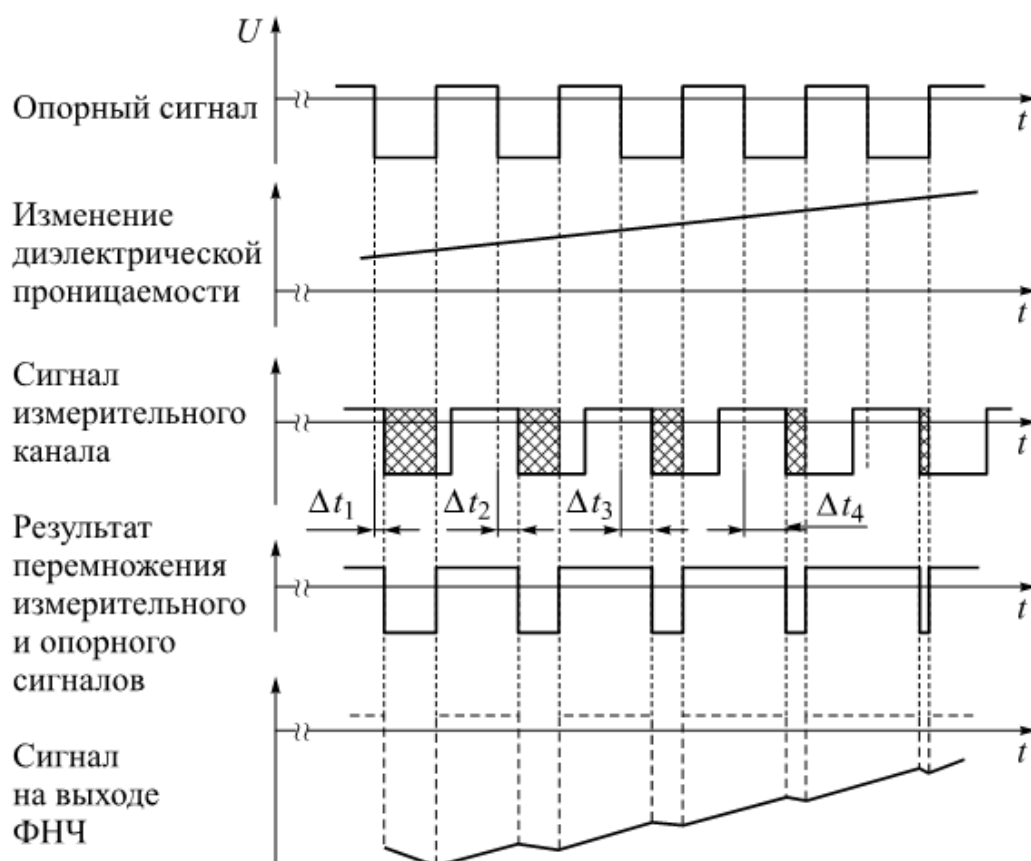


Рис. 4.69. Временные диаграммы работы датчика

На рис. 4.70 показан процесс регистрации пульсовой волны, пробегающей по кровеносному сосуду.

На рис. 4.71 показаны сигналы, получаемые одновременно от двух датчиков и отображаемые в реальном масштабе времени. Сигналы проходят через несколько фильтров, общая полоса частот которых составляет 0,02...10 Гц, что позволяет очистить сигналы от разного рода высокочастотных шумов.

Аналоговые сигналы, полученные от датчиков, подаются на АЦП и далее на компьютер. Компьютерные программы цифровой части СШП-измерителя пульса позволяют обеспечить:

- вывод на экран сигналов от двух датчиков в реальном времени;

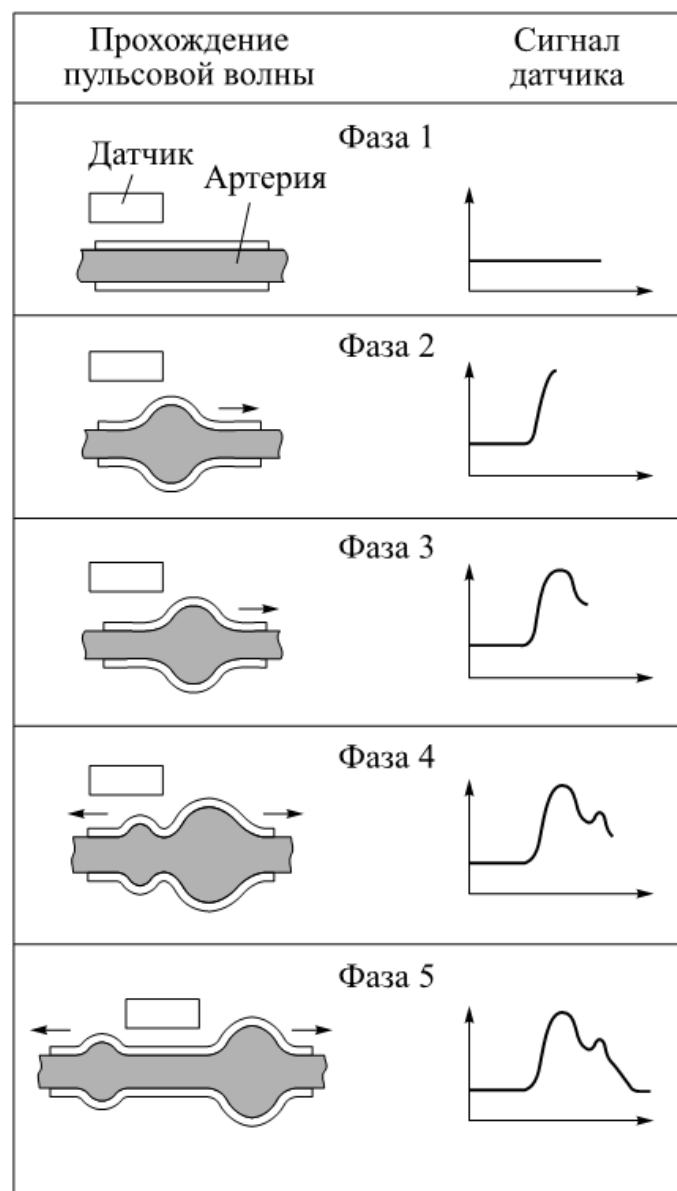


Рис. 4.70. Процесс регистрации пульсовой волны

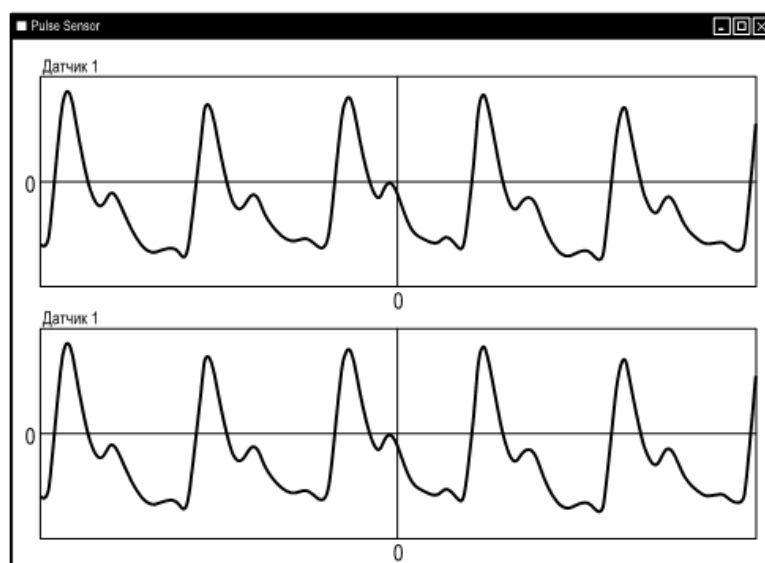


Рис. 4.71. Сигналы от двух датчиков

- фильтрацию полученных сигналов в заданной полосе частот;
- регистрацию и хранение в базе данных информации о пациенте и условиях измерения;
- регистрацию и сохранение в файле результатов измерения;
- расчет основных медицинских показателей для представления результатов исследования в удобном для врача графическом и численном виде;
- получение результатов исследования в виде компактного отчета с возможностью вывода на печать.

4.3.4. Определение СПВ

Определение СПВ основано на расчете задержки между базальными точками, соответствующими одному и тому же удару сердца, полученному от разных датчиков (рис. 4.72). Базальная точка пульсовой волны соответствует моменту появления второй производной кривой пульса, возникающей после наибольшего минимума.

Схема измерения СПВ представлена на рис. 4.73. Расстояние между датчиками $S = A + B$, где A — расстояние от верхнего края щитовидной железы (место 2-го датчика) до выхода яремной вены; B — расстояние от центра верхнего края яремной вены до 1-го датчика.

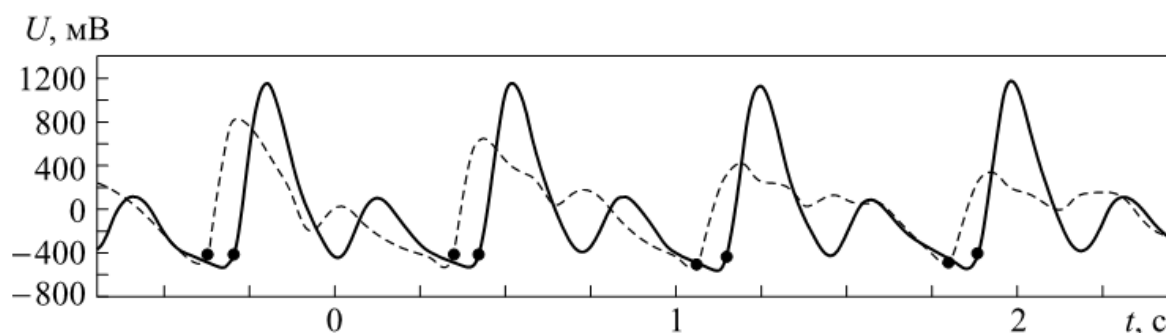


Рис. 4.72. Базальные точки на кривых, полученных от двух датчиков

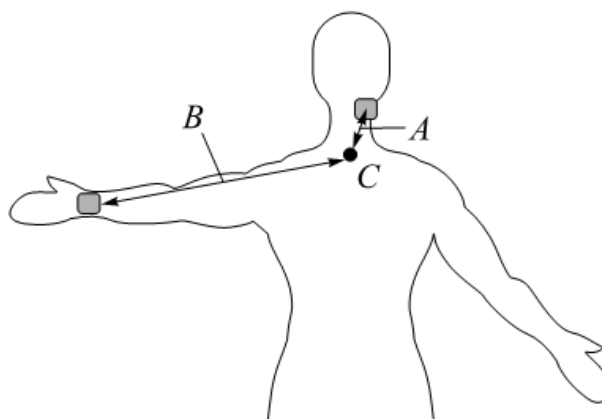


Рис. 4.73. Схема измерения СПВ

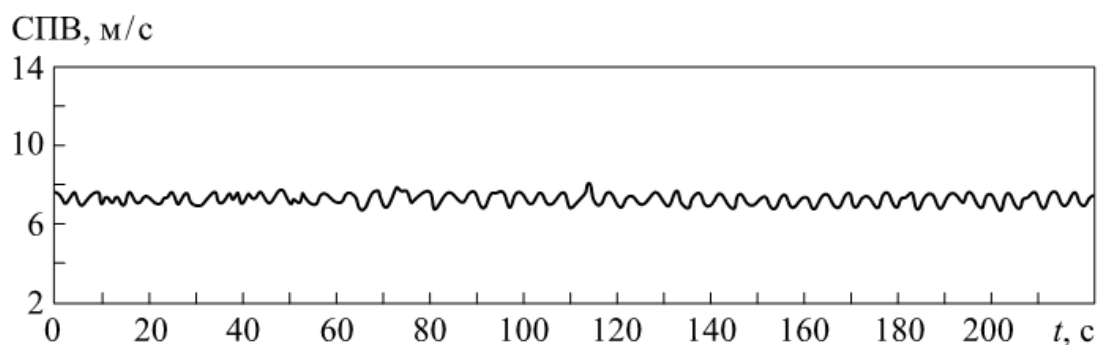


Рис. 4.74. Пример графика СПВ

По расстоянию S и полученному времени задержки пульсовой волны проводится расчет ее скорости. Результат представляется в виде графика измеренных скоростей по каждому удару за время измерения (рис. 4.74) и в виде среднего значения измеренной скорости.

4.3.5. Определение ВСП

Для определения ВСП используются как графическая информация, так и численные данные, применяемые в медицинской практике. И графики, и численные данные, полученные с помощью СШП-измерителя пульса, формируются его программным обеспечением из временных и амплитудных соотношений между базальными точками на кривой пульсовой волны (см. рис. 4.72), принятой от одного датчика.

Сверхширокополосный измеритель пульса позволяет получить следующую графическую информацию:

- ритмограмму — зависимость интервала между базальными точками (в секундах) от времени обнаружения точки (в секундах). Позволяет визуально оценить динамику изменения пульса за время исследования (рис. 4.75);
- скаттерограмму — зависимость текущего интервала между базальными точками (в секундах) от предыдущего интервала

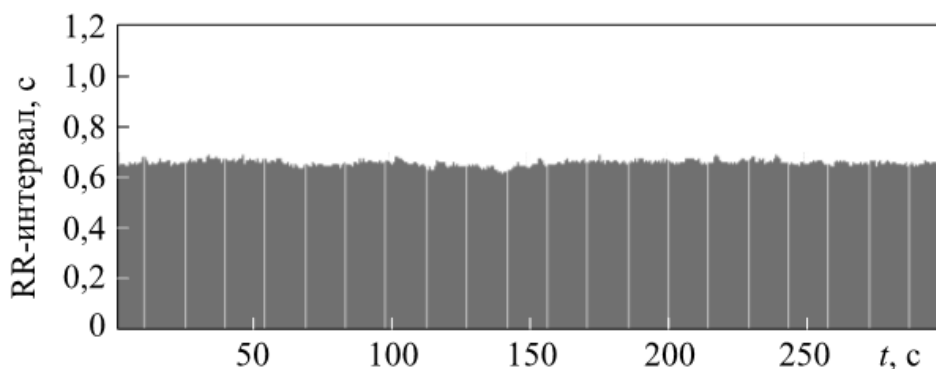


Рис. 4.75. Ритмограмма

(в секундах). Позволяет визуально оценить аномальные отклонения от нормального ритма (рис. 4.76);

- гистограмму — распределение RR-интервалов на оси времени в зависимости от их значения. Позволяет визуально оценить отклонение распределения ВСР от нормального (рис. 4.77);

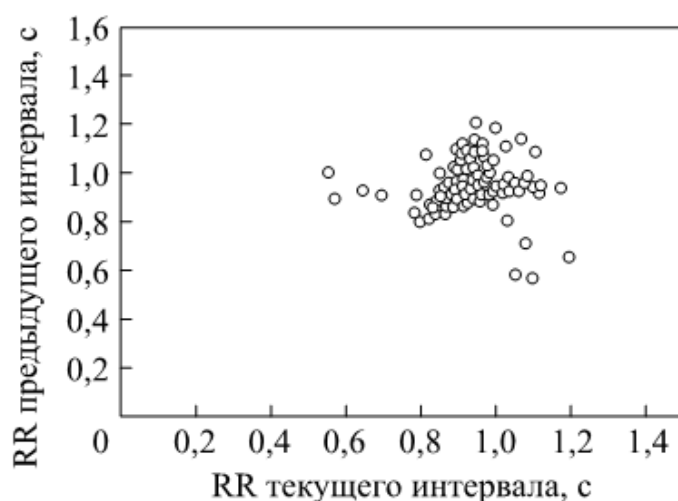


Рис. 4.76. Скаттерограмма

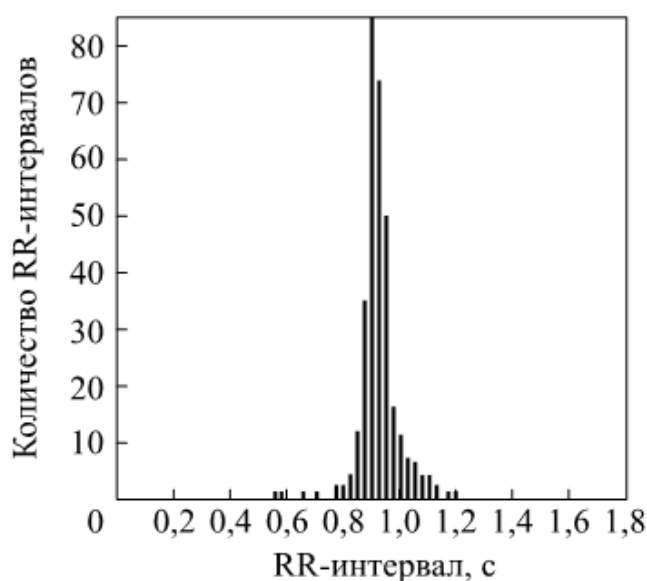


Рис. 4.77. Гистограмма

- спектрограмму — спектр кривой variability в частотной области до 0,5 Гц. Позволяет визуально оценить соотношение гармоник различных частот в ритмограмме исследования (рис. 4.78).

Программное обеспечение СШП-измерителя пульса позволяет также получить следующую численную информацию:

- количество обнаруженных интервалов за время исследования (NRR);
- среднюю частоту сердцебиения, уд/мин (HR);

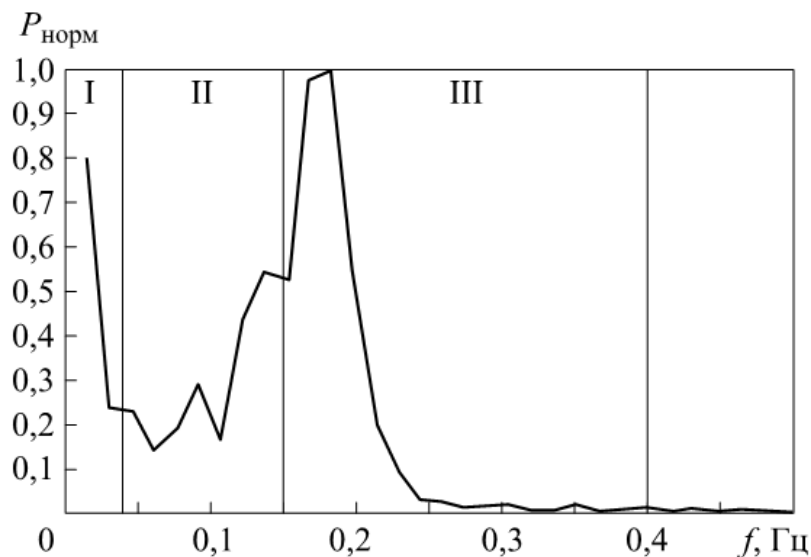


Рис. 4.78. Спектрограмма:

I — очень низкочастотная область (VLF); II — низкочастотная область (LF);
III — высокочастотная область (HF)

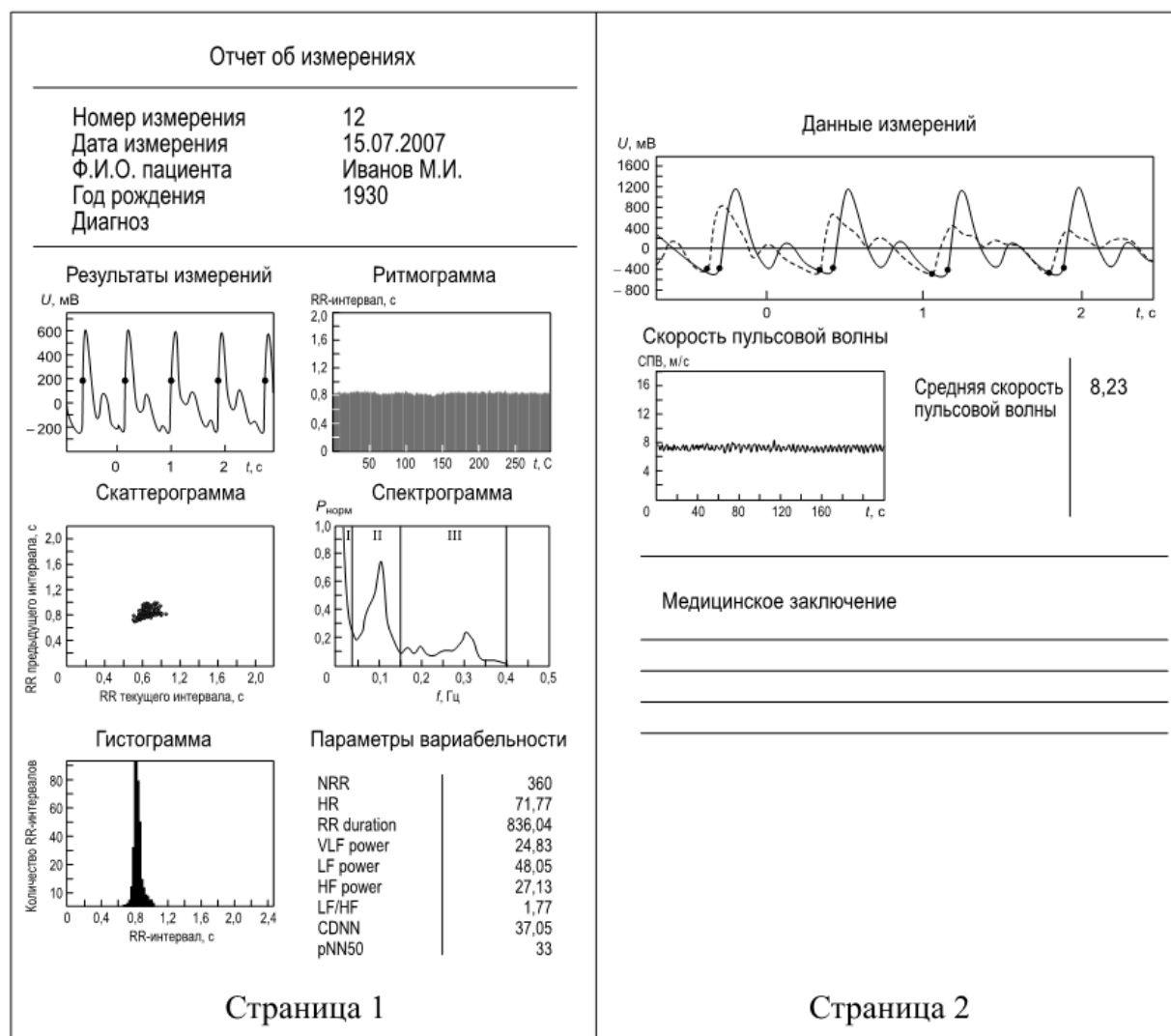


Рис. 4.79. Пример отчета

- средний интервал между базальными точками, мс (RR duration);
- среднюю мощность в очень низкочастотной части спектрограммы (VLF power);
- среднюю мощность в низкочастотной части спектрограммы (LF power);
- среднюю мощность в высокочастотной части спектрограммы (HF power);
- отношение средних мощностей в низко- и высокочастотной областях спектрограммы (LF/HF);
- среднее квадратическое отклонение интервалов (SDNN);
- количество последовательных интервалов, отличающихся более чем на 50 мс (pNN50).

Полученная информация выдается врачу в виде компактного отчета, пример которого приведен на рис. 4.79.

4.3.6. Проверка правильности данных, полученных СШП-измерителем пульса

Для проверки правильности данных, полученных СШП-измерителем пульса при измерении ВСР, его показания сравнивались с показаниями традиционного медицинского оборудования. Для верификации использован прибор, измеряющий ВСР на основе регистрации сигналов электрокардиографа.

На рис. 4.80–4.84 и в табл. 4.1 приведены данные, полученные в одном из экспериментов.

Различие в измерениях, выполненных с помощью СШП-измерителя пульса и стандартного электрокардиографа, не превышает 5 % по всем основным параметрам.

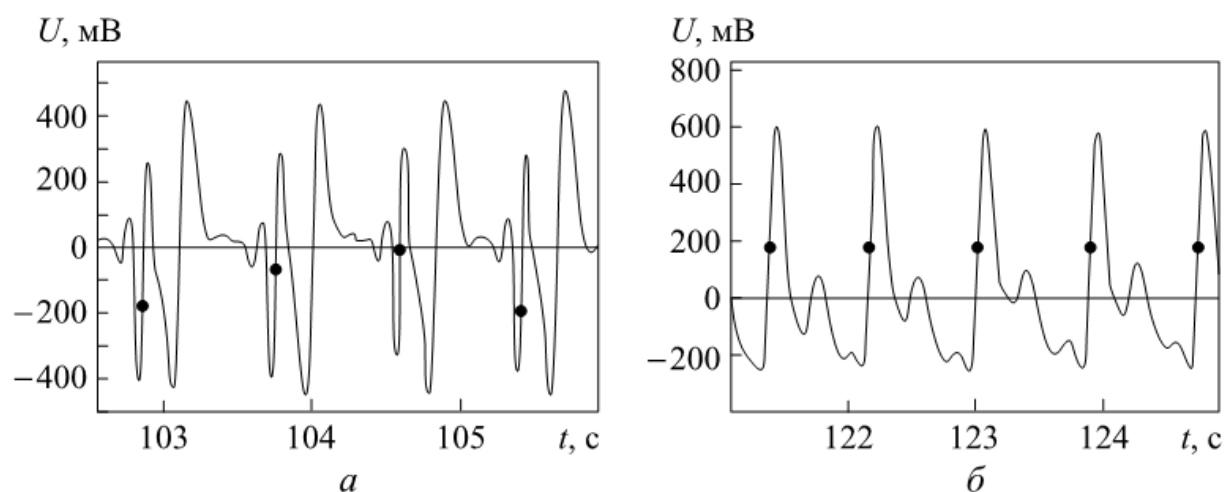


Рис. 4.80. Сравнительные исходные сигналы электрокардиографа (а) и СШП-измерителя пульса (б)

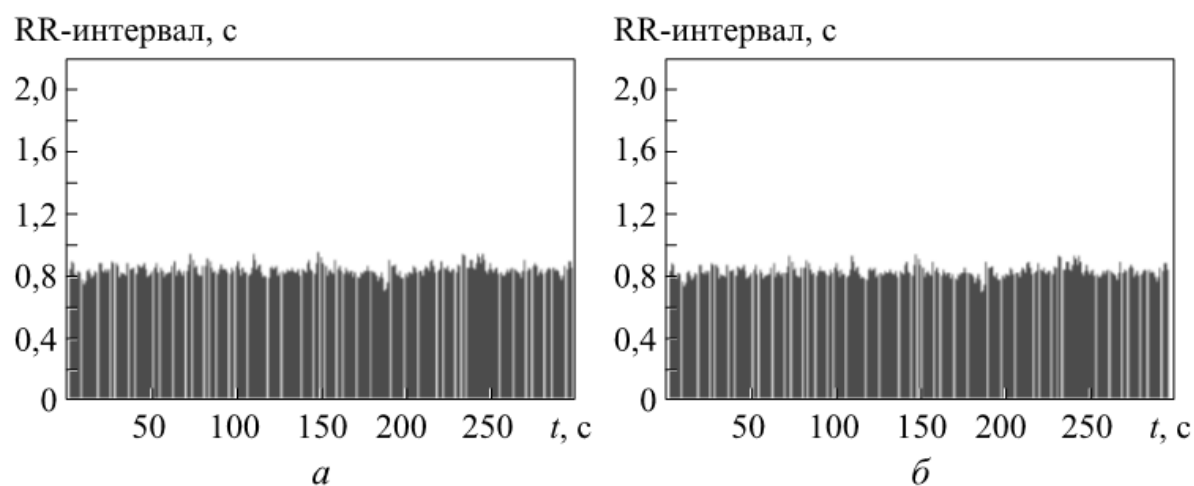


Рис. 4.81. Сравнительные ритмограммы электрокардиографа (а) и СШП-измерителя пульса (б)

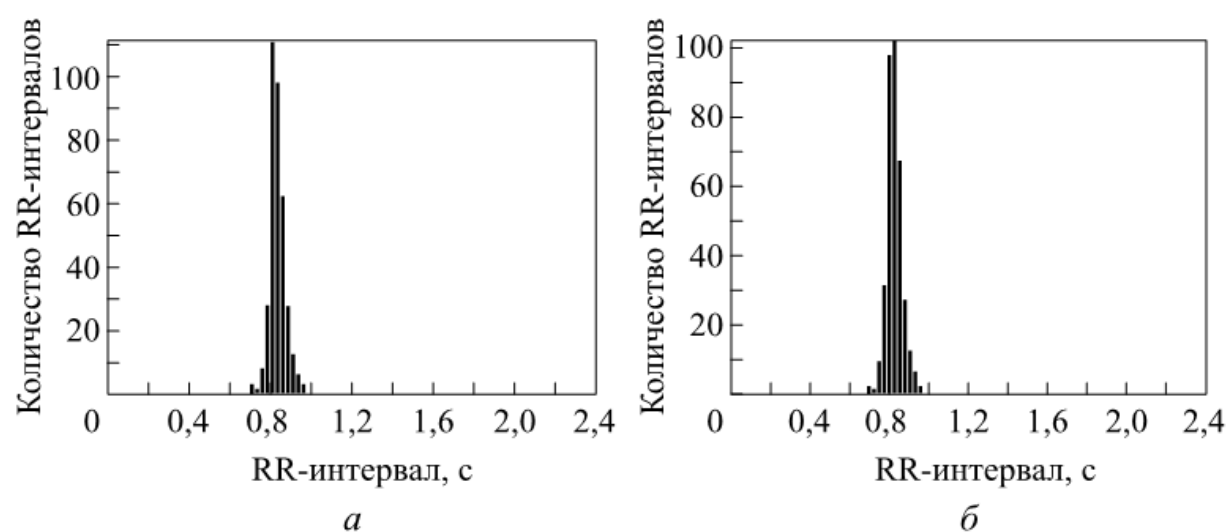


Рис. 4.82. Сравнительные гистограммы электрокардиографа (а) и СШП-измерителя пульса (б)

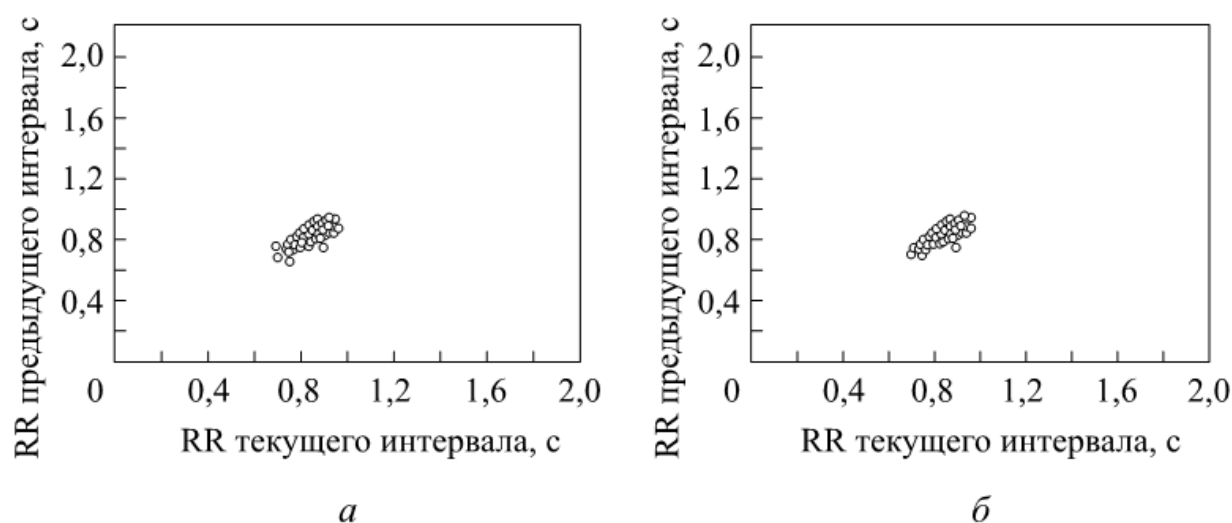


Рис. 4.83. Сравнительные скаттерограммы электрокардиографа (а) и СШП-измерителя пульса (б)

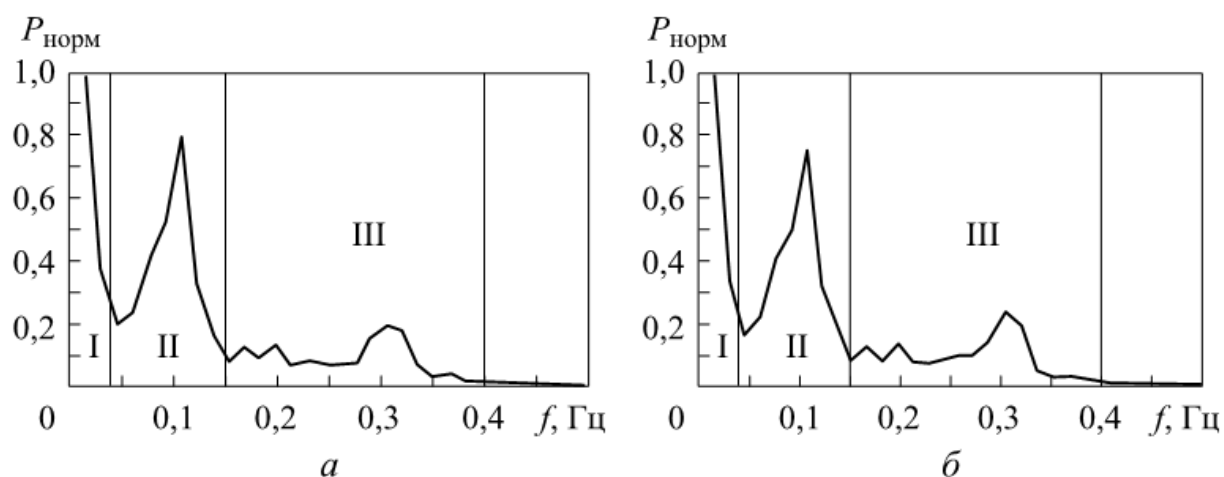


Рис. 4.84. Сравнительные спектрограммы электрокардиографа (а) и СШП-измерителя пульса (б)

Таблица 4.1

Сравнительные стандартные параметры электрокардиографа и СШП-измерителя пульса

Параметр	Электрокардиограф	СШП-измеритель пульса
NRR	360	360
HR	71,77	71,78
RR duration	836,04	835,89
VLF power	24,83	24,66
LF power	48,05	46,80
HF power	27,13	28,54
LF/HF	1,77	1,64
SDNN	37,05	38,05
pNN50	33	36

Анализ работы и проведенные испытания СШП-измерителя пульса позволяют сделать выводы, приводимые ниже.

1. СШП-измеритель пульса обеспечивает надежное и качественное измерение ВСР. При этом он обладает следующими преимуществами:

- измерения с помощью СШП-измерителя пульса выполняются проще и быстрее, чем измерения с помощью прибора, использующего регистрацию ЭКГ, так как СШП-измеритель пульса требует наложения всего одного датчика вместо 12 электродов ЭКГ. Это сокращает время подготовки к исследованию и упрощает проведение исследования;

- датчик СШП-измерителя пульса не требует снятия одежды и наложения эластического пояса, затрудняющего дыхание. Это

ускоряет проведение измерений, особенно при массовых обследованиях;

- использование СШП-измерителя пульса не требует применения специальных электропроводных гелей, необходимых для качественного выполнения ЭКГ.

2. СШП-измеритель пульса обеспечивает надежное и качественное определение СПВ в сегменте артерий мышечного типа. При этом имеются следующие преимущества:

- с помощью двух датчиков одновременно регистрируются пульсовые волны на сонной и лучевой или бедренной артериях, что позволяет проводить измерения без использования электрокардиографа. Это дает возможность выполнять исследование более просто, удобно и быстро;

- алгоритм маркировки базальной точки пульсовой волны методом второй производной обеспечивает надежную идентификацию начала пульсовой волны и позволяет с высокой точностью определять временной сдвиг, что гарантирует необходимую точность измерения СПВ без применения электрокардиографических методик.

3. СШП-измеритель пульса оценивает ВСР и СПВ в ходе одного и того же сеанса исследования после однократного наложения датчиков. Это позволяет одновременно комплексно оценить ряд показателей, характеризующих состояние сердечно-сосудистой системы, и, таким образом, существенно сокращает время обследования пациента.

4. Результаты верификационного эксперимента показывают, что СШП-измеритель пульса обеспечивает точность измерений на уровне стандартных медицинских приборов, предназначенных для проведения исследований по измерению СПВ и ВСР.

4.4. Сверхширокополосный радар для дистанционной регистрации физиологических показателей и общих двигательных реакций человека

Одним из наиболее эффективных методов оценки и диагностики психофизиологического состояния человека является метод анализа его функциональных состояний по сердечному ритму (кардиоинтервалометрия) и по ритму дыхания.

Информация об изменении процессов адаптации организма к окружающей обстановке содержится в ритме сердца и в ритме дыхания в скрытом для непосредственного восприятия виде и может быть выявлена с помощью методов математического анализа. Поэтому для реализации этих методов разработаны алго-

ритмы автоматической диагностики функционального состояния человека и создано программное обеспечение диагностических ЭВМ.

Получение исходной информации для указанной диагностики (ритм сердца, ритм дыхания) в настоящее время доступно в основном с помощью контактных методов (электрокардиография, фонокардиография, реография, спирометрия, электроэнцефалография и др.), что в ряде случаев создает большие, а иногда непреодолимые трудности для осуществления мониторинга.

Бесконтактная дистанционная регистрация физиологических параметров является крайне необходимой при мониторинге больных в ожоговых центрах, когда подключение контактных датчиков невозможно, при мониторинге больных в реанимационных палатах из-за неудобства при движении или перемещении больных.

Указанная исходная информация для мониторинга психофизиологического состояния человека может быть получена с помощью СШП-радара, способного дистанционно и бесконтактно регистрировать физиологические показатели человека на расстоянии до 8 м.

Рассмотрим систему дистанционной регистрации физиологических показателей человека, в которую кроме указанного радара, который является датчиком основных физиологических параметров человека — ритма сердца и ритма дыхания, входит система обработки информации, выполняющая анализ полученных данных и определение ФС человека.

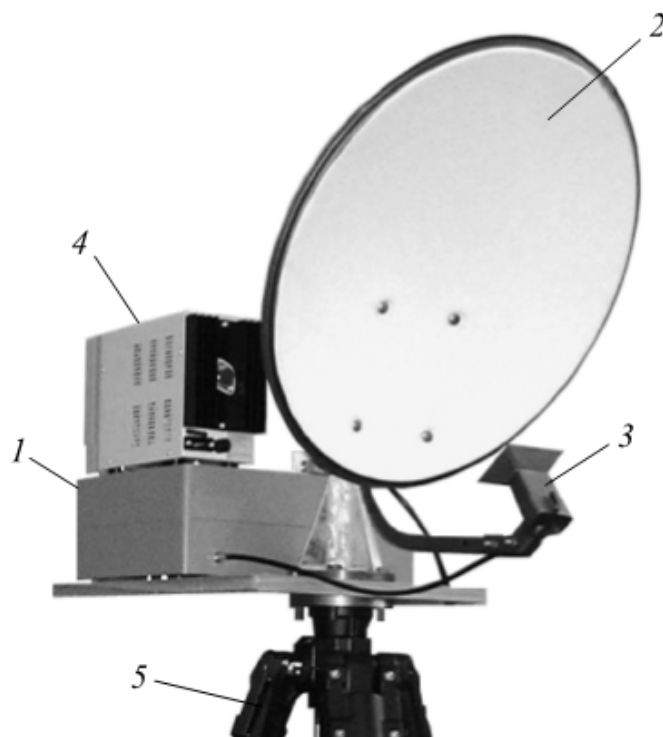


Рис. 4.85. СШП-радиолокатор

СШП-радиолокатор (рис. 4.85) состоит из электронного блока 1, антенны (зеркала антенны 2 и облучателя 3), источника питания 4, несущей конструкции на базе треножного штатива 5, карты аналого-цифрового ввода-вывода сигнала и персонального компьютера. Отличительной особенностью радиолокатора является возможность регистрации малых по амплитуде (до 0,1 мм) возвратно-поступательных движений грудной клетки человека на расстоянии до 8 м. Этому, прежде всего, способствуют использование антенны с узкой диаграммой направленности и высокая чувствительность фазового детектора приемника.

Радиолокатор имеет следующие технические характеристики:

Дальность действия, м	0,6...8
Диапазон частот спектра сигнала зондирования, ГГц:	
по уровню 3 дБ	6,2...6,6
по уровню 10 дБ	5,75...7,35
Импульсная мощность сигнала зондирования, мВт . .	9
Средняя мощность импульсной последовательности, мВт	0,05
Частота повторения импульсов зондирования, МГц . .	2
Ширина диаграммы направленности антенны, град . .	8
Потребляемая мощность, Вт	1
Диапазон частот измеряемых ритма сердца и ритма дыхания, Гц	0,05...5 (3...300 уд/мин)

Следует отметить, что в указанном выше диапазоне частот спектра сигнала зондирования электромагнитная энергия практически не проникает в тело человека и радар регистрирует только сигнал, отраженный от грудной клетки.

В качестве зондирующего сигнала использован короткий радиоимпульс (рис. 4.86), что дает возможность построить систему обработки на базе высокочувствительного фазового детектора. Малая длительность сигнала позволяет стробированием приемника обеспечить защиту от пассивных помех и переотражений и, следовательно, производить измерения в помещениях с большим количеством неподвижных предметов и движущихся объектов.

Функциональная схема радара представлена на рис. 4.87.

Генератор в каждом из периодов зондирования формирует пару коротких СШП-импульсов, подобных импульсу, показанному на рис. 4.86. Первый импульс, пройдя через сверхвысокочастотный (СВЧ) переключатель, СВЧ-усилитель и антенный СВЧ-переключатель, попадает в антенну и излучается в пространство. После этого СВЧ-переключатель меняет свое состояние, направ-

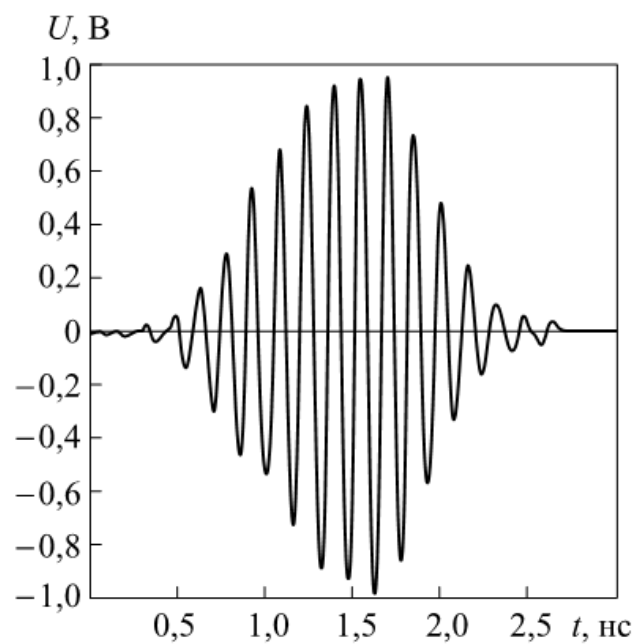


Рис. 4.86. Сигнал зондирования

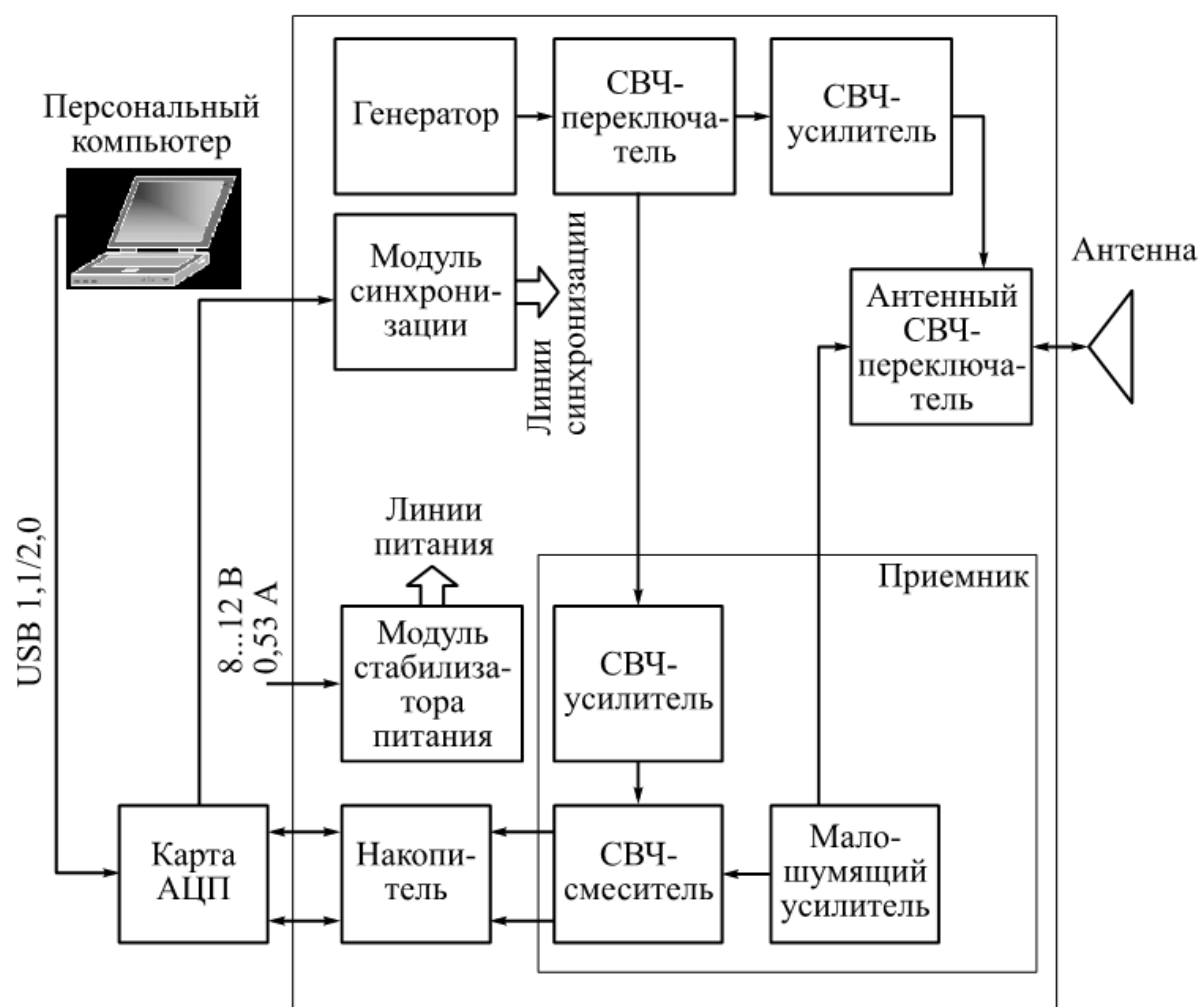


Рис. 4.87. Функциональная схема радиолокатора

для второй импульс генератора в опорный канал приемника. А антенный СВЧ-переключатель подключает антенну ко входу приемника. Отраженный от объекта импульс обрабатывается в приемнике совместно с опорным сигналом в СВЧ-смесителе, имеющем два квадратурных канала. Обработанные в СВЧ-смесителе отраженные импульсы поступают в накопитель, где для каждого из квадратурных каналов происходит выделение и усиление сигнала в заданном диапазоне частот сердцебиения и дыхания. Результат накопления оцифровывается с помощью карты АЦП и передается в систему обработки на базе персонального компьютера.

Все модули электронного блока выполнены в отдельных экранированных корпусах (рис. 4.88), что упрощает их настройку, согласование, а также минимизирует взаимное влияние и внешние паразитные наводки.

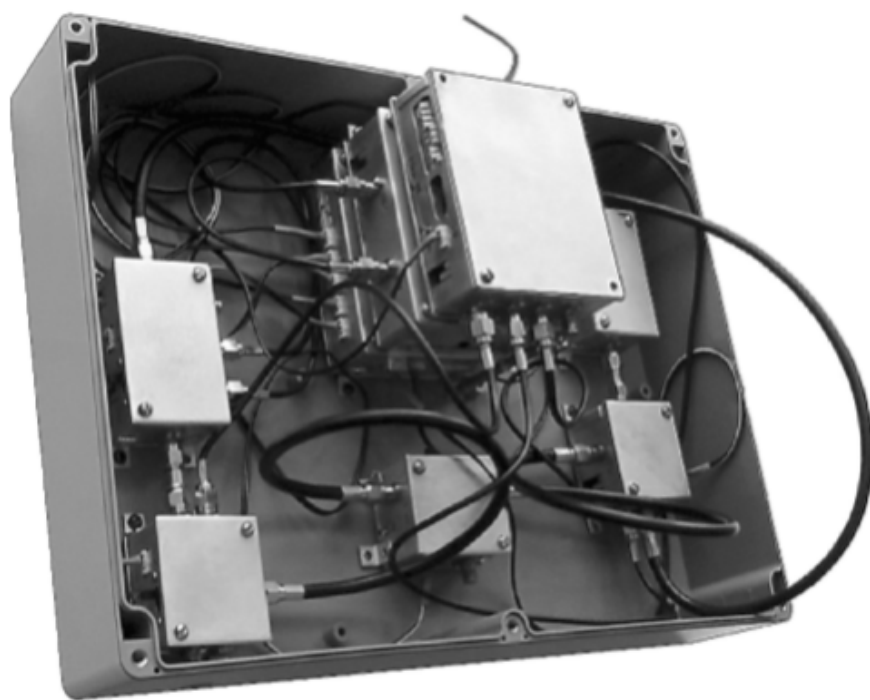


Рис. 4.88. Электронный блок радиолокатора

Дальность измерения определяется задержкой второго импульса генератора относительно первого. Управление этой задержкой осуществляется оператором с помощью команд, выдаваемых в блок синхронизации с персонального компьютера через карту АЦП. Таким образом, меняется положение сектора измерения (рис. 4.89), который определяется направленными свойствами антенны и разрешающей способностью зондирующего импульса, в данном случае составляющей около 30 см. Малый сектор измерения позволяет практически исключить регистрацию движений объектов, на-

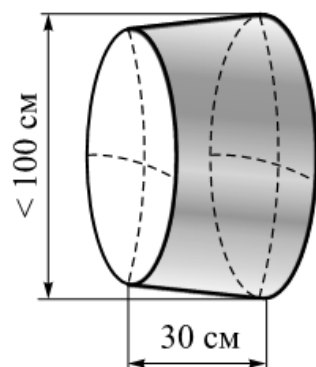


Рис. 4.89. Сектор измерения

ходящихся вне текущего положения сектора. В этом состоит основное преимущество короткоимпульсных СШП-систем перед системами, использующими непрерывные сигналы или импульсные узкополосные сигналы.

Необходимость использования квадратурных каналов обусловлена малой амплитудой возвратно-поступательных движений грудной клетки человека. При этом исключается вероятность попадания отраженного сигнала в область малой фазовой чувствительности СВЧ-смесителя (фазового детектора). Однако использование квадратурных каналов требует применения достаточно объемной математической обработки сигналов для восстановления формы истинного движения наблюдаемого объекта. На рис. 4.90 приведен фрагмент сигнала после восстановления формы движения грудной клетки при измерении ритма сердца и ритма дыхания человека.

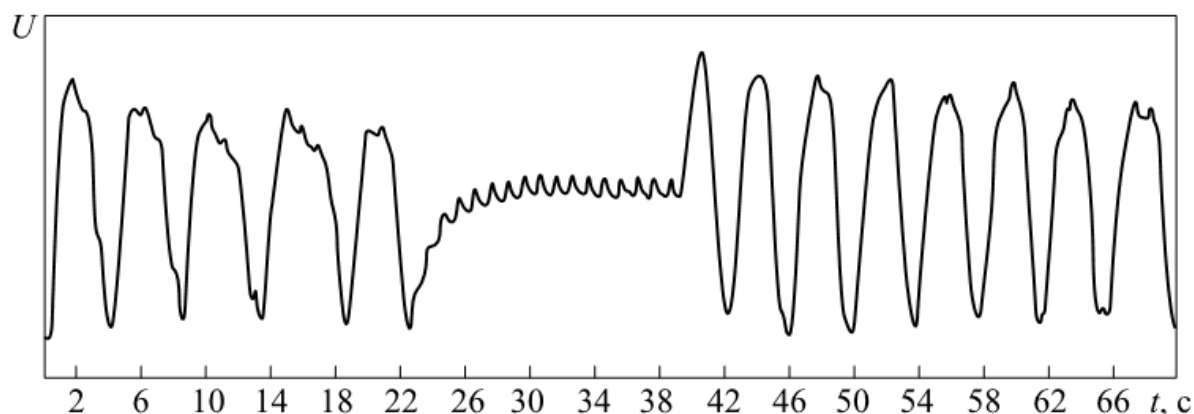


Рис. 4.90. Сигнал, описывающий движение грудной клетки человека

Большие колебания соответствуют движению грудной клетки. С 22-й по 38-ю секунды измерения человек задержал дыхание, и на этом интервале остался только сигнал, вызванный движением сердца.

Система обработки информации выполняет следующие функции.

1. Проводит обработку и анализ сигнала, содержащего информацию о ритме сердца, ритме дыхания и двигательной активности человека. Выделяет и отдельно отображает информацию о ЧСС и частоте дыхания в текущем времени (рис. 4.91). При необходимости отображает сигнал контрольного электрокардиографа в дополнительном окне программы.

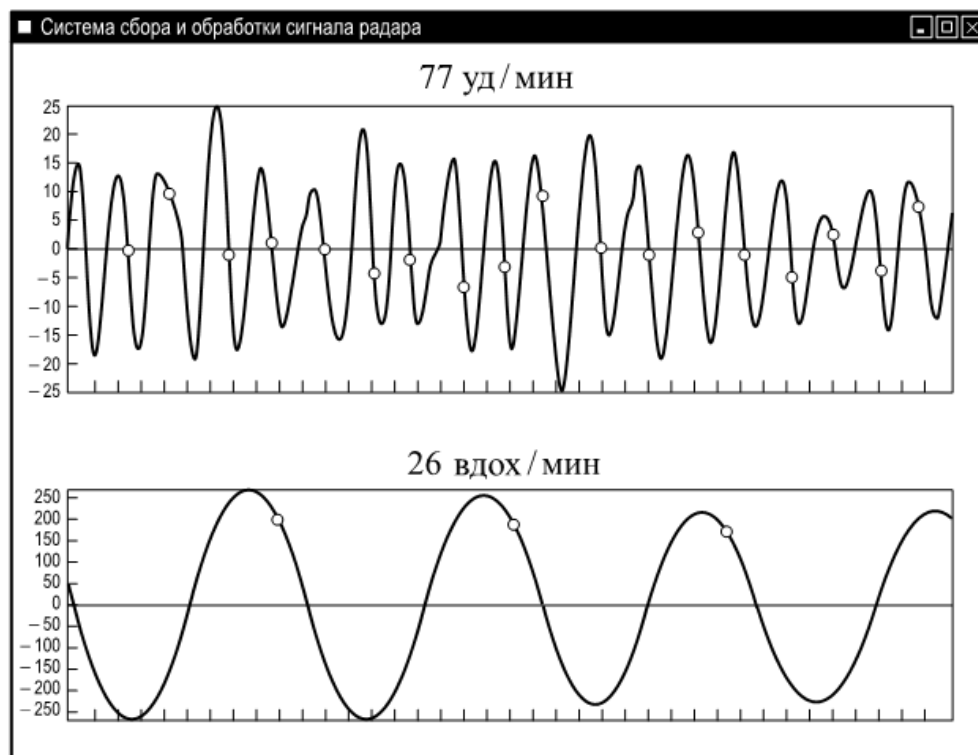


Рис. 4.91. Кривые, отображающие движение, вызванное сердцем (вверху) и дыханием (внизу)

2. Проводит анализ сигнала радара в режиме стоп-кадра с ручным выбором анализируемого временного интервала, а также автоматически подает сигнал тревоги при превышении регистрируемыми параметрами предельных значений. Выполняет построение гистограмм выбранных характеристик регистрируемого сигнала (рис. 4.92). На кривой сердцебиения, показанной на этом рисунке, пунктиром выделены фрагменты, «забракованные» программой как недостоверные. Эти фрагменты отразили двигательную активность человека, что привело к высокому уровню помех и, как следствие, к ошибкам измерения. Кружками показаны отсчеты сердечного ритма.

3. Получает количественную оценку реакции организма на изменение внешней обстановки в условных единицах (баллах) показателя активности регуляторных систем (ПАРС) по 10-балльной шкале оценок **ФС**, апробированной при исследовании разных контингентов людей: космонавтов, спортсменов, пациентов с различными заболеваниями, здоровых людей разного возраста и пола. По этим оценкам выделяются пять основных групп состояний:

- *норма* — состояние полной или достаточной уравновешенности организма и внешней среды. Достаточные функциональные (адаптационные) возможности (резервы). Высокая (удовлетворительная) приспособляемость организма к текущим услови-

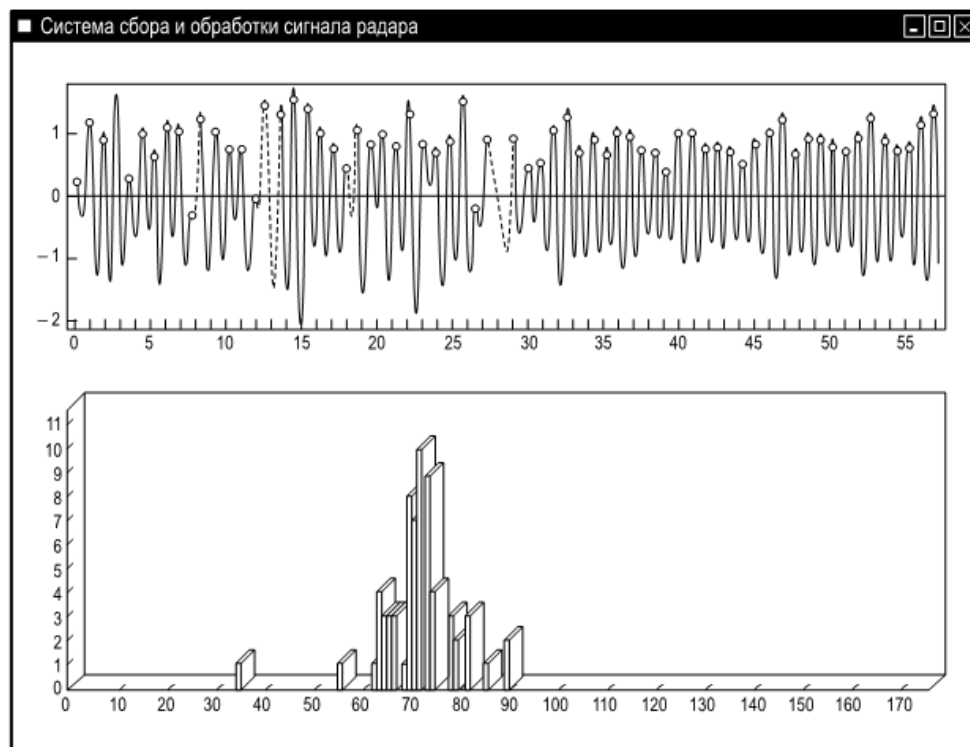


Рис. 4.92. Построение гистограммы кардиоинтервалов (снизу) анализируемой кривой сердцебиения (сверху)

ям достигается при минимальном напряжении регуляторных систем. ПАРС = 0; 1;

- *умеренное функциональное напряжение* — состояние, при котором функции организма реализуются более высоким, чем в норме, напряжением регуляторных систем. Возникает к концу рабочего дня или как результат высокой активности человека. Постоянное пребывание в этом состоянии указывает на то, что регуляторные механизмы работают с более высокой нагрузкой, чем это должно быть в норме. ПАРС = 2; 3; 4;

- *выраженное функциональное напряжение* — состояние, которое характеризуется снижением функциональных резервов. Для здорового человека — состояние во время работы (физической или умственной). Характерно для лиц со снижением функциональных возможностей системы кровообращения, с неудовлетворительной адаптацией организма к условиям окружающей среды. Наличие этого состояния в покое является признаком неадекватного ответа организма на воздействие факторов окружающей среды. Состояние постоянного стресса ведет к ускоренному расходованию жизненных ресурсов и развитию заболеваний. ПАРС = 5; 6;

- *резко выраженное функциональное напряжение* — состояние неудовлетворительной адаптации с резким снижением функциональных возможностей организма. Характеризуется наличием

симптомов заболеваний. У здоровых людей может кратковременно возникать в моменты выполнения больших нагрузок (например, у спортсменов) или ответственных заданий (космонавты, летчики). У пациентов с различными заболеваниями это состояние указывает на недостаточность функциональных резервов, на истощение жизненных сил и требует серьезного отношения. ПАРС = 7; 8;

- *астенизация (истощение) регуляторных систем* — срыв адаптационных процессов, истощение регуляторных систем, неспособность организма поддерживать равновесие с окружающей средой. Обострение патологического состояния требует немедленного применения средств коррекции состояния в клинических условиях. ПАРС = 9, 10.

Созданный СШП-радиолокатор позволяет выполнять дистанционные бесконтактные измерения респираторной, сердечной и двигательной активности человека на относительно большом расстоянии. При этом средняя мощность сигнала не превышает 50 мкВт. Короткие СШП-импульсы позволяют создать малый по объему сектор измерения радиолокатора и практически исключить влияние движения других объектов вне этого сектора.

Главной особенностью таких систем, предъявляющих особые требования к условиям измерения, является высокая чувствительность к движениям наблюдаемого объекта, что затрудняет измерение дыхания и сердцебиения человека в моменты его двигательной активности.

При необходимости измерения физиологических параметров человека через материалы с большим поглощением электромагнитных волн (кирпичные, бетонные и железобетонные конструкции), например при поиске людей под завалами, необходимо использовать зондирующие сигналы со спектром, расположенным в области более низких частот. Расчеты показывают возможность выполнения таких измерений при использовании зондирующего сигнала в диапазоне 2...2,5 ГГц.

4.5. Использование СШП РЛС для обнаружения людей в лесном массиве

В настоящем разделе представлены результаты экспериментальных радиолокационных измерений по обнаружению людей в лесном массиве. Для проведения измерений использовалась СШП РЛС, имеющая центральную частоту спектра сигнала около 1 250 МГц и разрешающую способность по дальности 0,4 м. Эта РЛС разрабатывалась для решения других задач и не оптимизи-

рована для обнаружения людей в лесу. Однако полученные результаты позволяют оценить возможности обнаружения людей в лесном массиве и определения их координат с помощью СШП РЛС и с этой точки зрения представляют несомненный интерес.

4.5.1. Описание использованной в эксперименте СШП РЛС

Функциональная схема СШП РЛС приведена на рис. 4.93.

РЛС выполнена по схеме радиолокационного доплеровского измерителя с отдельными передающей и приемной антеннами. В состав РЛС входят: антенна приемная, антенна передающая, плата передатчика, плата приемника, плата обработки сигнала, портативный компьютер, система питания.

Передающая и приемная антенны конструктивно одинаковы и имеют аналогичные технические характеристики: ширину луча $30 \times 30^\circ$, коэффициент направленного действия, равный 144 (рис. 4.94).

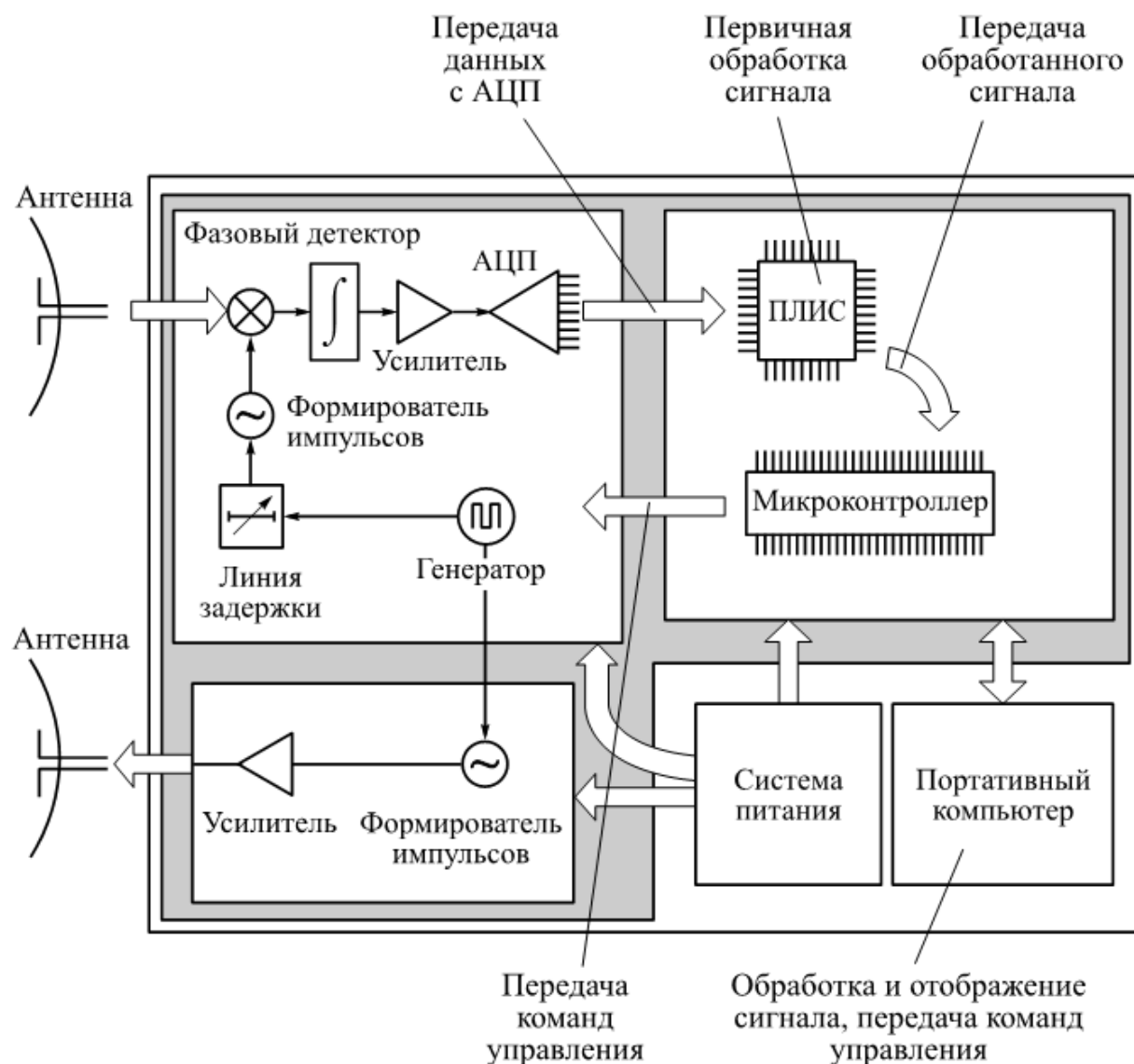


Рис. 4.93. Функциональная схема РЛС

Аппаратная часть РЛС представлена на рис. 4.95. Обработка сигнала в приемнике осуществляется методом фазового детектирования с последующим усилением и оцифровкой результата с помощью АЦП. Излучаемый сигнал и опорный сигнал для фазового детектора создаются одинаковыми формирователями импульсов. Опорный сигнал задерживается в линии задержки относительно излучаемого сигнала. Задержка обеспечивает работу РЛС в заданном строке дальности. Работа всей схемы синхронизируется с помощью высокостабильного кварцевого генератора.

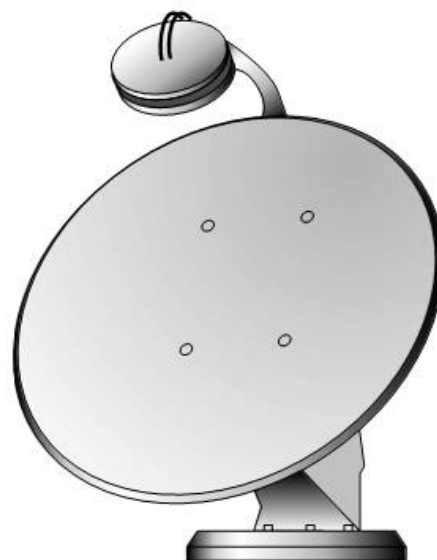


Рис. 4.94. Приемная (передающая) антенна

Данные из АЦП приемника поступают в программируемую логическую интегральную схему (ПЛИС), расположенную на плате обработки сигнала и управления, где происходит первичная цифровая обработка сигнала по алгоритму скользящего среднего с прореживанием результата накопления. Параметры обработки — длительность усреднения и коэффициент прореживания — устанавливаются с помощью команд управления перед началом

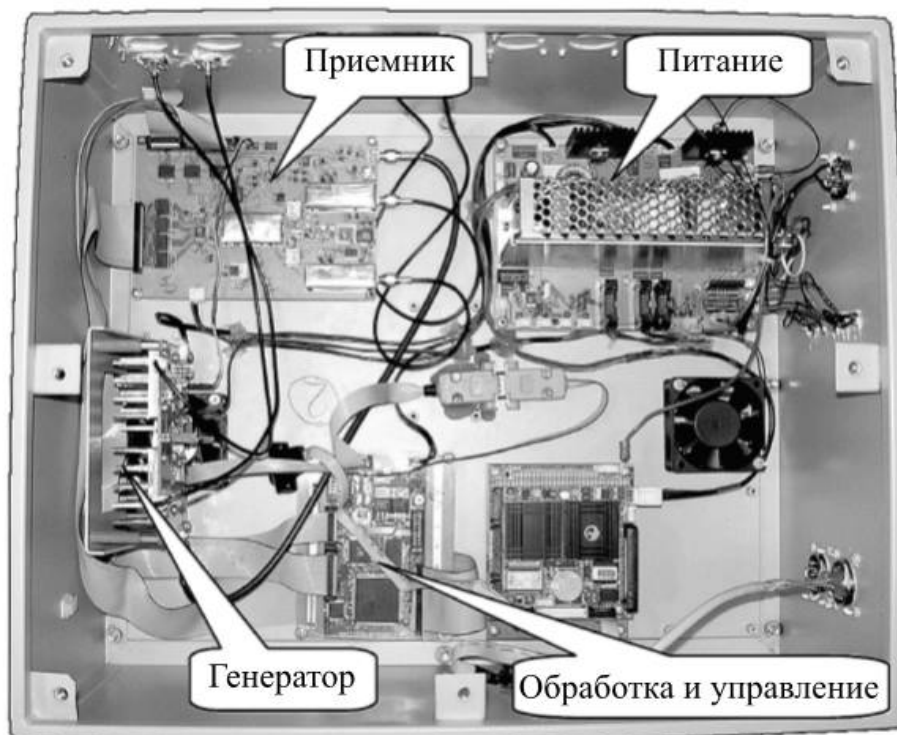


Рис. 4.95. Аппаратная часть РЛС

измерения. Обработанный сигнал из ПЛИС через микроконтроллер передается в портативный компьютер для дальнейшей обработки. Микроконтроллер помимо передачи сигнала из ПЛИС осуществляет управление элементами платы приемника и передатчика (линиями задержки, усилителями, счетчиками, аттенюаторами) как самостоятельно, осуществляя алгоритмы автоматической регулировки усиления или начальной инициализации, так и по командам, поступающим из портативного компьютера.

Генератор по синхроимпульсам приемника формирует сигнал зондирования, который излучается передающей антенной.

Система питания формирует набор питающих напряжений постоянного тока для электропитания всех компонентов РЛС.

РЛС излучает зондирующий сигнал в виде короткого радиоимпульса с гауссовой огибающей и частотой заполнения 1 250 МГц. Осциллограмма импульса изображена на рис. 4.96. Как видно на рисунке, импульс имеет длительность по уровню 0,1 порядка 5 нс. С учетом коэффициента формы гауссова импульса (0,55 при соотношении длительности импульса по уровню 0,1 и по уровню 0,5) разрешающая способность по дальности такого импуль-

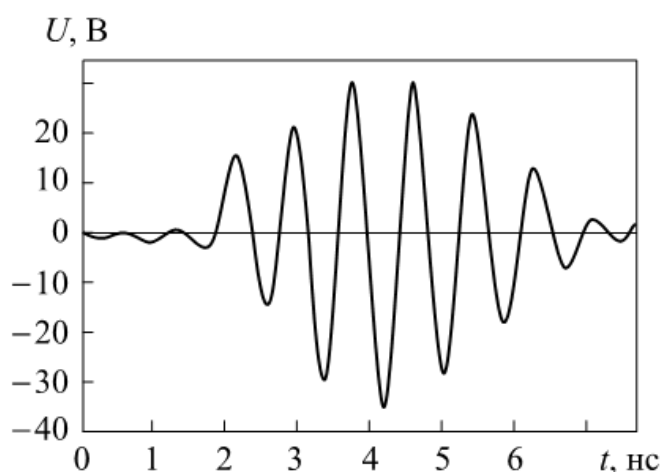


Рис. 4.96. Излучаемый импульс

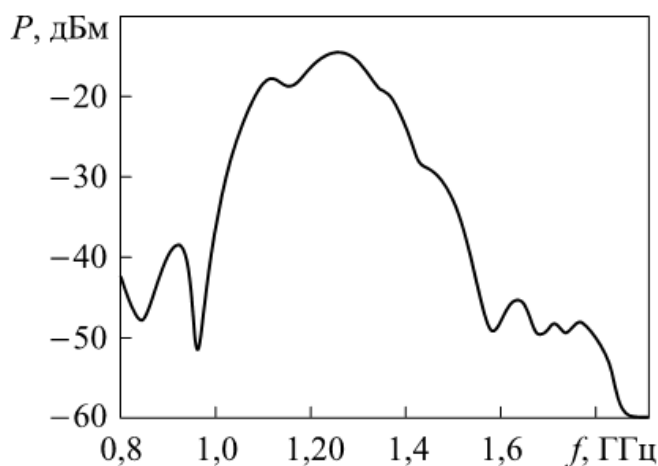


Рис. 4.97. Спектр излучаемого импульса

са зондирования составляет порядка 0,4 м. Спектр мощности импульса зондирования представлен на рис. 4.97.

Ниже приведены технические характеристики РЛС:

Пиковая мощность, Вт	10
Средняя мощность (при частоте повторения 400 кГц), мВт	8,4
Полоса частот сигнала, ГГц:	
по уровню 3 дБ	1,17...1,32
по уровню 10 дБ	1,05...1,41
Чувствительность приемника, мкВ	5
Динамический диапазон приемника, дБ	72
Максимальный уровень входного сигнала, дБм	+17
Минимальная дальность измерения, м	20
Максимальная дальность измерения (при площади объекта 0,5 м ² , скорости объекта 6 м/с, отношении сигнал/шум 20 дБ), м	470
Ширина диаграммы направленности антенн по уровню половинной мощности в каждой из плоскостей, град	30
Максимальное количество накапливаемых импульсов	60 000
Максимальная частота повторения импульсов зондирования, МГц	2
Шаг изменения периода зондирования, нс	51
Шаг установки строга дальности, см	3,75
Разрешающая способность по дальности, м	0,41
Питающее напряжение, В	~220
Частота питающего тока, Гц	50
Потребляемая мощность в режиме измерения, Вт	52
Потребляемая мощность в режиме ожидания, Вт	26

4.5.2. Схема, методика и результаты эксперимента

Эксперимент проводился на краю лиственного лесного массива (рис. 4.98). Минимальное расстояние от РЛС до леса составляло 50 м. Высота подъема передающей и приемной антенн — 4,5 м. На открытом пространстве перед лесным массивом располагались различные местные предметы: стройматериалы и строительные конструкции. Две зоны контроля, предназначенные для обнаружения людей, находились в лесном массиве (рис. 4.99). Одна зона располагалась на расстоянии 75 м от РЛС и в 25 м от опушки в глубине леса, другая — на расстоянии 100 м от РЛС и в 50 м от опушки в глубине леса. Протяженность зон контроля по дальности определялась разрешающей способностью РЛС и составила 0,41 м.



Рис. 4.98. Место проведения эксперимента

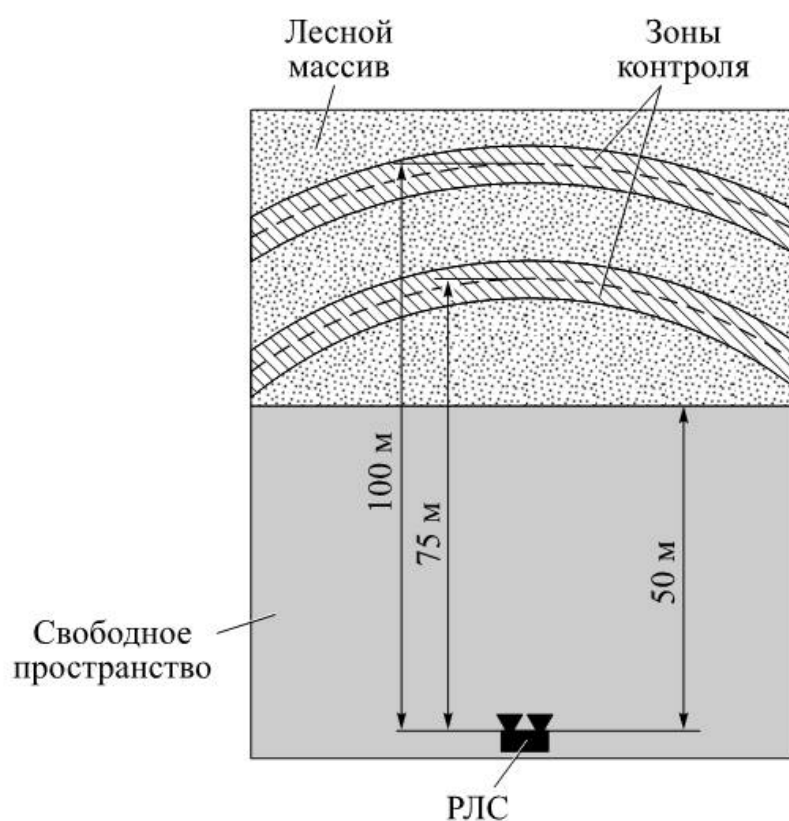


Рис. 4.99. Зоны контроля РЛС

Эксперименты проводились в условиях интенсивных осадков и сильного порывистого ветра. Это определяло помеховый фон, который формировался отражениями от движущихся стволов деревьев (преимущественно периодический характер), а также от-

ражениями от листвы и кустарников (преимущественно шумовой характер). Спектры, формируемые помеховым фоном и движениями человека, в значительной степени перекрывались. Поскольку в составе принимаемого сигнала имелось много интенсивных высокочастотных помеховых составляющих, в приемнике РЛС была выполнена первичная обработка принятых сигналов, заключающаяся в полосовой фильтрации этих составляющих.

Для определения возможности обнаружения людей в лесном массиве были выбраны два человека разной комплекции. Измерения проводились при пересечении этими людьми зоны контроля по шести схемам. Схемы проведения эксперимента и полученные результаты представлены ниже.

Схема 1. Два человека движутся в одном направлении с интервалом ~ 4 м и пересекают зону контроля, расположенную на расстоянии 75 м от РЛС. Результаты представлены на рис. 4.100.

Схема 2. Два человека бегут в одном направлении и пересекают зону контроля, расположенную на расстоянии 75 м от РЛС. Результаты представлены на рис. 4.101.

Схема 3. Два человека движутся в одном направлении с интервалом ~ 1 м и пересекают зону контроля, расположенную на расстоянии 75 м от РЛС. Результаты представлены на рис. 4.102.

Схема 4. Один человек пересекает зону контроля, расположенную на расстоянии 100 м от РЛС. Результаты представлены на рис. 4.103.

Схема 5. Один человек пересекает зону контроля, расположенную на расстоянии 100 м от РЛС, в прямом, а затем в обратном направлении. Результаты представлены на рис. 4.104.

Схема 6. Один человек пересекает зону контроля, расположенную на расстоянии 100 м от РЛС, располагаясь на расстоянии 2 м от затеняющего его дерева диаметром ~ 60 см. Результаты представлены на рис. 4.105.

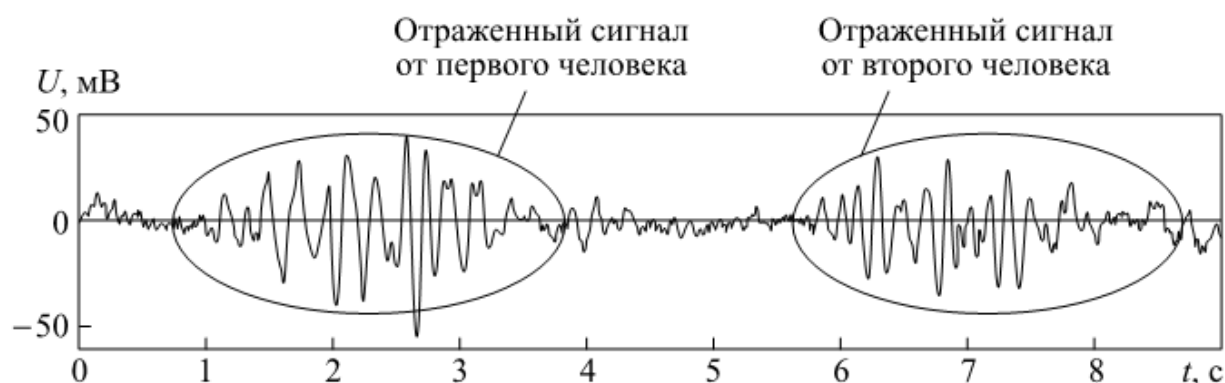


Рис. 4.100. Принятый сигнал (схема 1)

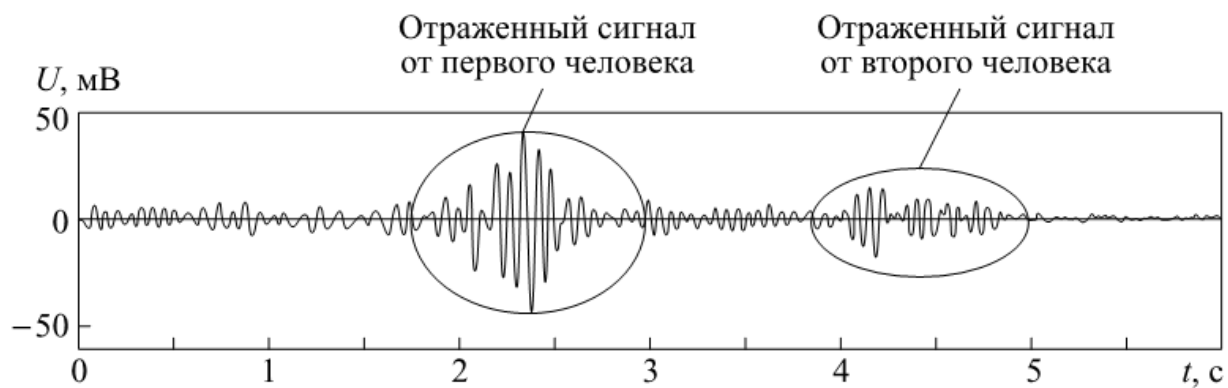


Рис. 4.101. Принятый сигнал (схема 2)

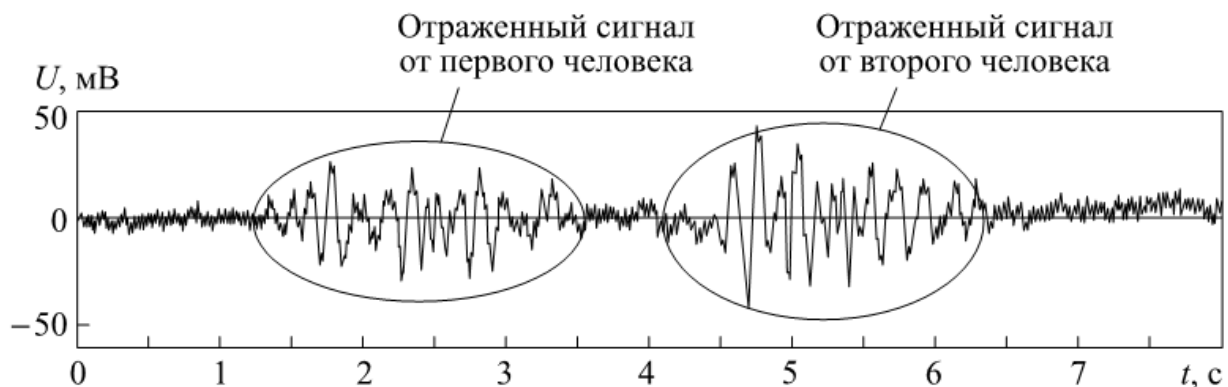


Рис. 4.102. Принятый сигнал (схема 3)

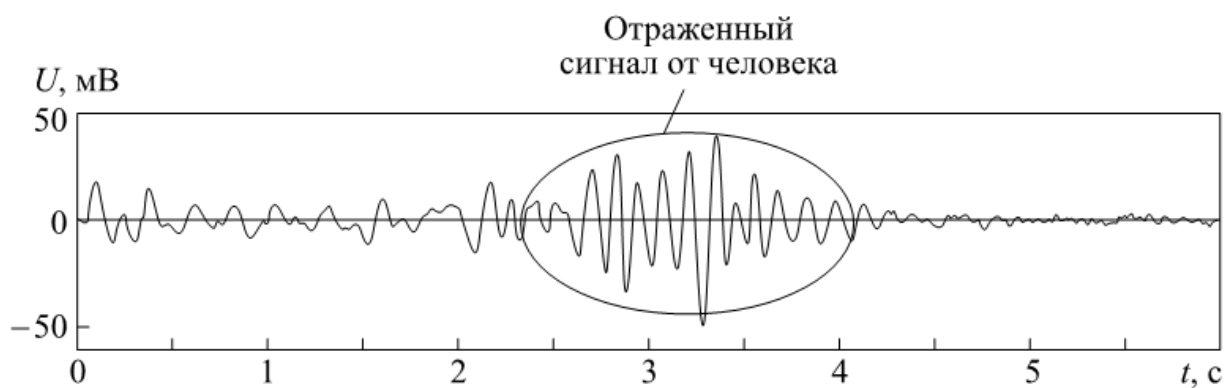


Рис. 4.103. Принятый сигнал (схема 4)

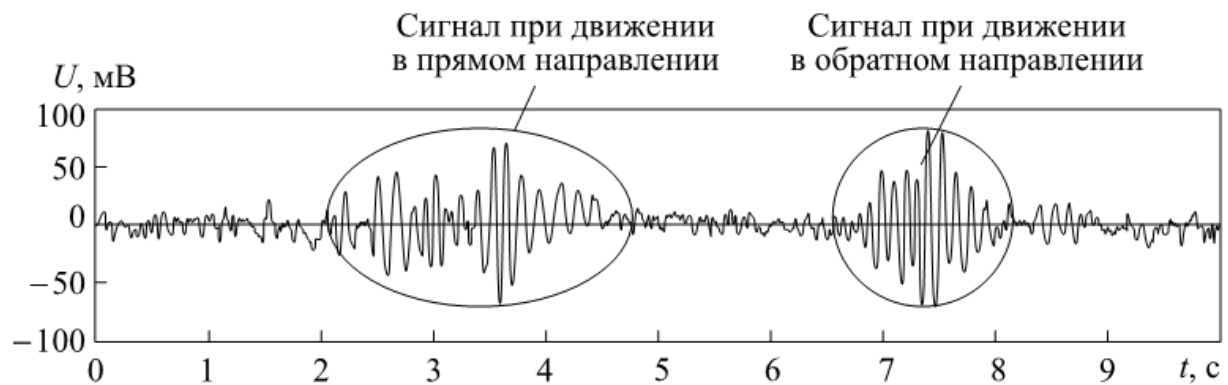


Рис. 4.104. Принятый сигнал (схема 5)

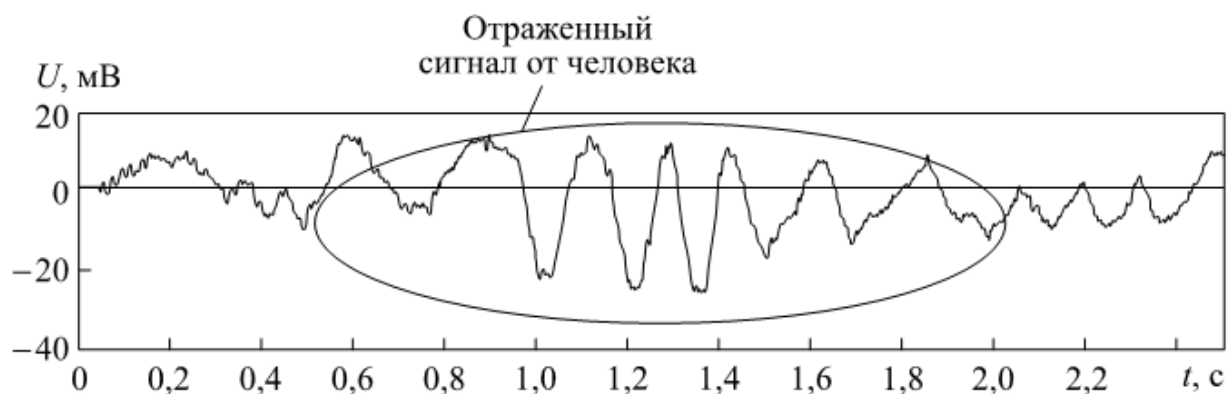


Рис. 4.105. Принятый сигнал (схема 6)

Полученные результаты показывают (см. рис. 4.100–4.105), что доплеровская СШП РЛС позволяет обнаружить в лесном массиве как одного человека, так и группу людей. При этом имеется возможность различить каждого человека в группе и вести наблюдение за любым из них, определяя местоположение и скорость перемещения. Наблюдение возможно как за быстро движущимися людьми (схема 2), так и за медленно перемещающимися (схемы 1, 3–5).

Результат, полученный по схеме 6, показывает возможность обнаружениядвигающихся людей, находящихся позади крупных естественных преград, таких как деревья. В данном случае относительно низкое отношение сигнал/шум объясняется тем, что используемая РЛС не адаптирована к рассматриваемой задаче. К тому же человек располагался позади преграды, создающей для электромагнитных волн большое затухание. При адаптации РЛС к рассматриваемой задаче результат может быть улучшен.

4.6. Антенны для излучения и приема сверхширокополосных сигналов в биорадиолокации

Потенциальные возможности биорадаров в большой степени определяются характеристиками антенн. Использование в биорадарах СШП-сигналов приводит к необходимости применения антенн с полосой частот от сотен мегагерц до единиц гигагерц.

Традиционные многочастотные и широкополосные антенны, например спиральные, логопериодические или плоские биконические антенны, для использования сверхширокополосных короткоимпульсных сигналов малоэффективны, так как отсутствие единого фазового центра для различных частотных составляющих приводит к значительным искажениям формы зондирующих сигналов (рис. 4.106).

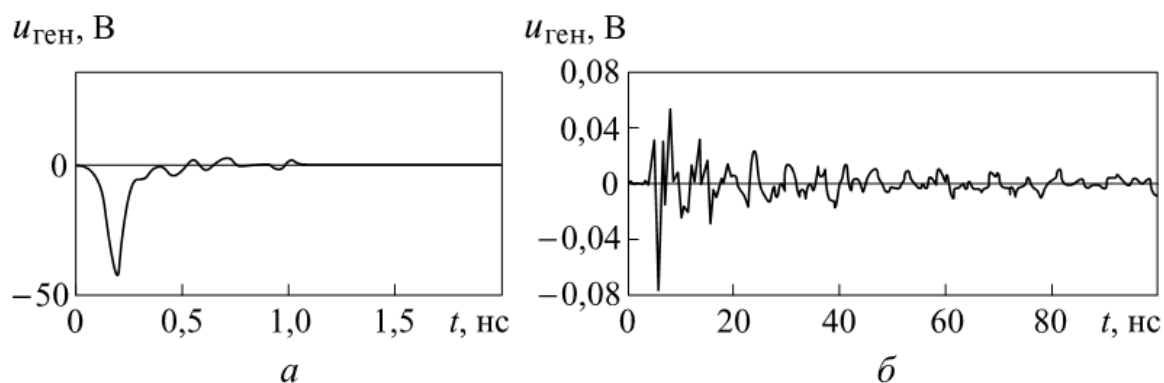


Рис. 4.106. Напряжение на входе передающей антенны (а) и на выходе приемной антенны (б)

Кроме того, исследования показывают [14–17], что при излучении и приеме СШП-сигналов наблюдается несвойственное для узкополосных радаров изменение формы сигналов при изменении угла наблюдения объекта относительно антенны.

Поэтому возникает необходимость разработки методов расчета антенн при излучении и приеме СШП-сигналов и создания эффективных конструкций СШП-антенн для биорадаров.

Анализ существующих СШП-антенн показывает, что большинство эффективных СШП-антенн является развитием линий передачи волн типа ТЕМ, состоящих из двухпроводной цилиндрической линии и ленточного или щелевого волновода (рис. 4.107).

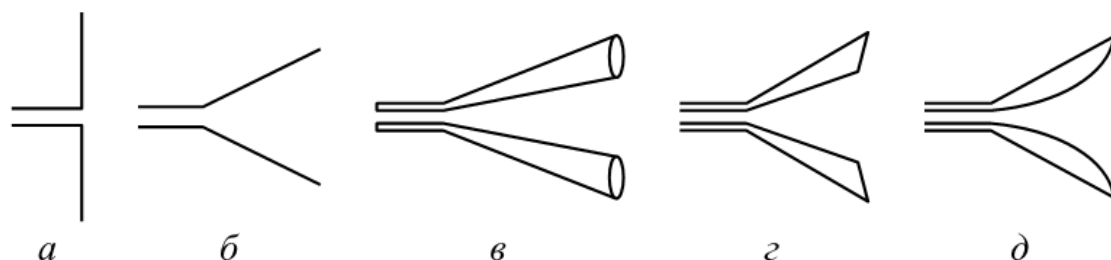


Рис. 4.107. Схемы сверхширокополосных антенн:

а — прямолинейный симметричный вибратор; *б* — симметричный вибратор со сведенными плечами; *в* — биконический вибратор; *г* — ТЕМ-рупор; *д* — щелевая антенна

В пределах эти антенны сводятся к тонкому вибратору со сведенными плечами, который в первом приближении может быть представлен тонким прямолинейным симметричным вибратором, состоящим из суммы элементарных диполей. Таким образом, целесообразно излучение и прием сверхширокополосных сигналов антеннами начать рассматривать с анализа решений для элементарных излучателей.

4.6.1. Элементарные излучатели

Элементарный электрический излучатель с равномерным распределением тока показан на рис. 4.108.

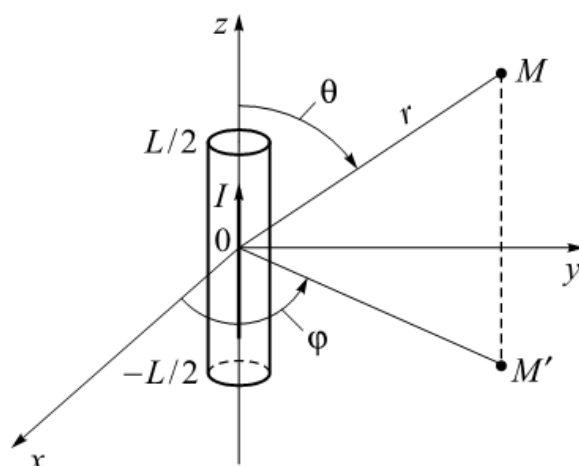


Рис. 4.108. Элементарный электрический излучатель

Выражение для расчета напряженности электрического поля при произвольном законе изменения тока во времени

$$I(t) = I_{\max} f(t) \quad (4.16)$$

имеет вид [18]

$$E_{\theta} = \frac{Z_c I_{\max} L \sin \theta}{4\pi c r} \frac{d}{dt} f\left(t - \frac{r}{c}\right), \quad (4.17)$$

где Z_c — волновое сопротивление свободного пространства.

Выражение (4.17) записано в обобщенной временной форме, поэтому позволяет анализировать электромагнитные процессы с любым законом изменения во времени. При возбуждении излучателя синусоидальным монохроматическим током $I(t) = I_{\max} \sin(\omega t)$ закон изменения поля во времени будет гармоническим:

$$E_{\theta} = \frac{Z_c I_{\max} \omega L \sin \theta}{4\pi c r} \sin\left[\omega\left(t - \frac{r}{c}\right) + \frac{\pi}{2}\right].$$

Если выразить частоту ω через длину волны λ , волновое сопротивление среды как $Z_c = 120\pi$, последнее выражение примет вид

$$E_{\theta} = \frac{60\pi I_{\max} L \sin \theta}{\lambda r} \sin\left[\omega\left(t - \frac{r}{c}\right) + \frac{\pi}{2}\right]. \quad (4.18)$$

Преобразование полученного выражения для комплексной амплитуды напряженности электрического поля с учетом сдвига

по фазе на $\pi/2$ приводит к решению в частотной форме, имеющему только мнимую составляющую [19, 20]

$$\dot{E}_\theta = i \frac{60\pi I_{\max} L \sin \theta}{\lambda r} e^{-ikr},$$

где $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число.

Точно также решения, полученные в работе [21] временным методом для элементарного магнитного излучателя (4.19) и элемента Гюйгенса (4.20), соответствуют решениям (4.21), (4.22) для возбуждающих гармонических токов $I_{\max}^M$ или полей E_0 в частотной форме [20]:

$$E_\varphi = -\frac{I_{\max}^M L \sin \theta}{4\pi cr} \frac{d}{dt} f\left(t - \frac{r}{c}\right); \quad (4.19)$$

$$E_\theta = \frac{E_0 S}{4\pi cr} (1 + \cos \theta) \sin \varphi \frac{d}{dt} f\left(t - \frac{r}{c}\right), \quad (4.20)$$

$$E_\varphi = \frac{E_0 S}{4\pi cr} (1 + \cos \theta) \sin \theta \frac{d}{dt} f\left(t - \frac{r}{c}\right);$$

$$E_\varphi = -i \frac{I_{\max}^M L \sin \theta}{2r\lambda} e^{-ikr}; \quad (4.21)$$

$$E_\theta = i \frac{E_0 S}{2r\lambda} (1 + \cos \theta) \sin \varphi e^{-ikr}, \quad (4.22)$$

$$E_\varphi = i \frac{E_0 S}{2r\lambda} (1 + \cos \theta) \sin \theta e^{-ikr}.$$

Таким образом, решения, полученные для элементарных излучателей временным методом, в частном случае излучения гармонических электромагнитных волн совпадают с решениями, полученными частотным методом. Следовательно, свойства и характеристики элементарных излучателей, рассчитанные временным методом с помощью выражений (4.17), (4.19), (4.20), будут справедливы для сигналов произвольной временной зависимости.

4.6.2. Передающий симметричный вибратор

Для точного расчета поля прямолинейного тонкого бесконечно проводящего симметричного вибратора необходимо рассчитать распределение тока на его поверхности (рис. 4.109). Строгое

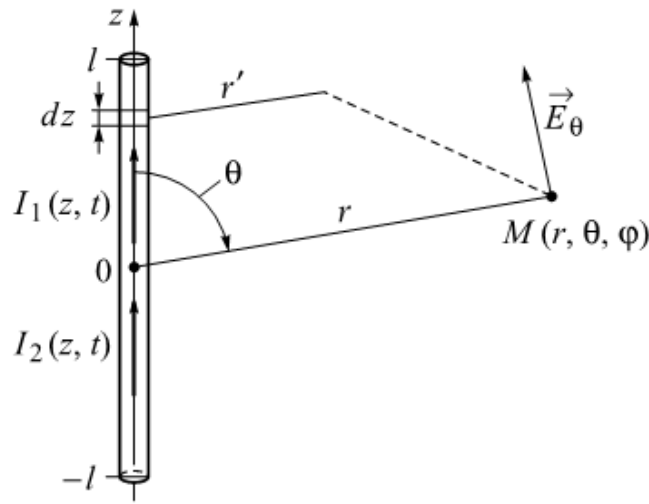


Рис. 4.109. Прямолинейный симметричный вибратор

решение этой задачи связано с определением структуры поля вокруг провода и, в частности, тангенциальной составляющей вектора напряженности магнитного поля у поверхности провода.

При определении поля тонкого вибратора на большом расстоянии приближенно считается, что распределение тока по проводу подчиняется законам распределения тока в длинных линиях [20, 22]. Для гармонических сигналов это распределение описывается синусоидальной функциональной зависимостью [20]:

$$I(z) = I_{\max} \sin[k(l - |z|)], \quad (4.23)$$

где $I_{\max}$ — амплитуда тока в пучности; l — длина плеча вибратора.

Аналогично при тех же допущениях может быть получено во временном виде распределение по проводу тока произвольной формы. В этом случае решение неоднородного волнового уравнения для длинной линии представляется в виде суммы бегущих прямых и отраженных волн тока в первом и втором плечах вибратора (рис. 4.110) [21, 22]:

$$\begin{aligned} I_1(z > 0, t) &= I\left(t - \frac{z}{c}\right) - I\left(t - \frac{2l}{c} + \frac{z}{c}\right); \\ I_2(z < 0, t) &= I\left(t + \frac{z}{c}\right) - I\left(t - \frac{2l}{c} - \frac{z}{c}\right). \end{aligned} \quad (4.24)$$

Эквивалентность частотного и временного методов проверяется путем сравнения распределений тока вдоль вибратора для частного случая гармонического сигнала, полученных с помощью выражений (4.23) и (4.24). На рис. 4.111 показано распределение амплитуды тока для различных соотношений длины вибратора и длины волны, выполненное как частотным, так и временным методами. Во всех случаях распределение тока имеет одинаковую

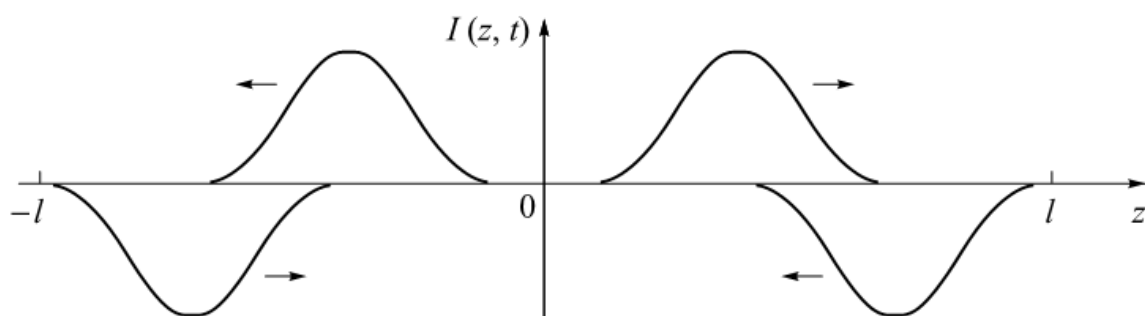


Рис. 4.110. Распределение короткого гауссова импульса вдоль вибратора в различные моменты времени

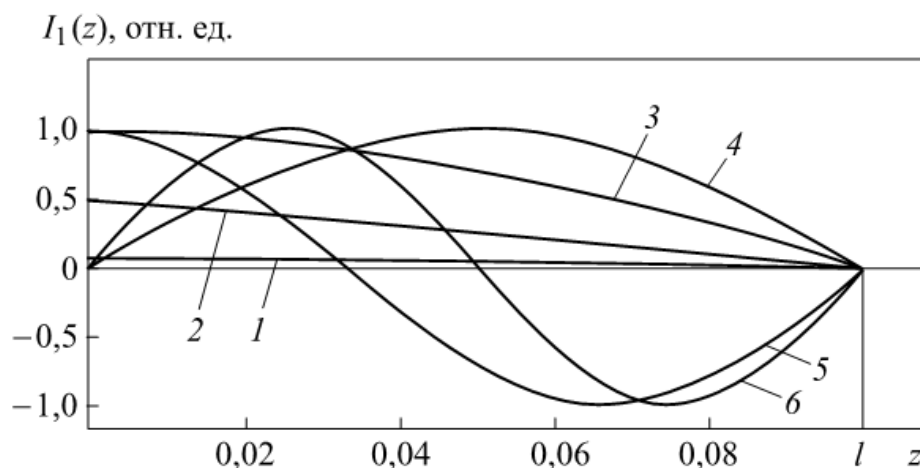


Рис 4.111. Распределение амплитуды гармонического тока в тонком вибраторе, рассчитанное частотным и временным методами (графики совпадают) при $l/\lambda = 0,01$ (1); $l/\lambda = 0,1$ (2); $l/\lambda = 0,25$ (3); $l/\lambda = 0,5$ (4); $l/\lambda = 0,75$ (5) и $l/\lambda = 1$ (6)

зависимость, следовательно, выражение (4.24) с учетом приближенных допущений получено правильно.

Для расчета электромагнитного поля симметричного вибратора представим антенну суммой элементарных электрических диполей, общая напряженность электрического поля которых определяется по формуле

$$dE_{\theta} = \frac{Z_c \sin \theta}{4\pi r'c} \frac{dI(z,t)}{dt} dz.$$

Тогда по принципу суперпозиции, проинтегрировав dE_{θ} по поверхности антенны, получим выражение, описывающее напряженность электрического поля симметричного вибратора:

$$E_{\theta}(M,t) = \frac{Z_c \sin \theta}{4\pi rc} \int_{-l}^l \frac{dI(z,t)}{dt} dz =$$

$$= \frac{Z_c \sin \theta}{4\pi r c} \left[\int_0^l \frac{dI_1(z, t)}{dt} dz + \int_{-l}^0 \frac{dI_2(z, t)}{dt} dz \right]. \quad (4.25)$$

Приведем аналитический расчет выражения (4.25). С учетом времени распространения волн от элементов вибратора до точки наблюдения ток $I_1(z, t)$ рассчитывается по формуле

$$I_1(z, t) = I\left(t - \frac{z}{c} - \frac{r - z \cos \theta}{c}\right) - I\left(t - \frac{2l}{c} + \frac{z}{c} - \frac{r - z \cos \theta}{c}\right). \quad (4.26)$$

Тогда после подстановки выражения (4.26) в первый интеграл формулы (4.25) получаем

$$\begin{aligned} \int_0^l \frac{dI_1(z, t)}{dt} dz &= \frac{c}{\sin^2 \theta} \left[I\left(t - \frac{r}{c}\right) + I\left(t - \frac{r}{c}\right) \cos \theta - \right. \\ &\left. - 2I\left(t - \frac{l}{c} - \frac{r - l \cos \theta}{c}\right) + I\left(t - \frac{2l}{c} - \frac{r}{c}\right) - I\left(t - \frac{2l}{c} - \frac{r}{c}\right) \cos \theta \right]. \quad (4.27) \end{aligned}$$

Аналогично решается второй интеграл выражения (4.25) для тока $I_2(z, t)$:

$$\begin{aligned} \int_{-l}^0 \frac{dI_2(z, t)}{dt} dz &= \frac{c}{\sin^2 \theta} \left[I\left(t - \frac{r}{c}\right) - I\left(t - \frac{r}{c}\right) \cos \theta - \right. \\ &\left. - 2I\left(t - \frac{l}{c} - \frac{r + l \cos \theta}{c}\right) + I\left(t - \frac{2l}{c} - \frac{r}{c}\right) + I\left(t - \frac{2l}{c} - \frac{r}{c}\right) \cos \theta \right]. \quad (4.28) \end{aligned}$$

После подстановки результата сложения выражений (4.27) и (4.28) в формулу (4.25) с учетом сокращений c и $\sin \theta$ получаем аналитическое решение задачи излучения вибратором электромагнитных волн произвольной временной зависимости:

$$\begin{aligned} E_\theta(M, t) &= \frac{Z_c}{2\pi r} \frac{1}{\sin \theta} \left[I\left(t - \frac{r}{c}\right) - I\left(t - \frac{l}{c} - \frac{r - l \cos \theta}{c}\right) - \right. \\ &\left. - I\left(t - \frac{l}{c} - \frac{r + l \cos \theta}{c}\right) + I\left(t - \frac{2l}{c} - \frac{r}{c}\right) \right]. \quad (4.29) \end{aligned}$$

Анализ решения показывает, что электромагнитное поле в дальней зоне возбуждается в моменты изменения электрического тока в антенне, т. е. при появлении тока в вибраторе, при отражении

его от краев вибратора (изменении полярности) и при переходе тока из вибратора обратно в линию передачи. Например, на рис. 4.112 показаны сверхширокополосные электромагнитные сигналы, излучаемые вибратором при возбуждении гауссовым импульсом в направлениях $\theta = \pi/2$ и $\theta = \pi/10$ при соотношении длины вибратора и пространственной протяженности сигнала генератора $2l/(c\tau) = 3$.

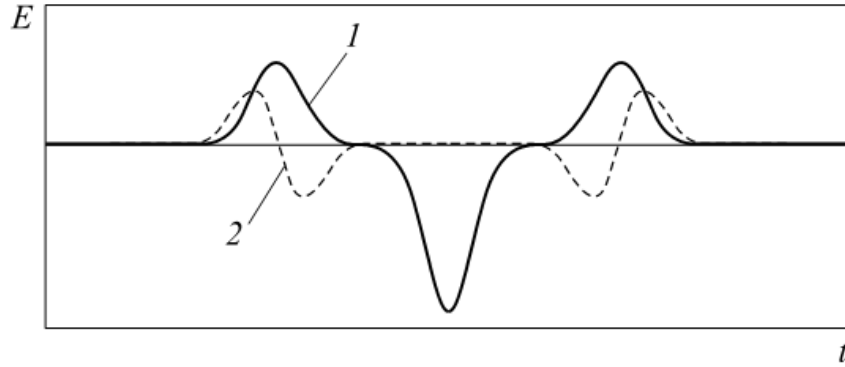


Рис. 4.112. Электромагнитные сигналы, излучаемые вибратором при возбуждении гауссовым импульсом:

$$1 - \theta = \left(t; \frac{\pi}{2}\right); \quad 2 - \theta = \left(t; \frac{\pi}{10}\right)$$

Может показаться, что наличие $\sin \theta$ в знаменателе выражения (4.29) приводит к бесконечному росту амплитуды поля в направлении оси вибратора, что противоречит теории линейных антенн. Но этого не происходит, так как противоположные по знаку и равные по амплитуде первый и второй, а также третий и четвертый импульсы при $\theta \rightarrow 0$ принимают одинаковую временную задержку и взаимно компенсируются:

$$E_{\theta}(M, t)_{\theta \rightarrow 0} = \frac{Z_c}{2\pi r} \left[I\left(t - \frac{r}{c}\right) - I\left(t - \frac{r}{c}\right) - I\left(t - \frac{2l}{c} - \frac{r}{c}\right) + I\left(t - \frac{2l}{c} - \frac{r}{c}\right) \right] = 0. \quad (4.30)$$

Энергетическая (интегральная по времени) диаграмма направленности симметричного вибратора $F_w(\theta)$ [18, 21] зависит от соотношения длительности СШП-сигналов генератора и длины вибратора. Можно выделить три характерных случая (рис. 4.113):

$\frac{2l}{c\tau} \rightarrow 0$ — диаграмма соответствует случаю элементарного диполя (кривая 1);

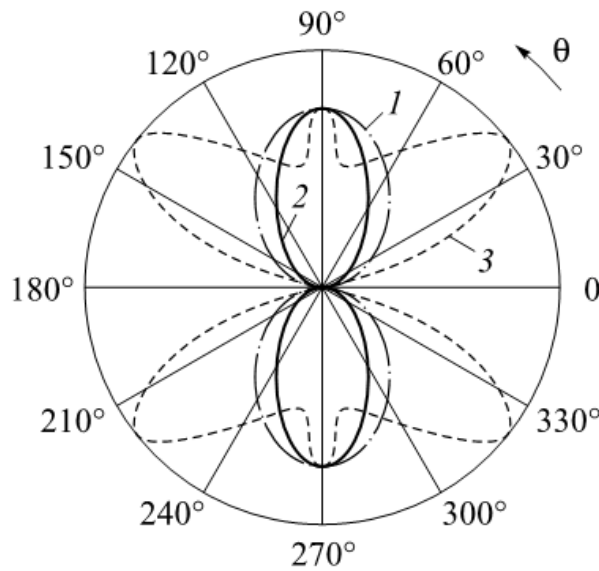


Рис. 4.113. Энергетическая диаграмма направленности $F_w(\theta)$ симметричного вибратора при возбуждении гауссовым импульсом различной

длительности при $\frac{2l}{c\tau} \rightarrow 0$ (1); $\frac{2l}{c\tau} = 1$ (2); $\frac{2l}{c\tau} > 1$ (3)

$\frac{2l}{c\tau} = 1$ — достигается максимум коэффициента направленного действия (КНД) (кривая 2);

$\frac{2l}{c\tau} > 1$ — лепесток диаграммы направленности раздваивается, и направленные свойства вибратора ухудшаются (кривая 3).

Достоверность решения выражения (4.30), полученного временным методом, проверяется для случая гармонического поля путем сравнения с решением, полученным частотным методом [20]:

$$\dot{E}_\theta = i \frac{Z_0 I_{\max}}{2\pi r} \frac{\sin(kl \cos \theta) - \sin kl}{\sin \theta} e^{-ikr}. \quad (4.31)$$

Первые множители соотношений (4.29) и (4.31) определяют амплитуду поля. Поскольку эти множители с учетом выражения (4.16) полностью совпадают, то равны и амплитуды напряженности электрического поля, рассчитанные двумя независимыми способами.

Направленные свойства тонкого вибратора определяются вторым и третьим множителями выражения (4.29) и вторым множителем выражения (4.31). Поскольку равенство этих множителей неочевидно, то для получения сравнительных данных сопоставим диаграммы направленности и коэффициент направленного действия вибраторов, рассчитанные временным и частотным методами.

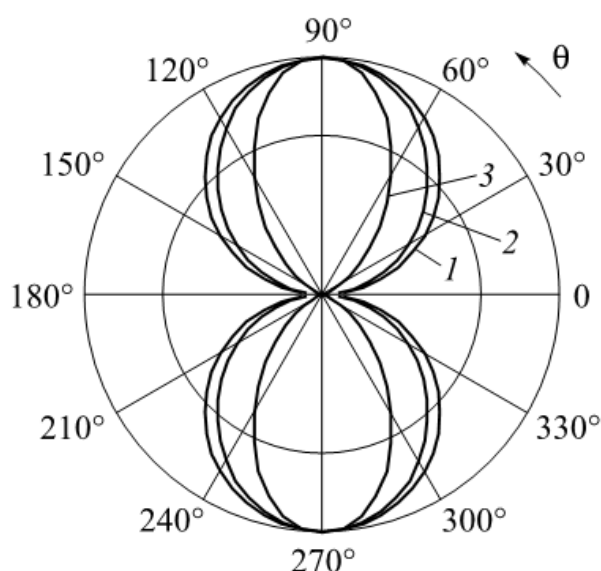


Рис. 4.114. Диаграммы направленности $F(\theta)$ симметричного вибратора, рассчитанные временным и частотным методами (линии совпадают) при $2l \ll \lambda$ (1); $2l = 0,5\lambda$ (2); $2l = \lambda$ (3)

На рис. 4.114 показаны диаграммы направленности тонкого симметричного вибратора $F(\theta)$ при различном соотношении длины волны и длины вибратора, рассчитанные независимыми временным [18, 21] и частотным [23] методами. Анализ этих диаграмм показывает, что характеристики направленности вибраторов полностью совпадают. Поэтому с высокой точностью совпадает коэффициент направленного действия вибраторов различной длины, рассчитанный временным и частотным методами (табл. 4.2).

Таблица 4.2

КНД симметричного вибратора

Метод	Значение КНД		
	$2l \ll \lambda$	$2l = 0,5\lambda$	$2l = \lambda$
Частотный	1,5	1,64	2,4
Временной	1,5	1,641	2,411
Погрешность, %	0	0,061	0,458

Поскольку распределение тока в вибраторе, амплитуда поля, характеристика направленности и КНД передающего симметричного вибратора, рассчитанные временным и частотным способами для гармонического поля, равны, то и остальные характеристики вибраторов, рассчитанные двумя независимыми способами, будут одинаковыми, что позволяет считать предложенный временной метод расчета с учетом сделанных ограничений правильным.

4.6.3. Приемный симметричный вибратор

Рассмотрим симметричный вибратор длиной $2l$ с волновым сопротивлением Z_B , к которому подключена согласованная с антенной линия передачи с волновым сопротивлением $Z_{л.п}$ и согласованная нагрузка Z_H так, чтобы $Z_B = Z_{л.п} = Z_H$. Вибратор находится в свободном пространстве с волновым сопротивлением $Z_c = 120\pi$. Допустим, что на поверхность вибратора под углом θ падает плоская электромагнитная волна с напряженностью электрического поля произвольной временной зависимости $E(t)$.

Представим вибратор суммой элементарных диполей длиной dz (рис. 4.115), на поверхности которых под действием падающего поля в зависимости от угла θ возбуждаются элементарные ЭДС

$$\varepsilon(\theta, t) = E(t) \sin \theta dz, \quad (4.32)$$

под их воздействием на выходе антенны формируется напряжение $u_{прм}$.

Под воздействием элементарных ЭДС на поверхности антенны возбуждаются элементарные токи j , каждый из которых состоит из трех слагаемых (рис. 4.116).

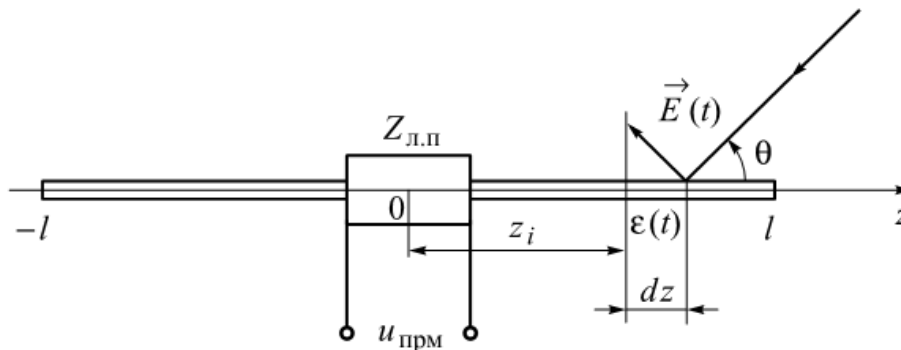


Рис. 4.115. Симметричный приемный вибратор в поле плоской волны

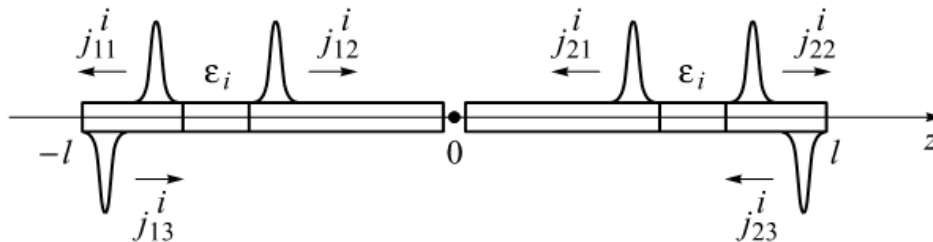


Рис. 4.116. Распространение элементарных токов по поверхности симметричного вибратора

Плотность элементарных импульсов тока, движущихся в левом плече вибратора со скоростью c от элементарных ЭДС с координатами z_i , определяются выражениями

$$j_{11}^i(z, z_i, \theta, t) = \frac{\sin \theta}{Z_B} E \left(t + \frac{z - z_i}{c} - \frac{z_i \cos \theta}{c} \right) h(z_i - z);$$

$$j_{12}^i(z, z_i, \theta, t) = \frac{\sin \theta}{Z_B} E \left(t - \frac{z - z_i}{c} - \frac{z_i \cos \theta}{c} \right) h(z - z_i);$$

$$j_{13}^i(z, z_i, \theta, t) = \frac{\sin \theta}{Z_B} E \left(t - \frac{z + 2l + z_i}{c} - \frac{z_i \cos \theta}{c} \right),$$

где $h(z - z_i)$ — единичная функция включения, необходимая для локализации элементарных ЭДС вдоль поверхности вибратора.

Таким образом, суммарная плотность тока, создаваемого i -й элементарной ЭДС в левом плече вибратора, описывается выражением

$$j_1(z, z_i, \theta, t) = \frac{\sin \theta}{Z_B} \left[E \left(t + \frac{z - z_i}{c} - \frac{z_i \cos \theta}{c} \right) h(z_i - z) + \right. \\ \left. + E \left(t - \frac{z - z_i}{c} - \frac{z_i \cos \theta}{c} \right) h(z - z_i) - E \left(t - \frac{z + 2l + z_i}{c} - \frac{z_i \cos \theta}{c} \right) \right]. \quad (4.33)$$

Аналогично описывается суммарная плотность тока, возбуждаемого элементарной ЭДС в правом плече вибратора:

$$j_2(z, z_i, \theta, t) = \frac{\sin \theta}{Z_B} \left[E \left(t - \frac{z - z_i}{c} - \frac{z_i \cos \theta}{c} \right) h(z_i - z) + \right. \\ \left. + E \left(t + \frac{z - z_i}{c} - \frac{z_i \cos \theta}{c} \right) h(z - z_i) - E \left(t + \frac{z - 2l + z_i}{c} - \frac{z_i \cos \theta}{c} \right) \right]. \quad (4.34)$$

Проинтегрировав по поверхности вибратора распределение плотности тока (4.33) и (4.34), можно рассчитать мгновенное значение силы тока в любой точке вибратора в зависимости от угла падения электромагнитной волны:

$$I(z, \theta, t) = \int_{-l}^0 j_1(z, z_i, \theta, t) dz_i + \int_0^l j_2(z, z_i, \theta, t) dz_i = \\ = \frac{\sin \theta}{Z_B} \left\{ \int_{-l}^0 \left[E \left(t + \frac{z - z_i}{c} - \frac{z_i \cos \theta}{c} \right) h(z_i - z) + \right. \right.$$

$$\begin{aligned}
& + E\left(t - \frac{z - z_i}{c} - \frac{z_i \cos \theta}{c}\right) h(z - z_i) - E\left(t - \frac{z + 2l + z_i}{c} - \frac{z_i \cos \theta}{c}\right) \Big] dz_i + \\
& + \int_0^l \left[E\left(t - \frac{z - z_i}{c} - \frac{z_i \cos \theta}{c}\right) h(z_i - z) + E\left(t + \frac{z - z_i}{c} - \frac{z_i \cos \theta}{c}\right) h(z - z_i) - \right. \\
& \quad \left. - E\left(t + \frac{z - 2l + z_i}{c} - \frac{z_i \cos \theta}{c}\right) \right] dz_i \Big\}. \quad (4.35)
\end{aligned}$$

Мгновенное значение напряжения на выходе приемной антенны определяется, как и для длинных линий, с учетом волнового сопротивления антенны Z_B , равного сопротивлению $Z_{л.п}$ и нагрузке Z_H , а также с учетом тока в центре симметричного вибратора, т. е. при $z = 0$:

$$\begin{aligned}
u_{\text{прм}}(\theta, t) &= Z_B I(0, \theta, t) = \\
&= \sin \theta \left\{ \int_{-l}^0 \left[E\left(t - \frac{z_i}{c} - \frac{z_i \cos \theta}{c}\right) + E\left(t + \frac{z_i}{c} - \frac{z_i \cos \theta}{c}\right) - \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - E\left(t - \frac{2l + z_i}{c} - \frac{z_i \cos \theta}{c}\right) \right] dz_i + \int_0^l \left[E\left(t + \frac{z_i}{c} - \frac{z_i \cos \theta}{c}\right) + \right. \right. \\
&\quad \left. \left. + E\left(t - \frac{z_i}{c} - \frac{z_i \cos \theta}{c}\right) - E\left(t - \frac{2l - z_i}{c} - \frac{z_i \cos \theta}{c}\right) \right] dz_i \right\}. \quad (4.36)
\end{aligned}$$

Полученное выражение (4.36) значительно упрощается, если учесть, что временная зависимость падающего поля, т. е. поля, излученного передающей антенной, в большинстве практических случаев прямо пропорциональна первой производной по времени сигнала генератора:

$$E(t) \approx \frac{df(t)}{dt}.$$

Тогда решение (4.36) приобретает вид

$$\begin{aligned}
u_{\text{прм}}(\theta, t) &= \frac{1}{\sin \theta} \left[u(t) - u\left(t - \frac{l - l \cos \theta}{c}\right) - \right. \\
&\quad \left. - u\left(t - \frac{l + l \cos \theta}{c}\right) + u\left(t - \frac{2l}{c}\right) \right], \quad (4.37)
\end{aligned}$$

где $u(t) = c \int E(t) dt$.

Анализ выражения (4.37) показывает, что на выходе приемного симметричного вибратора, как и при излучении (4.29), формируется четыре импульса одинаковой формы: первый — в начальный момент времени; второй и третий импульсы — с задержкой по времени, обусловленной углом падения волны и временем распространения импульсов от концов вибратора до центра антенны; четвертый — с задержкой по времени, обусловленной распространением импульса от центра антенны до концов вибратора и обратно. Например, при падении под нормалью электромагнитного импульса длительностью 1,2 нс (рис. 4.117) на выходе вибратора длиной $2l = 0,5$ м формируется СШП-сигнал, временная зависимость которого показана на рис. 4.118. Энергетическая диаграмма направленности приемного вибратора представлена на рис. 4.119.

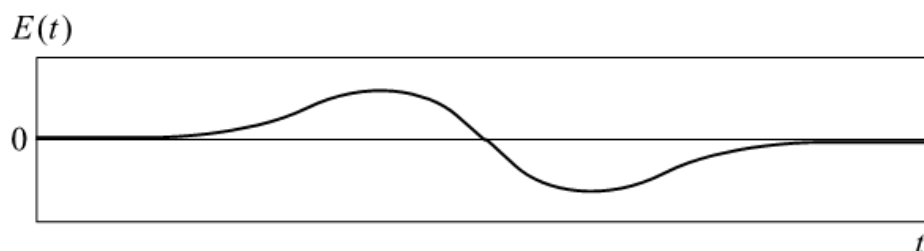


Рис. 4.117. Электромагнитный сигнал, возбуждающий симметричный вибратор

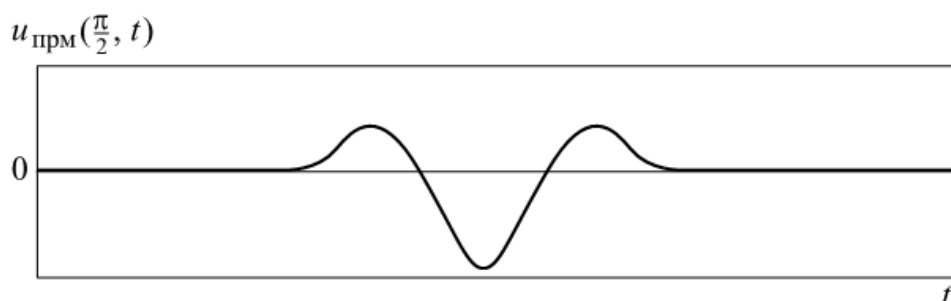


Рис. 4.118. Напряжение на выходе приемного симметричного вибратора

Достоверность выражения (4.37) можно проверить при расчете направленных свойств приемного симметричного вибратора, возбуждаемого гармоническим полем, и совпадении диаграммы направленности и КНД для передающих и приемных вибраторов.

На рис. 4.120 показано распределение гармонического тока на поверхности приемного симметричного вибратора в соответствии с выражением (4.35) и распределение гармонического тока в передающем вибраторе, рассчитанное по формуле (4.23).

Диаграммой направленности приемного вибратора будем называть зависимость действующего значения напряжения на вы-

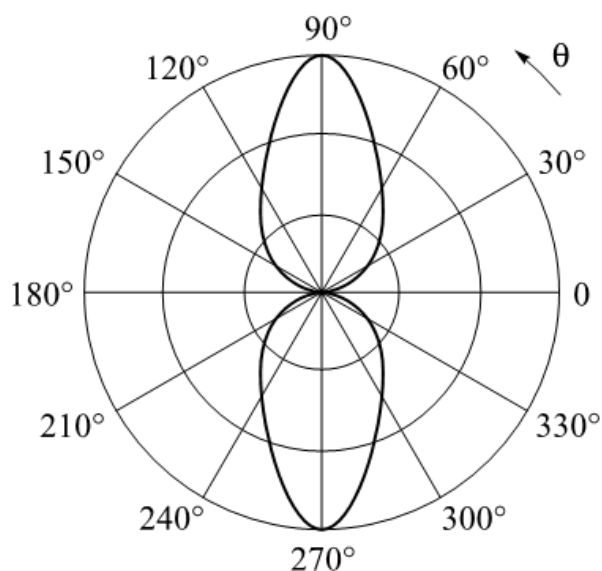


Рис. 4.119. Энергетическая диаграмма направленности $F_w(\theta)$ приемного вибратора

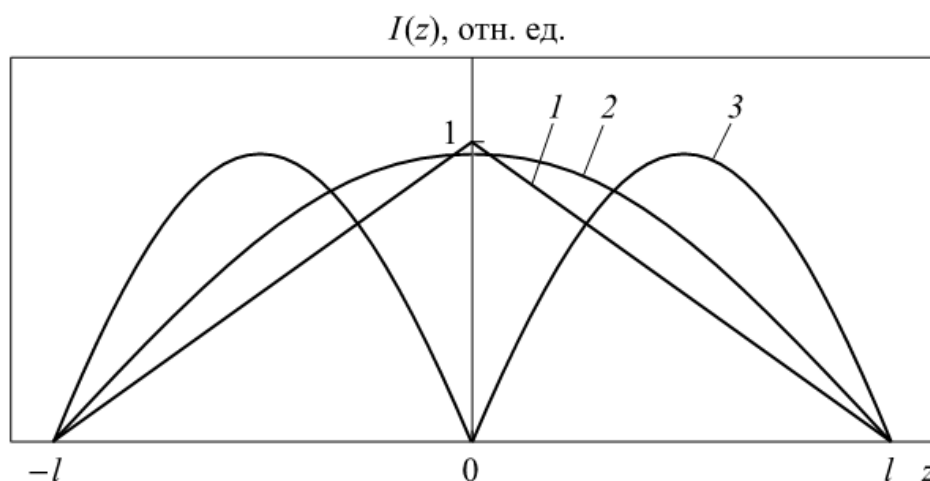


Рис. 4.120. Нормированное распределение тока в режиме излучения и приема гармонических сигналов (линии совпадают) при $2l \ll \lambda$ (1); $2l = 0,5\lambda$ (2) и $2l = \lambda$ (3)

ходе приемной антенны от угла падения электромагнитных волн $F(\theta) = U(\theta)$. На рис. 4.121 представлены диаграммы направленности симметричного вибратора в режиме приема и излучения гармонических сигналов, рассчитанные временным методом по формуле (4.37) и частотным методом [23].

Анализ этих графиков показывает точное совпадение распределения тока и диаграмм направленности в режиме излучения и приема гармонических сигналов, что соответствует принципу взаимности для теории антенн и подтверждает правильность решения задачи приема симметричным вибратором сигналов произвольной временной зависимости.

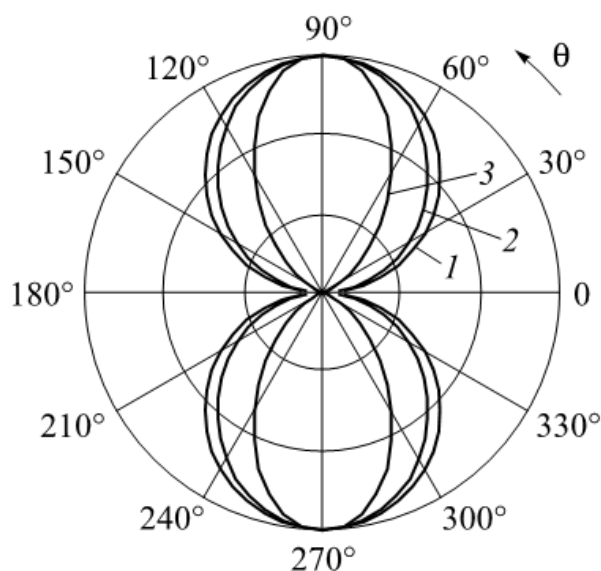


Рис. 4.121. Диаграммы направленности $F(\theta)$ симметричного вибратора в режиме излучения и приема гармонических сигналов (линии совпадают) при $2l \ll \lambda$ (1); $2l = 0,5\lambda$ (2) и $2l = \lambda$ (3)

Энергетический КНД приемной антенны

$$D = 4\pi \frac{\int_{-\infty}^{\infty} u_{\max}^2(t) dt}{\int_0^{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} u_{\text{прм}}^2(\theta, t) \sin \theta dt d\theta}, \quad (4.38)$$

где $u_{\max}$ — значение напряжения в максимуме главного лепестка диаграммы направленности.

Таблица 4.3

КНД симметричного вибратора в режиме излучения и приема

Метод	Значение КНД		
	$2l \ll \lambda$	$2l = 0,5\lambda$	$2l = \lambda$
Излучение	1,5	1,64	2,4
Прием	1,5	1,6409	2,415
Погрешность, %	0	0,054	0,621

В табл. 4.3 приводится значение КНД в режиме излучения и приема гармонических сигналов, рассчитанное по формуле (4.38) и по методике [18]. Высокая точность совпадения результатов свидетельствует о достоверности решения задачи приема.

4.6.4. Согласованные передающий и приемный вибраторы

Рассмотренные модели прямолинейных симметричных вибраторов не учитывают потери на излучение в режиме передачи и потери на отражение в режиме приема электромагнитных волн, а также неравномерность распределения волнового сопротивления вдоль плеч вибратора, что в практических случаях при использовании тонких вибраторов может привести к значительным искажениям СШП-сигналов (см. рис. 4.106).

Уменьшить неравномерность распределения волнового сопротивления в антенне и обеспечить лучшую согласованность с линией передачи и свободным пространством можно, уменьшая угол между плечами вибратора (рис. 4.122). Это позволяет снизить искажения СШП-сигналов, что иллюстрируют рис. 4.123 и 4.124.

В согласованной антенне импульсы тока не отражаются от концов вибратора, а полностью излучаются в окружающее пространство. Поэтому распределение тока в согласованной передающей антенне описывается только импульсами, распространяющимися от точки питания к концам антенны:

$$I_1(z > 0, t) = I\left(t - \frac{z}{c}\right);$$

$$I_2(z < 0, t) = I\left(t + \frac{z}{c}\right).$$

В плоскости передающего вибратора поле описывается выражением, состоящим из суммы импульсов двух плеч вибратора:

$$E_\theta(\theta, t) = E_{1\theta}(\theta, t) + E_{2\theta}(\theta, t), \quad (4.39)$$

где

$$E_{1\theta}(\theta, t) = \frac{Z_c}{4\pi r \sin \theta_1} \left[I\left(t - \frac{r}{c}\right) - I\left(t - \frac{l}{c} - \frac{r - l \cos \theta_1}{c}\right) \right] (1 + \cos \theta_1); \quad (4.40)$$

$$E_{2\theta}(\theta, t) = \frac{Z_c}{4\pi r \sin \theta_2} \left[I\left(t - \frac{r}{c}\right) - I\left(t - \frac{l}{c} - \frac{r + l \cos \theta_2}{c}\right) \right] (1 - \cos \theta_2); \quad (4.41)$$

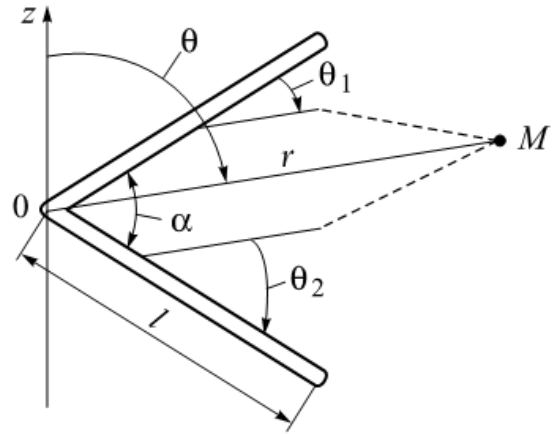


Рис. 4.122. Согласованный вибратор со сведенными плечами

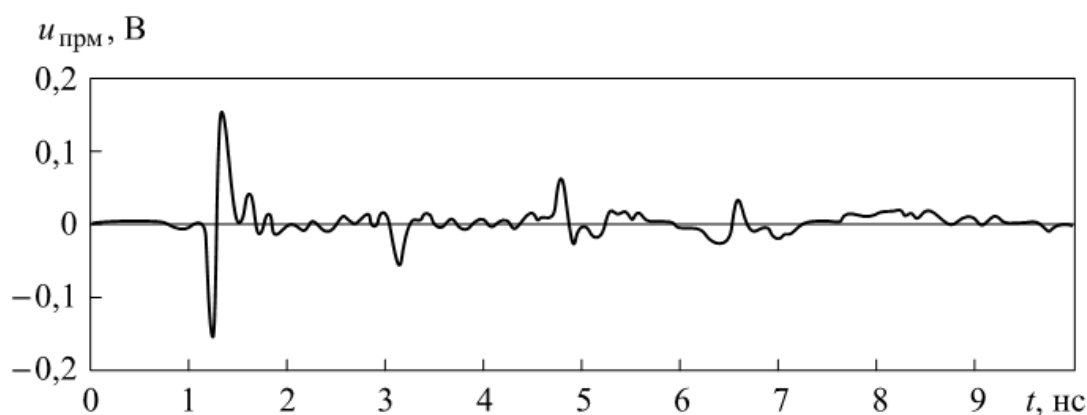


Рис. 4.123. Сигнал на выходе симметричного вибратора с углом между плечами 70°

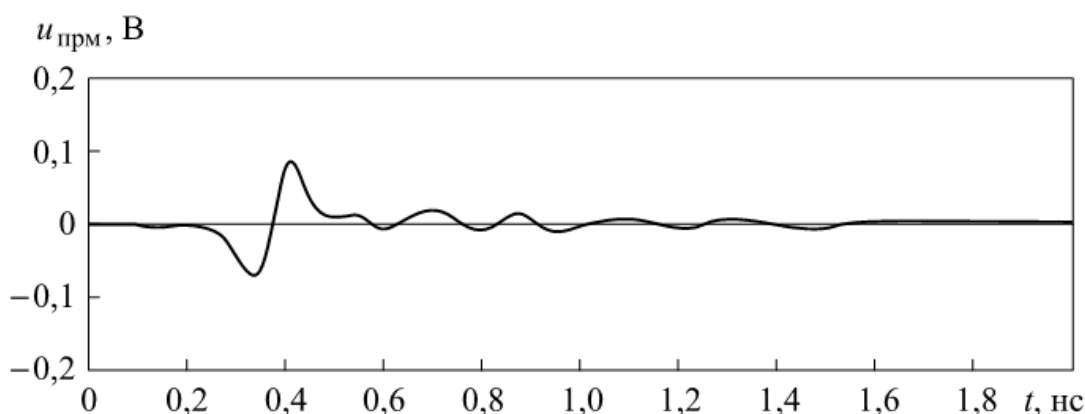


Рис. 4.124. Сигнал на выходе симметричного вибратора с углом между плечами 30°

$$\theta_1 = \theta - \frac{\pi}{2} + \frac{\alpha}{2}; \quad \theta_2 = \theta + \frac{\pi}{2} - \frac{\alpha}{2}. \quad (4.42)$$

Напряжение на выходе согласованного приемного вибратора определяется аналогично:

$$u_{\text{прм}}(\theta, t) = u_{\text{прм1}}(\theta, t) + u_{\text{прм2}}(\theta, t), \quad (4.43)$$

где

$$u_{\text{прм1}}(\theta, t) = \frac{1}{\sin \theta_1} \left[u \left(t - \frac{r}{c} \right) - u \left(t - \frac{l}{c} - \frac{r - l \cos \theta_1}{c} \right) \right] (1 + \cos \theta_1); \quad (4.44)$$

$$u_{\text{прм2}}(\theta, t) = \frac{1}{\sin \theta_2} \left[u \left(t - \frac{r}{c} \right) - u \left(t - \frac{l}{c} - \frac{r + l \cos \theta_2}{c} \right) \right] (1 - \cos \theta_2). \quad (4.45)$$

Проверка достоверности выражений (4.39)–(4.45) проводилась путем сравнения численных расчетов и экспериментальных исследований. На рис. 4.106, а показан сигнал генератора, возбуждающий передающий вибратор со сведенными плечами длиной

0,25 м (рис. 4.125). Для улучшения согласования использовался плавный переход от коаксиальной линии к двухпроводной цилиндрической линии и антенне.

Принимаемый сигнал рассчитывался на основании последовательного применения решений задачи излучения, а затем задачи приема, а также экспериментально регистрировался с помощью стробоскопического осциллографа с полосой 0...18 ГГц. На рис. 4.126 показаны временные формы расчетных и экспериментальных принимаемых сигналов для вибраторов с углом между плечами $\alpha = 30^\circ$ и $\alpha = 50^\circ$. Среднее квадратическое отклонение численных расчетов и экспериментальных данных составило 0,47 и 0,79 % соответственно, что свидетельствует о достаточно высокой точности представленного временного метода расчета СШП-антенн.

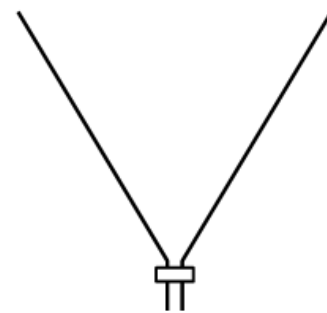


Рис. 4.125. Согласованный симметричный вибратор со сведенными плечами

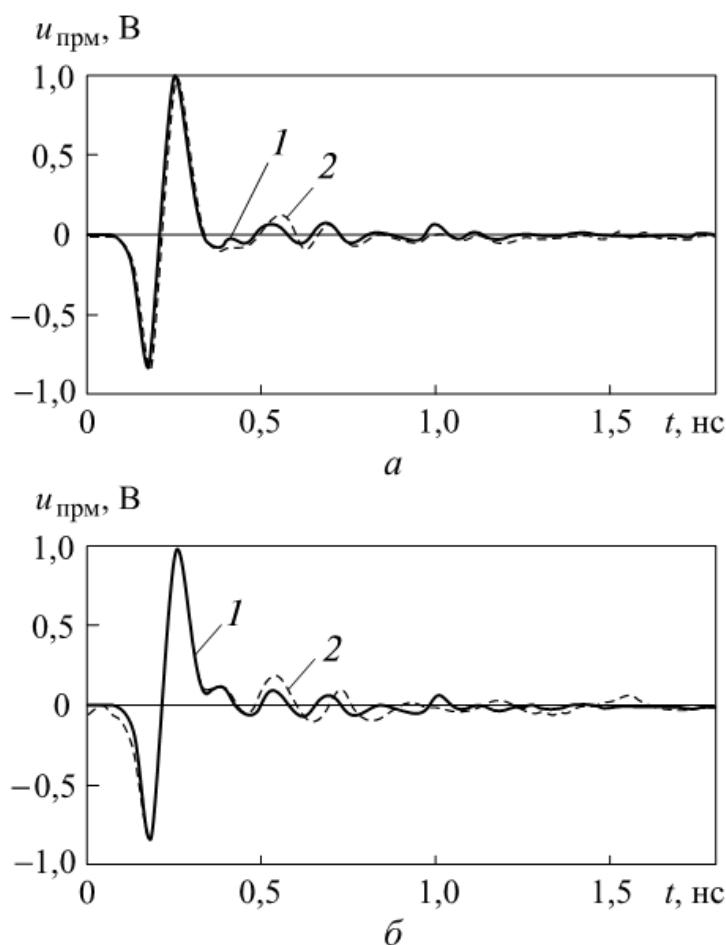


Рис. 4.126. Расчетное (1) и экспериментально полученное (2) напряжение на выходе приемного согласованного вибратора с углом между плечами $\alpha = 30^\circ$ (а) и $\alpha = 50^\circ$ (б)

Однако вибраторная антенна обладает незначительной площадью излучающего раскрыва. Увеличение поверхности антенны и, следовательно, амплитуды сигналов возможно в биконических вибраторах со сведенными плечами и в ТЕМ-рупорах.

4.6.5. Согласованный ТЕМ-рупор

В основе модели ТЕМ-рупора лежит конструкция согласованного вибратора со сведенными плечами. Представим поверхность излучающих пластин ТЕМ-рупора в виде совокупности симметричных вибраторов (рис. 4.127).

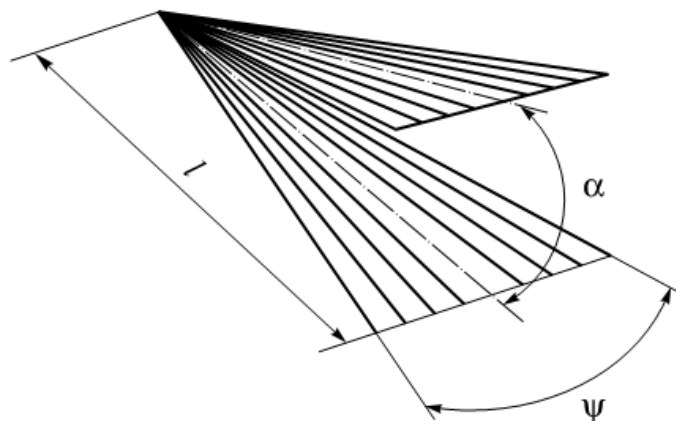


Рис. 4.127. ТЕМ-рупор, представленный совокупностью вибраторов со сведенными плечами

Поле центрального вибратора в направлении нормали к поверхности раскрыва, т. е. в направлении максимального излучения, распространяется раньше полей других вибраторов. Таким образом, сигнал ТЕМ-рупора можно представить суммой запаздывающих полей N -го количества условных составных вибраторов. Поэтому амплитуда излучаемого сигнала возрастает за счет суммирования полей вибраторов. Однако запаздывание элементарных полей приводит к увеличению продолжительности суммарного поля ТЕМ-рупора, что несколько уменьшает ширину диапазона частот антенны.

4.6.6. Конструкции и параметры эффективных СШП-антенн для биорадаров

Ниже приводятся параметры некоторых конструкций СШП-антенн, используемых в биорадарах.

Биконический симметричный вибратор (рис. 4.128) является наиболее простой сверхширокополосной антенной, которая позволяет излучать и принимать сверхширокополосные сигналы без значительных искажений.

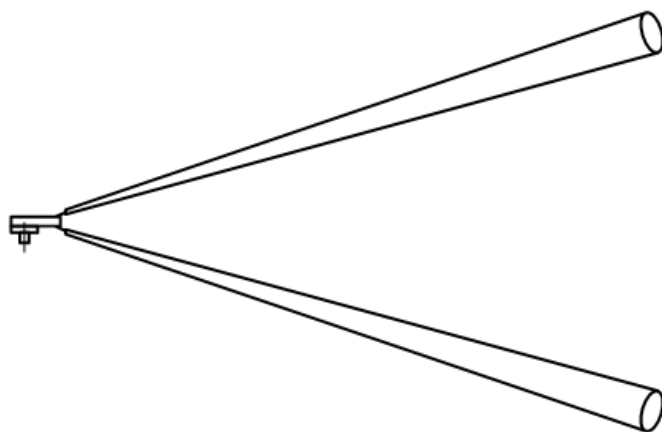


Рис. 4.128. Биконический симметричный вибратор

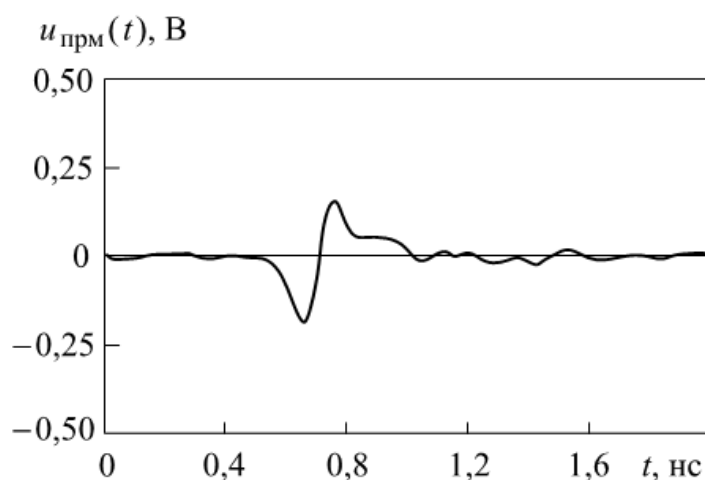


Рис. 4.129. СШП-сигнал на выходе приемного биконического симметричного вибратора

Среднее значение КСВН биконического вибратора длиной 20,7 см с углом сведения 40° в диапазоне 3...10 ГГц составляет 1,733, а коэффициента усиления (КУ) в диапазоне частот 2...10 ГГц — 6,78 дБ.

Щелевая антенна (рис. 4.130) также позволяет формировать сверхширокополосные сигналы в пространстве без значительных искажений (рис. 4.131). В зависимости от размеров антенны и профиля щели достигается необходимая частотная зависимость КСВН и КУ в заданном диапазоне. Например, при размерах антенны 20×30 см среднее значение КСВН в полосе частот 1...10 ГГц составляет 1,435, а КУ в диапазоне 0,8...7 ГГц — 6,96 дБ.

Следует отметить, что обязательным условием отсутствия искажений при излучении СШП-сигналов является наличие единого фазового центра антенн, т. е. обеспечение излучения и приема гармонических составляющих с одинаковой начальной фазой. Это условие разделяет многочастотные и сверхширокополосные антенны на разные классы. Поэтому антенны, имеющие допустимое зна-

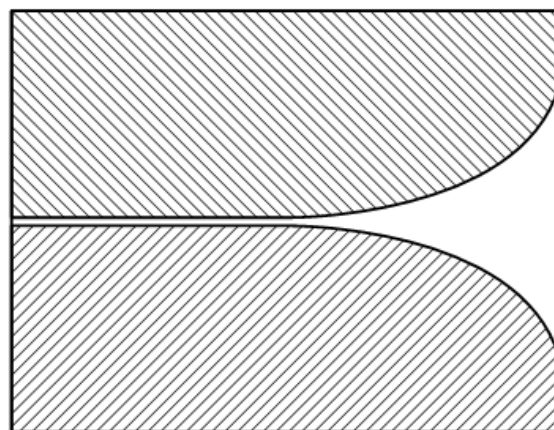


Рис. 4.130. Сверхширокополосная щелевая антенна

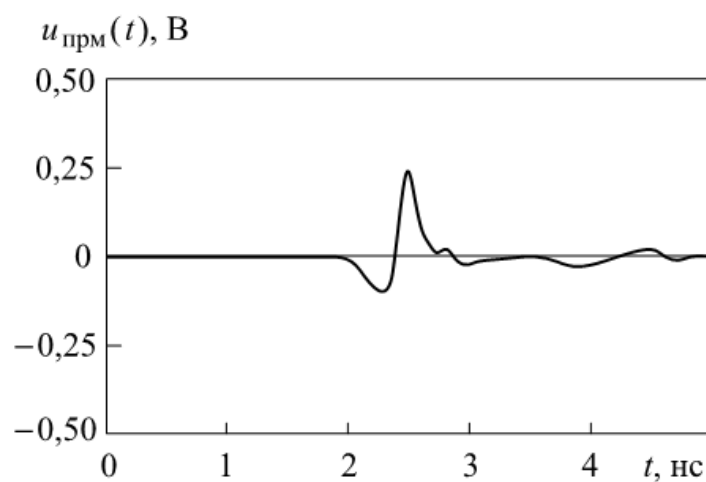


Рис. 4.131. СШП-сигнал на выходе приемной щелевой антенны

чение КСВН в полосе частот, не всегда являются сверхширокополосными. Например, многочастотная щелевая антенна (рис. 4.132) размером 35×35 см при среднем значении КСВН 1,257 в полосе частот 0,3...10 ГГц (рис. 4.133) не обеспечивает передачу СШП-сигналов без искажений (рис. 4.134).

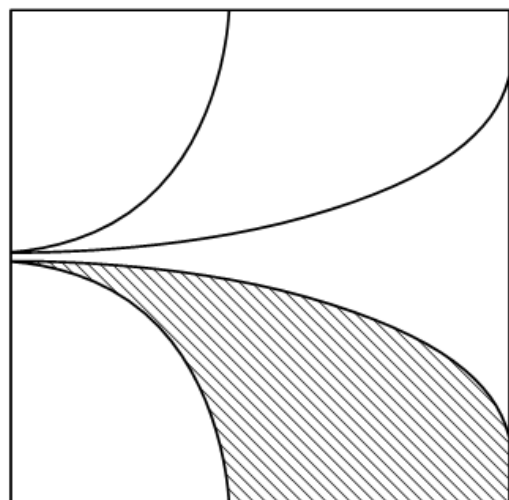


Рис. 4.132. Многочастотная щелевая антенна

Для повышения амплитуды сигналов и КУ антенн необходимо увеличивать действующую поверхность антенн. Это достигается в ТЕМ-рупорах. Созданы специальные программы расчета параметров ТЕМ-рупора на ЭВМ, которые позволяют разработать конструкцию рупора, обеспечивающую максимальную амплитуду излучаемых СШП-сигналов. На рис. 4.135 приведен пример ТЕМ-рупора высотой 30 см и площадью

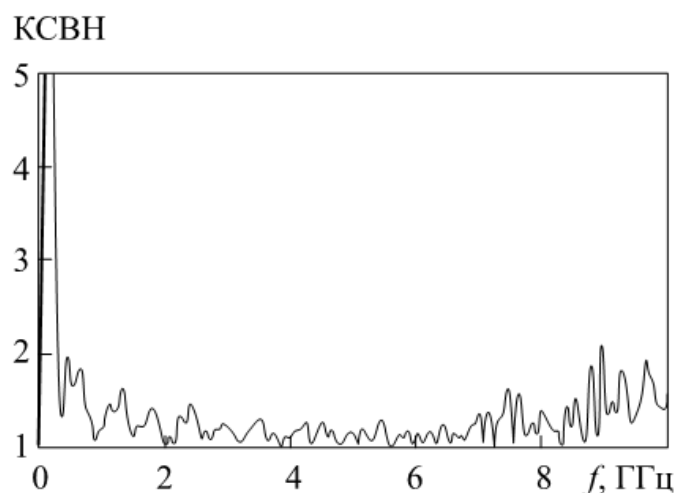


Рис. 4.133. Частотная зависимость КСВН многочастотной щелевой антенны

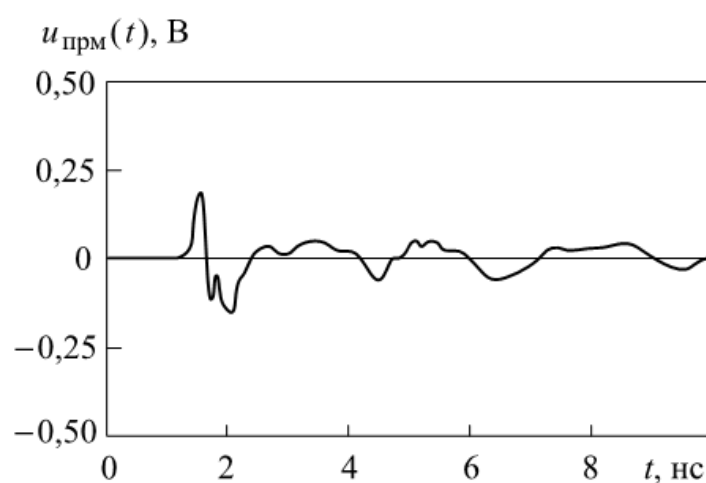


Рис. 4.134. Искажение СШП-сигнала многочастотной щелевой антенной

раскрыва $13,2 \times 17,1$ см, у которого профиль излучающих пластин и расстояние между ними рассчитаны для генератора, формирующего двухполярные сигналы длительностью 250 пс. Такая конструкция рупора обеспечивает низкий КСВН (рис. 4.136) и высокий КУ (рис. 4.137) в диапазоне частот 1...10 ГГц, а также излучение и прием СШП-сигналов без искажений (рис. 4.138).

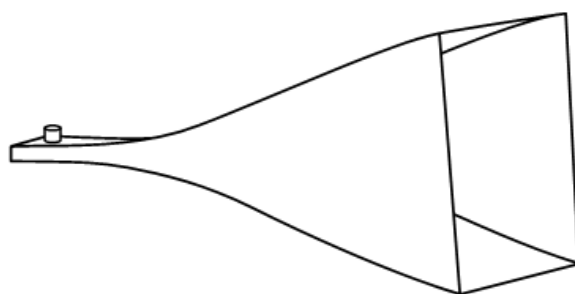


Рис. 4.135. ТЕМ-рупор, разработанный для двухполярного сигнала длительностью 250 пс

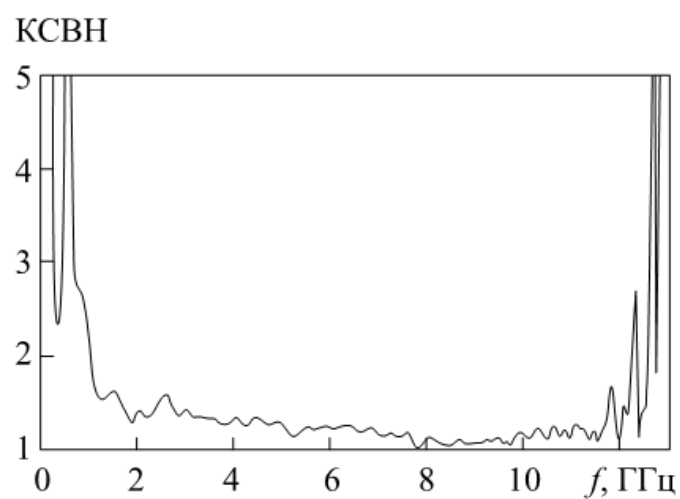


Рис. 4.136. Частотная зависимость КСВН ТЕМ-рупора, представленного на рис. 4.135

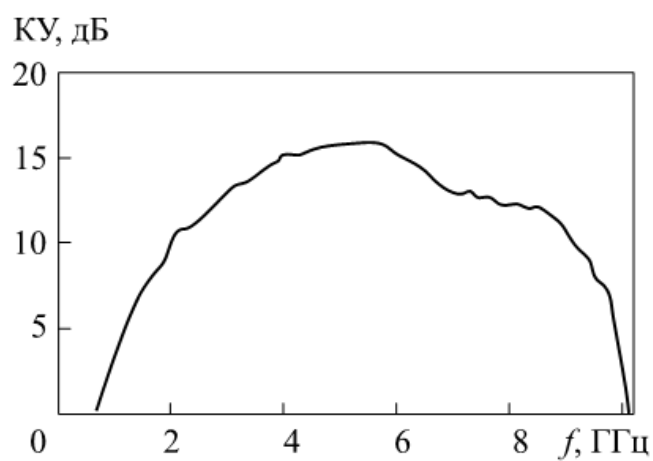


Рис. 4.137. Частотная зависимость КУ ТЕМ-рупора, представленного на рис. 4.135

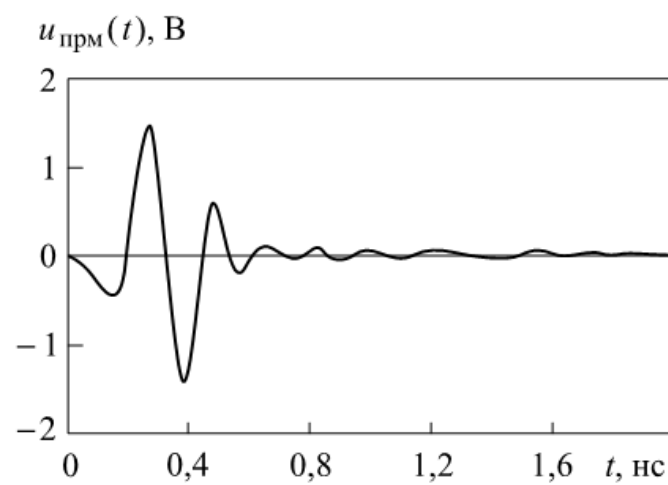


Рис. 4.138. СШП-сигнал на выходе приемного ТЕМ-рупора, представленного на рис. 4.135

Рассмотренные конструкции СШП-антенн имеют один общий недостаток — при расположении излучателей вблизи металлических предметов происходит изменение параметров антенн. Поэтому ленточные ТЕМ-рупоры иногда помещают в металлический корпус, внутренняя поверхность которого покрывается радиопоглощающим материалом.

Существенное уменьшение влияния металлических предметов достигается при использовании закрытых конструкций излучателей, например волноводных рупорных антенн. Известно, что прямоугольный волновод обладает дисперсией из-за зависимости фазовой скорости электромагнитных волн от частоты. Поэтому питание волноводных рупорных антенн осуществляется через коаксиальные кабели с рабочим диапазоном до 12...18 ГГц. Кроме того, для предотвращения возникновения волн высших типов диапазон рабочих частот ограничивается областью существования волны основного типа, которая для прямоугольных волноводов с размером широкой стенки a составляет $c/2a < f < c/a$. Например, волновод с $a = 25$ мм обеспечивает передачу сигналов в диапазоне 6...12 ГГц. Поэтому волноводные рупорные антенны могут использоваться для СШП-сигналов с центральной (средней) частотой более 5 ГГц и шириной частотного диапазона 4...7 ГГц.

Волноводный пирамидальный рупор (рис. 4.139) с раскрывом 11,5×8,1 см и длиной 10,1 см обеспечивает излучение сигналов в диапазоне частот 5,2...10,1 ГГц при среднем значении КСВН 1,18. Ширина диаграммы направленности по половинной мощности в E - и H -плоскостях на частоте 6 ГГц составляет 30°.

Волноводная рупорная антенна (рис. 4.140) с раскрывом 8,0×11,0 см и длиной 19,8 см выполнена без входного волновода. Выбор возбуждающего штыря пестиковой формы позволил согласовать антенну по уровню КСВН = 3 в диапазоне 5,6...13,25 ГГц (рис. 4.141).

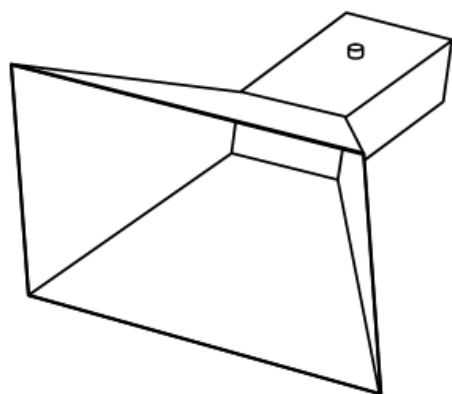


Рис. 4.139. Пирамидальная рупорная антенна

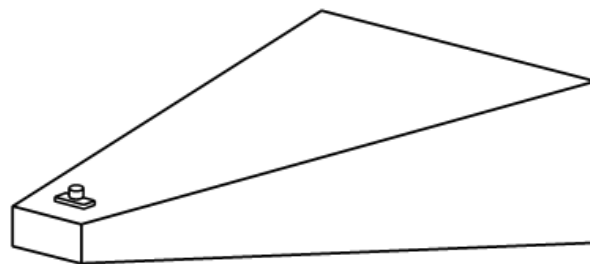


Рис. 4.140. Усеченная пирамидальная рупорная антенна с диапазоном частот 5,6...13,25 ГГц

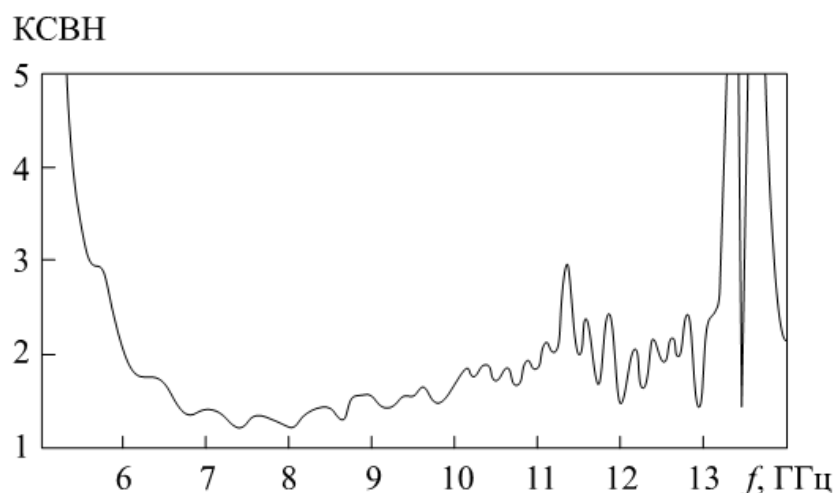


Рис. 4.141. Частотная зависимость КСВН пирамидальной рупорной антенны, представленной на рис. 4.140

Повышение направленности излучения СШП-антенн достигается при увеличении размеров апертуры и использовании зеркал. В последнем случае описанные выше ленточные и волноводные рупорные антенны могут использоваться в качестве облучателей. Например, двухканальный ТЕМ-рупор с круглым отражателем, разработанный для диапазона частот 1...2 ГГц, в совокупности с офсетным рефлектором диаметром 55 см (рис. 4.142) формирует диаграмму направленности шириной 30° на частоте 1 250 МГц.

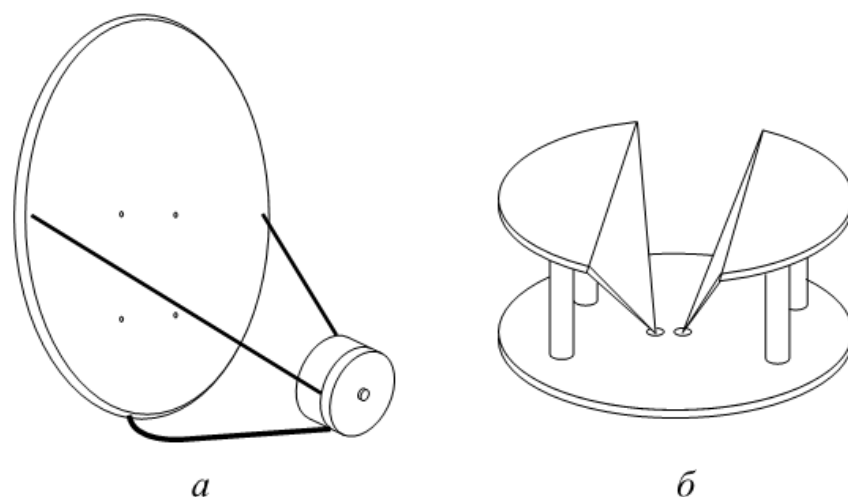


Рис. 4.142. Сверхширокополосная зеркальная антенна (а) с двухканальным рупорным облучателем (б)

Облучателем другой зеркальной антенны является волноводный пирамидальный рупор, который с рефлектором диаметром 40 см (рис. 4.143) формирует на частоте 6 ГГц диаграмму направленности шириной 9° . Зависимость КУ этой антенны от частоты представлена на рис. 4.144.

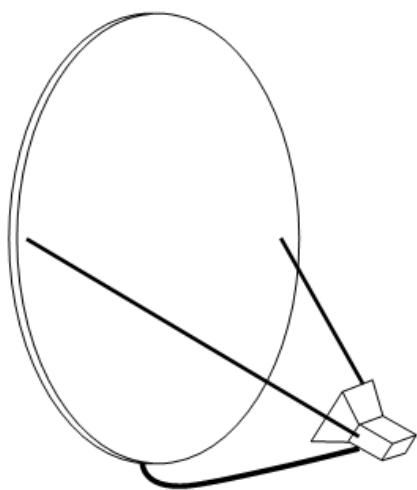


Рис. 4.143. Сверхширокополосная зеркальная антенна с волноводным пирамидальным рупорным облучателем

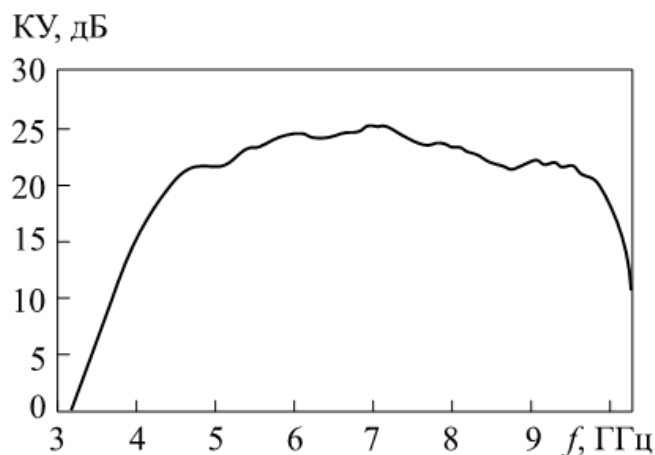


Рис. 4.144. Частотная зависимость КУ зеркальной антенны с волноводным пирамидальным рупорным облучателем, изображенным на рис. 4.143

Реализация возможностей СШП-биорадиолокаторов в значительной степени зависит от характеристик приемо-передающих антенн. Анализ конструкций СШП-антенн показывает, что в диапазоне от сотен МГц до нескольких единиц ГГц целесообразно использовать излучатели, являющиеся развитием конструкций линий передачи волн типа ТЕМ: биконические вибраторы со сведенными плечами, щелевые антенны, ТЕМ-рупоры.

В диапазоне от нескольких единиц до 10...12 ГГц предпочтительными являются закрытые конструкции антенн, например волноводные рупорные излучатели. Повышение направленности излучения достигается при использовании зеркальных антенн или антенных решеток, увеличивающих раскрыв антенны.

4.7. Обнаружение движущихся объектов, расположенных за непрозрачными преградами, с помощью видеоимпульсного георадара

В этом разделе представлены результаты экспериментов, в различное время проводившихся в ООО «Логические системы» с использованием георадаров «Око-2» и программы Geoscan32 по обнаружению объектов, скрытых за достаточно толстыми препятствиями [24, 25].

Поскольку в воздухе практически отсутствует затухание электромагнитной волны, даже у высокочастотных антенных блоков максимальная дальность зондирования составляет несколько десятков метров (рис. 4.145).

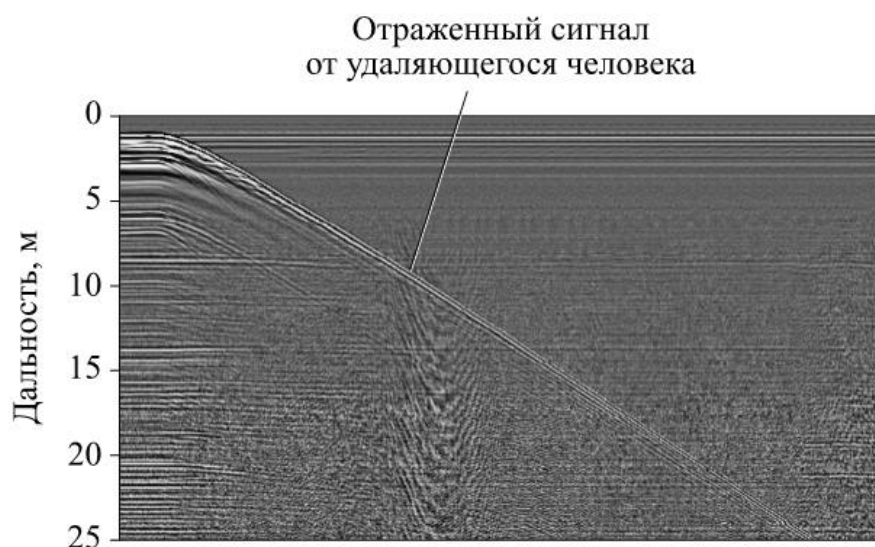


Рис. 4.145. Определение максимальной дальности зондирования в воздухе для антенного блока АБ-700

4.7.1. Обнаружение движущегося человека за различными преградами

На рис. 4.146 представлена схема проведения эксперимента по обнаружению движущегося человека, находящегося в железобетонном туннеле.

Антенный блок АБ-700 размещался на верхней поверхности туннеля. Человек, передвигаясь в туннеле, через небольшие промежутки времени проходил место размещения антенного блока. На рис. 4.147 показана радарограмма после обработки методом «вычитание среднего». Несмотря на наличие арматурной сетки,

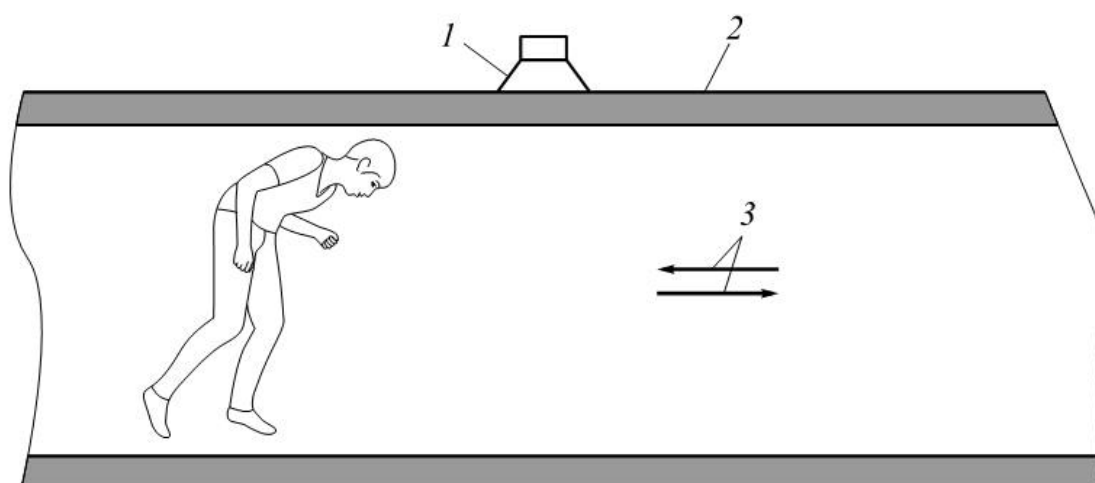


Рис. 4.146. Схема проведения эксперимента по обнаружению движения человека в железобетонном туннеле:

1 — антенный блок; 2 — железобетонное перекрытие; 3 — направления движения человека

движущийся человек достаточно уверенно обнаруживался на расстоянии до 3...4 м.

На рис. 4.148 представлена схема проведения эксперимента и радарограмма обнаружения движущегося человека, находящегося за кирпичной стеной толщиной 40 см.

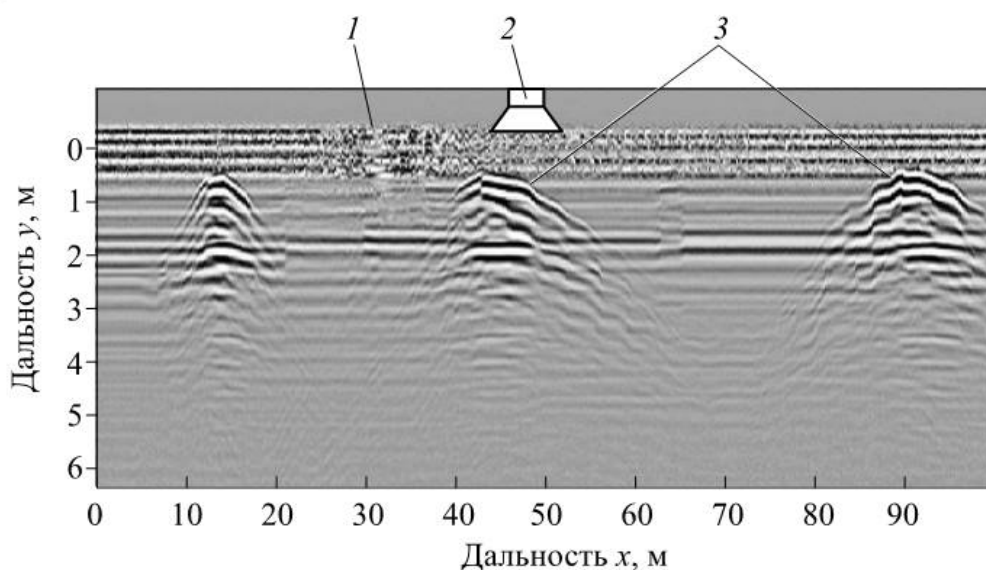


Рис. 4.147. Радарограмма обнаружения движущегося человека в железобетонном туннеле:

1 — железобетонное перекрытие; 2 — антенный блок; 3 — сигнал, отраженный от человека

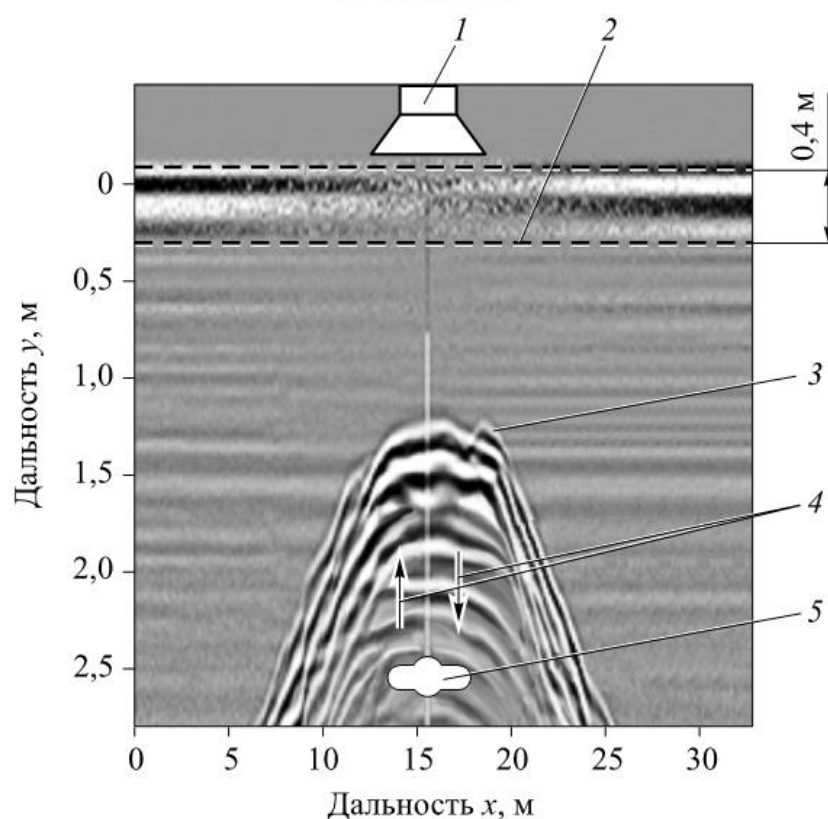


Рис. 4.148. Схема (вид сверху) проведения эксперимента и радарограмма обнаружения движущегося человека за кирпичной стеной:

1 — антенный блок; 2 — кирпичная стена; 3 — сигнал, отраженный от человека; 4 — направления движения человека; 5 — человек

Антенный блок АБ-1200 размещался вплотную к стене на высоте 1,5 м. Человек, находящийся в помещении, подходил к стене и отходил от нее. Обработка радарограммы проводилась методом «вычитание среднего». Движущийся человек достаточно уверенно обнаруживался на расстоянии до 3...4 м.

4.7.2. Обнаружение неподвижного человека по его дыханию

На рис. 4.149 представлена схема проведения эксперимента и радарограмма обнаружения по дыханию неподвижного человека, находящегося за кирпичной стеной толщиной 40 см вплотную к ней. Обработка радарограммы проводилась методом «вычитание среднего». Несмотря на помехи, вносимые отражениями от дальней границы стены, отчетливо видны колебания грудной клетки человека.

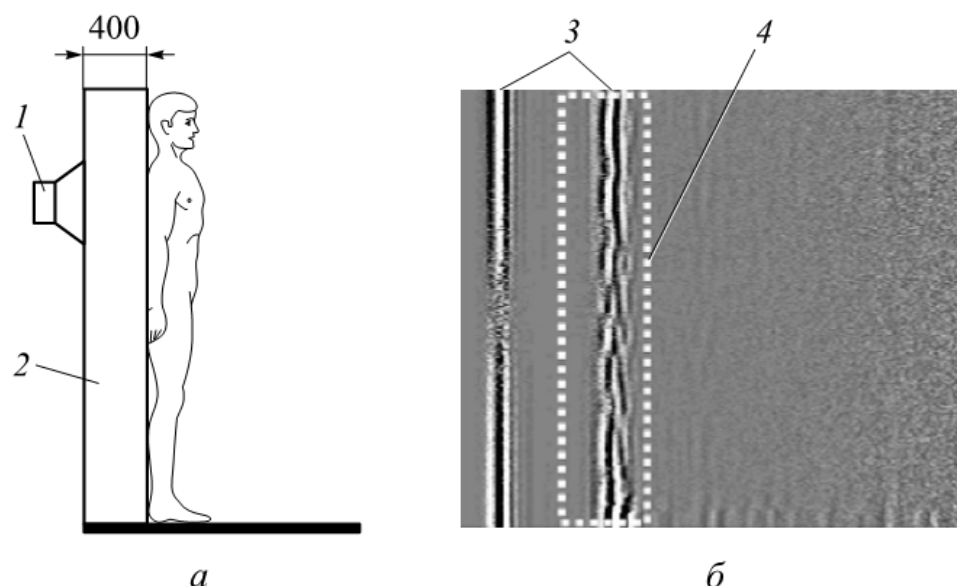


Рис. 4.149. Обнаружение по дыханию человека, находящегося за стеной вплотную к ней:

а — расположение антенного блока и человека; *б* — радарограмма после обработки; 1 — антенный блок АБ-1700; 2 — кирпичная стена; 3 — границы стены; 4 — зона регистрации дыхания

На рис. 4.150 представлена схема проведения эксперимента и радарограмма обнаружения неподвижного человека, находящегося за кирпичной стеной толщиной 40 см на расстоянии 50 см от стены. Обработка радарограммы проводилась методом «вычитание среднего». Отчетливо видны обе границы стены, а также колебания грудной клетки человека. Причем в этом случае сигнал, отраженный от человека, более слабый, чем при зондировании вплотную к стене. Предел различимости составляет примерно 1 м. Дальнейшее увеличение дистанции обнаружения возможно за счет

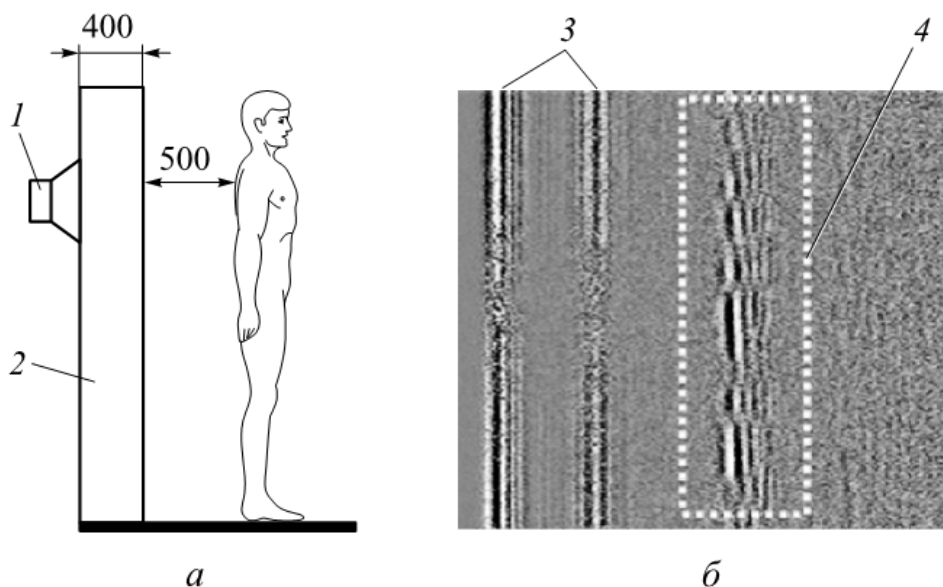


Рис. 4.150. Обнаружение по дыханию человека, находящегося за стеной на расстоянии 50 см:

a — расположение антенного блока и человека; *б* — радарограмма после обработки; 1 — антенный блок АБ-1700; 2 — кирпичная стена; 3 — границы стены; 4 — зона регистрации дыхания

увеличения времени накопления принимаемого сигнала, но это время не должно быть слишком большим, чтобы не пропустить колебания грудной клетки.

4.7.3. Определение угла местоположения человека

Если определение расстояния до объекта в воздухе георадаром обычно не представляет проблем, то определение угла местоположения при одноканальном сканировании затруднено из-за широкой диаграммы направленности антенных блоков серийных георадаров.

Задачу определения угла местоположения объекта можно решить, применяя многоканальные георадары. Измеряя задержку по каждому каналу и решая тригонометрическую задачу, можно достаточно точно определить расстояние до объекта и его угловые координаты.

Ниже описан эксперимент, проведенный с использованием георадара «Око-2» с многоканальным блоком управления. Для упрощения эксперимента использовались два канала. Для обеспечения высокой разрешающей способности применялись антенные блоки АБ-1700 с центральной частотой 1 700 МГц.

Антенные блоки 1 и 2 (рис. 4.151) устанавливались неподвижно с фиксацией на поверхности стены на уровне 1,5 м от пола на расстоянии 1 м друг от друга в помещении, отделенном от коридора кирпичной стеной толщиной 40 см. Человек передвигался по коридору на расстоянии 2 м от стены, за которой установлены

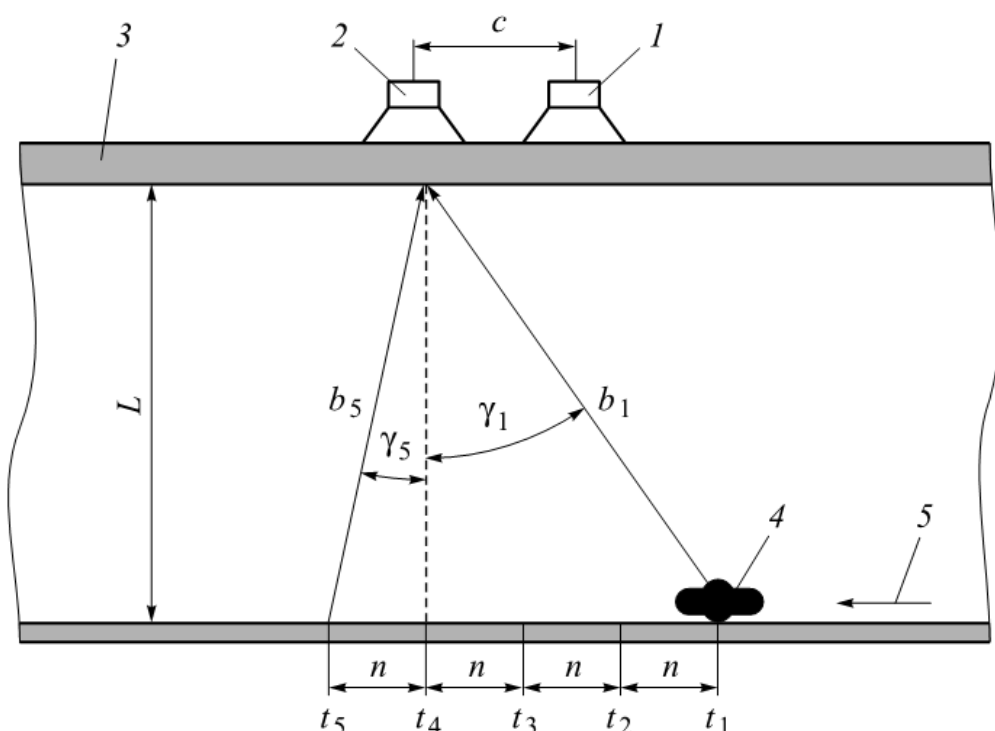


Рис. 4.151. Схема (вид сверху) эксперимента по определению угла местоположения движущегося человека:

1, 2 — антенные блоки АБ-1700; 3 — кирпичная стена; 4 — человек; 5 — направление движения человека

антенные блоки. Он начинал движение с расстояния 2 м от оси антенного блока 2 и проходил 5 м, перемещаясь с шагом $n = 0,5$ м через каждые 5 с. Такое передвижение необходимо было для того, чтобы получить радарограмму, состоящую из дискретных ступеней, где каждая ступень соответствует новому местоположению человека относительно антенного блока. Сканирование проводилось в непрерывном режиме.

Условные обозначения на рис. 4.151:

n — шаг передвижения человека, $n = 0,5$ м;

b_i — расстояние до человека от антенного блока в момент времени t_i , $i = 1, 2, \dots, 5$;

c — расстояние между антеннами;

γ_i — угол местоположения человека по отношению к оси антенного блока в момент времени t_i , $i = 1, 2, \dots, 5$;

L — ширина коридора, $L = 2$ м.

В соответствии со схемой эксперимента расстояние до объекта является гипотенузой прямоугольного треугольника, у которого известны размеры катетов, т. е. расстояние до объекта определяется из формулы

$$b_i = \sqrt{L^2 + x_i^2},$$

где x_i — расстояние от оси антенны 2 до объекта в моменты времени t_i .

Угол местоположения объекта определяется из тригонометрической функции угла γ_i треугольника с известными размерами сторон.

Расстояния до движущегося объекта при сканировании двухканальным георадаром определялись по радарограммам, полученным по каждому каналу.

На рис. 4.152 приведены обработанные радарограммы с нанесенными условными обозначениями:

a_i — дистанция от антенны 1 до объекта в момент времени t_i , $i = 1, 2, \dots, 5$;

b_i — дистанция от антенны 2 до объекта в момент времени t_i , $i = 1, 2, \dots, 5$.

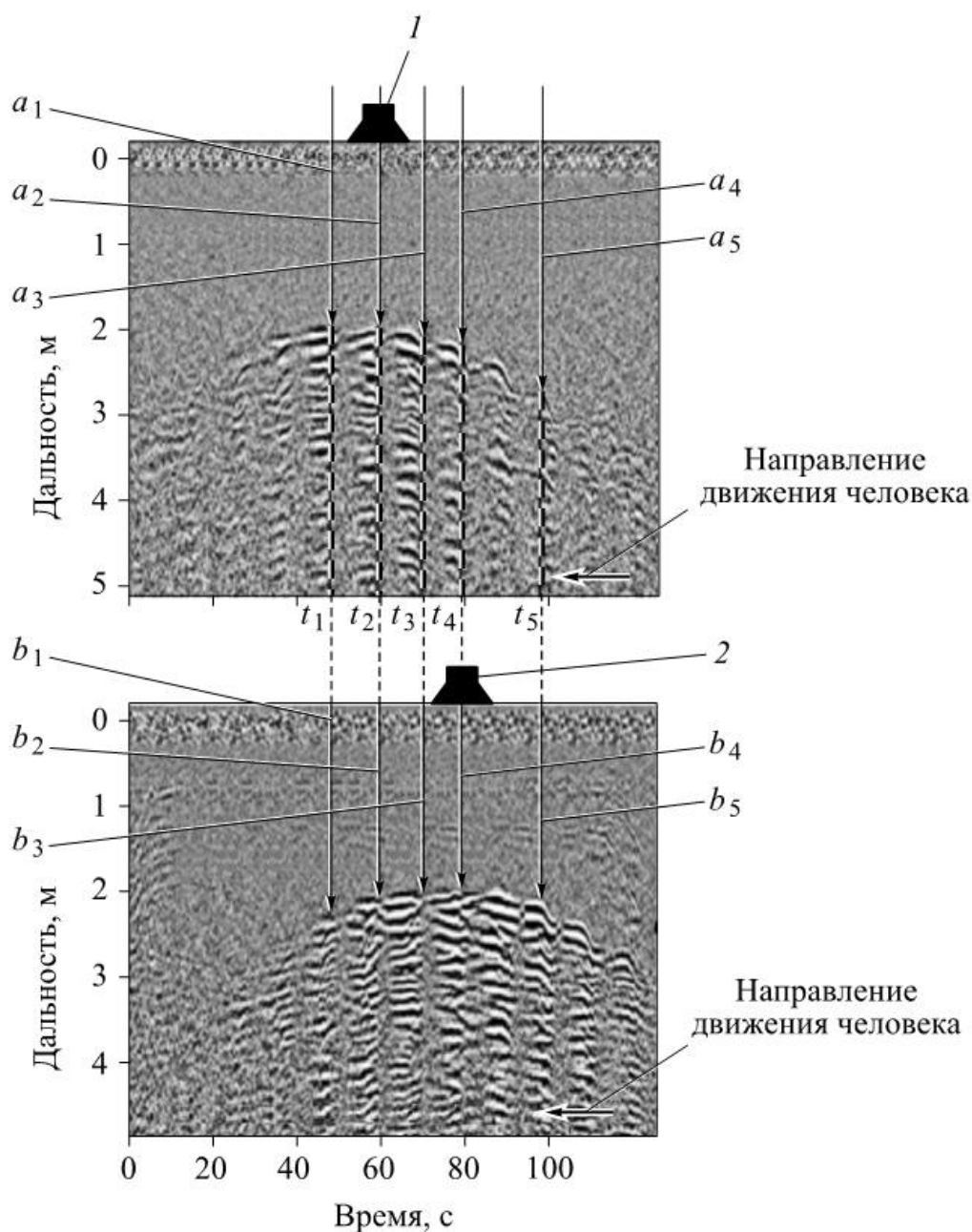


Рис. 4.152. Радарограммы, полученные с помощью антенн 1 (вверху) и 2 (внизу)

Схема для расчета угла местоположения объекта приведена на рис. 4.153. Зная расстояние между антеннами c и расстояния до объекта от каждой антенны a , b , определенные по радарограммам, можно вычислить угол φ треугольника ABC :

$$\cos \varphi = \frac{b^2 + c^2 - a^2}{2bc}.$$

Тогда угол γ местоположения движущегося человека относительно антенны 2 $\gamma = 90^\circ - \varphi$.

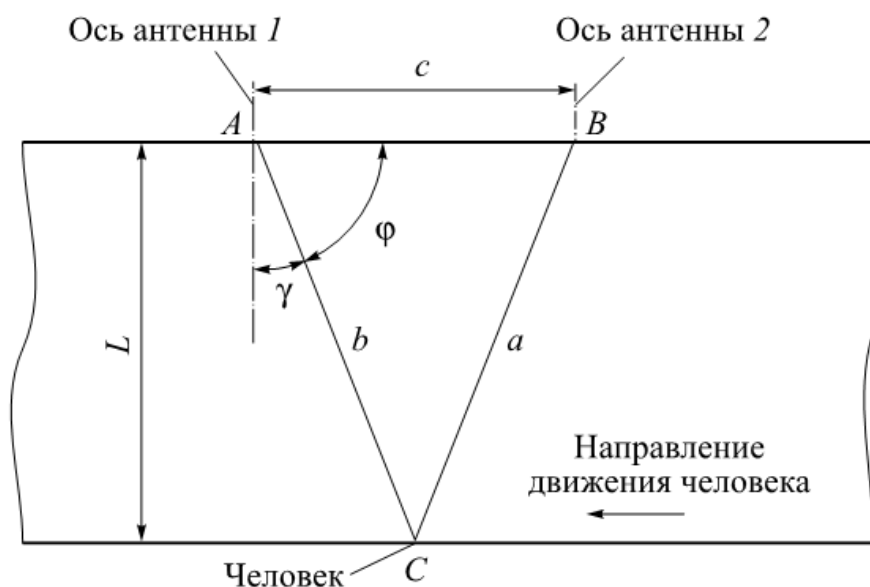


Рис. 4.153. Схема для расчета угла местоположения объекта (человека)

При проведении расчетов учитывалось влияние стены толщиной 40 см: диэлектрическая проницаемость материала, из которого изготовлена стена, была принята равной 4,5.

Полученные расчетные значения углов при двухканальном сканировании были сопоставлены с углами местоположения человека при проведении эксперимента. При этом среднее значение относительной погрешности определения расстояния до объекта составило 3...7 %, а среднее значение относительной погрешности определения угла местоположения — 4...10 %.

4.7.4. Дистанционное выявление опасных предметов на теле человека

Для обнаружения опасных предметов, размещенных под одеждой на теле человека, использовался экспериментальный антенный блок с центральной частотой 2,5 ГГц.

Объекты поиска — сотовый телефон и два куска мыла по 100 г в матерчатом поясе — были размещены на человеке, как показано на рис. 4.154, а. Объем каждого предмета $\approx 0,1$ л.

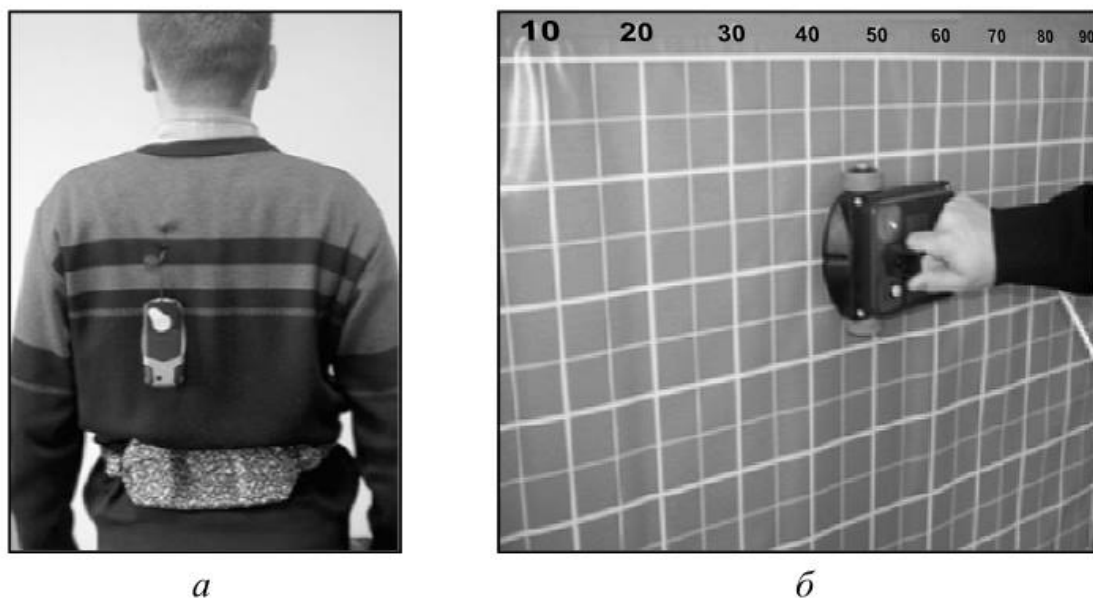


Рис. 4.154. Размещение предметов на теле человека (а) и разметочный коврик (б)

Для получения максимально полной информации об исследуемом объекте проводилось площадное ручное сканирование с использованием разметочного коврика размером 1×1 м (рис. 4.154, б), с шагом 25 мм по вертикали и 5 мм по горизонтали через лист фанеры толщиной 15 мм. Расстояние от спины до фанеры — 7,5 см.

Из полученного набора файлов с помощью программы Geoscan32 было построено трехмерное изображение объекта в виде секущих плоскостей (рис. 4.155).

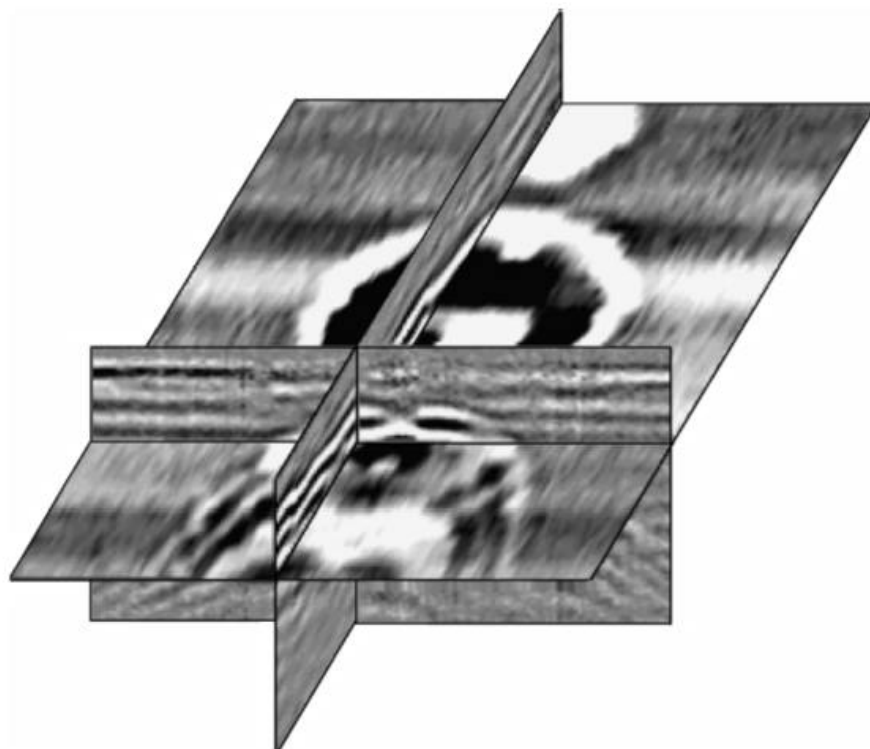


Рис. 4.155. Трехмерное изображение объекта

Поэтапно сдвигая горизонтальную секущую плоскость сверху вниз, получаем сечения объекта на разном расстоянии от антенного блока (рис. 4.156).

Так же можно получить сечение объекта в горизонтальной и вертикальной плоскостях (рис. 4.157).

Таким образом, георадары «Око-2» позволяют успешно решать различные задачи, связанные с деятельностью силовых структур: обнаружение движущихся людей за непрозрачными преградами,

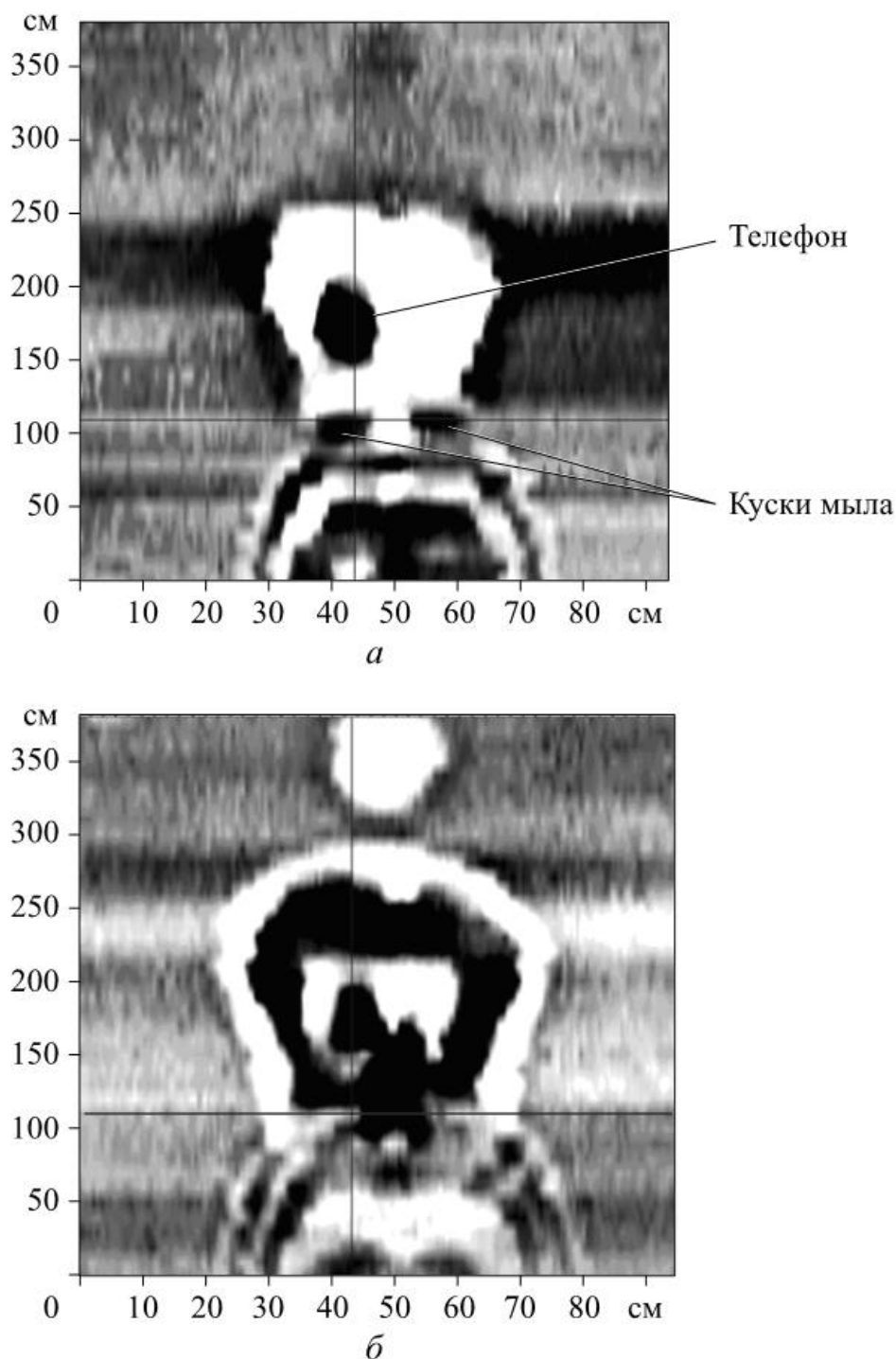


Рис. 4.156. Сечение объекта на различном удалении от антенного блока:
а — на удалении 7 см; *б* — на удалении 12 см

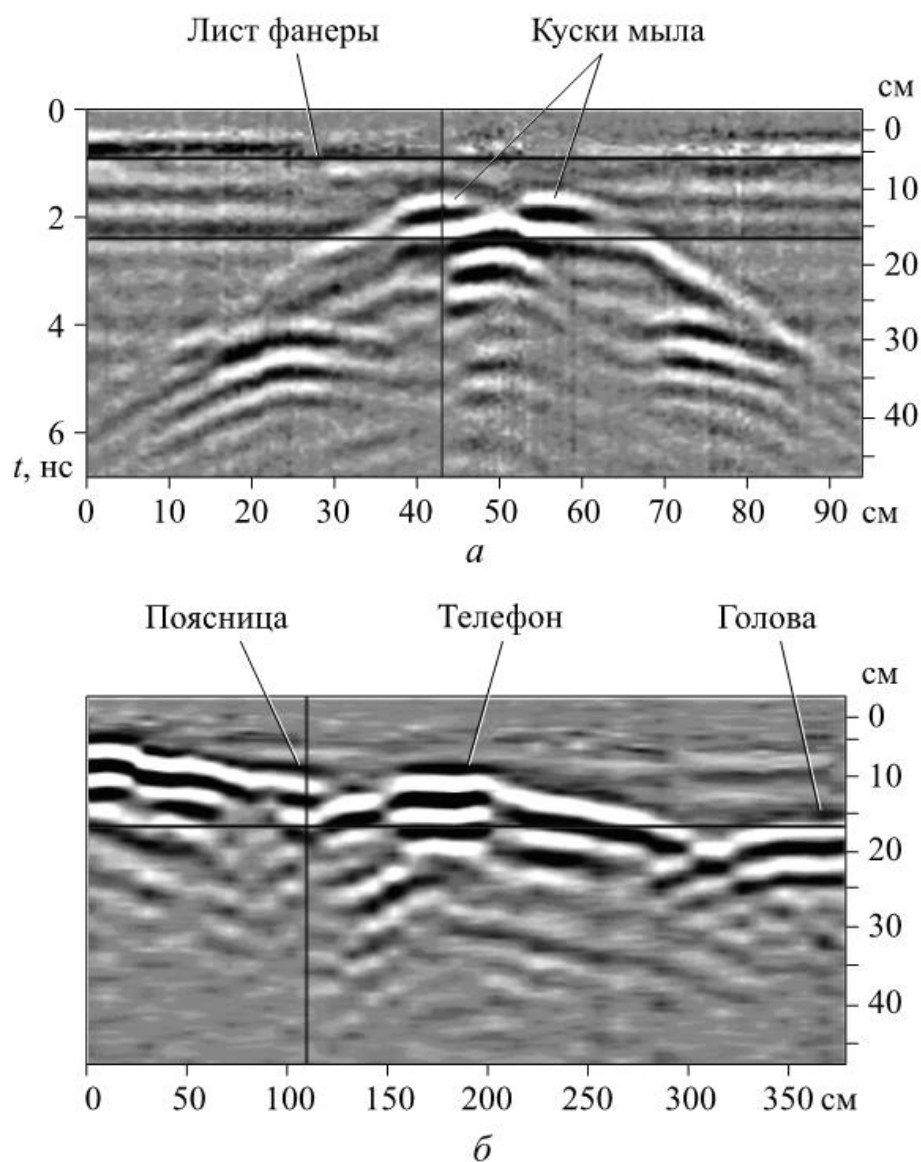


Рис. 4.157. Сечение объекта в горизонтальной (*а*) и вертикальной (*б*) плоскостях

неподвижных людей по их дыханию, а также обнаружение опасных предметов, размещенных под одеждой на теле человека.

Литература к главе 4

1. FCC 02-48, ET Docket 98-153, First Report and Order, April 2002.
2. FCC 04-285, ET Docket 98-153, Second Report and Order and Second Memorandum Opinion and Order, December 2004.
3. Данилова Н.Н. Психофизиология. М.: Аспект-Пресс, 2007. 367 с.
4. Данилова Н.Н. Функциональные состояния: механизмы и диагностика. М.: Наука, 1985.
5. Анализ вариабельности сердечного ритма при использовании различных электрокардиографических систем (часть 1) / Р.М. Баевский, Г.Г. Иванов, Л.В. Чирейкин и др. // Вестник аритмологии. 2002. № 24. С. 65.

6. Баевский Р.М., Кириллов О.И., Клецкин С.З. Математический анализ изменений сердечного ритма при стрессе. М.: Наука, 1984. С. 220.
7. Баевский Р.М., Семенов Ю.Н., Черникова А.Г. Анализ variability сердечного ритма с помощью комплекса «Варикард» и проблема распознавания функциональных состояний. Хронобиологические аспекты артериальной гипертензии в практике врачебно-лётной экспертизы. М.: Медицина, 2000. С. 167–178.
8. Баевский Р.М., Иванов Г.Г. Variability сердечного ритма: теоретические аспекты и возможности клинического применения / www.ecg.ru/books/book03/index.html
9. Heart rate variability. Standards of Measurement, Physiological interpretation and clinical use // Circulation. 1996. Vol. 93. P. 1043–1065.
10. Комплексная психофизиологическая оценка состояний стресса и утомления / А.М. Черноризов, С.А. Исайчев, И.А. Дубынин, Е.Г. Батурина // I съезд врачей железнодорожного транспорта. Москва, ВВЦ. 30.11.2004.
11. Исайчев С.А., Черноризов А.М., Батурина Е.Г. Диагностика динамических изменений ФС человека при монотонии и стрессе: Всерос. конф. по проблемам корпоративной безопасности. Тверь: Изд-во ТГУ, 2005.
12. Батурина Е.Г., Исайчев С.А. Зависимость слуховых вызванных потенциалов от условий операторской деятельности. Ломоносов, 2005 // Вестник МГУ. Психология.
13. The Lancet. Vol. 349. No. 9061. 3 May 1997.
14. Иммореев И.Я. Возможности и особенности сверхширокополосных радиосистем // Прикладная электроника. Харьков, 2002. Т. 1. № 2. С. 122–140.
15. Иммореев И.Я. Сверхширокополосные радары: новые возможности, необычные проблемы, системные особенности // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. 1998. Вып. 4.
16. Иммореев И.Я. Main possibilities and main features of ultra-wideband (UWB) radars // Радиофизика и радиоастрономия. 2002. Т. 7. № 4.
17. Immoreev I. Main Features of UWB Radars and Differences from Common Narrowband Radars // В кн.: «Ultrawideband Radar Technology», Edition by James D. Taylor. CRC Press. Boca Raton, London, New York, Washington D.C. 2000.
18. Зайцев А.В. Исследования электромагнитных полей во временной области: Сб.: Антенны / Под ред. Л.Д. Бахраха. 2001. Вып. 6 (51). С. 3–10.
19. Антенно-фидерные устройства / А.Л. Драбкин и др. М.: Сов. радио, 1974.
20. Антенны УКВ: Ч. 1. / Г.З. Айзенберг и др. М.: Связь, 1977.
21. Особенности излучения сверхширокополосных сигналов каноническими антеннами / А.В. Зайцев и др. // ЦВНИ МО РФ. Сер. Б. М., 2006. Вып. 76. 35 с.

22. Подосенов С.А., Потапов А.А., Соколов А.А. Импульсная электродинамика широкополосных радиосистем и поля связанных структур / Отв. ред. А.А. Потапова. М.: Радиотехника, 2003. 720 с.
23. Фрадин А.З. Антенно-фидерные устройства. М.: Связь, 1977.
24. Семейкин Н.П., Помозов В.В., Дудник А.В. Развитие георадаров серии «ОКО». // Вопросы подповерхностной радиолокации / Под ред. А.Ю. Гринёва. М., 2005.
25. Семейкин Н.П., Помозов В.В., Дудник А.В. Расширение спектра георадарных задач как следствие совершенствования аппаратной базы // Разведка и охрана недр. 2005. № 12.

Глава 5. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ВЫДЕЛЕНИЯ СИГНАЛОВ ДЫХАНИЯ И СЕРДЦЕБИЕНИЯ

При радиолокации живых объектов в качестве зондирующего сигнала (ЗС) могут использоваться непрерывные немодулированные или модулированные СВЧ-сигналы в диапазонах частот от сотен мегагерц до десятков гигагерц с различной занимаемой полосой частот — от узкополосных (УП) до широкополосных (ШП) и сверхширокополосных (СШП), в том числе СШП видеоимпульсные сигналы (ВИС), не имеющие явно выраженной несущей частоты [1—7].

Сигналы, отраженные от человека, приобретают специфическую биометрическую модуляцию, которая отсутствует при отражении от неживых объектов и местных предметов (МП). Такая модуляция в отраженном радиосигнале вызвана сокращениями сердца, сосудов, легких и особенно колебаниями кожных покровов в области грудной клетки и гортани в такт дыханию и сердцебиению [3, 8, 9]. Эти процессы носят почти периодический характер с частотами в диапазоне 0,8...2,5 Гц для сердца и 0,2...0,5 Гц для легких. Таким образом, отраженный СВЧ-сигнал имеет периодическую модуляцию по задержке или по фазе в такт с колебаниями кожных покровов и внутренних органов. Параметры этой модуляции определяются частотой и интенсивностью дыхания и сердцебиения. Возможна и аperiodическая модуляция сигнала, вызванная малыми перемещениями частей тела и артикуляцией органов речи [5, 10].

При режекции (подавлении) проникающего сигнала передатчика и сигналов, отраженных от МП, можно добиться высокой чувствительности радиолокационного обнаружения объектов, границы которых подвержены малым механическим колебаниям. По имеющимся в литературе данным, чувствительность радиочастотного зондирования в гигагерцовых диапазонах волн потенциально может достигать 10^{-9} м [11].

На практике наблюдение за живыми людьми с помощью радиолокатора производится на фоне отражений ЗС от МП. Как

правило, интенсивность отражений от МП превосходит интенсивность отражений от человека и частей его тела. Как уже было сказано, отраженные от человека сигналы имеют апериодическую или периодическую модуляцию, в то время как сигналы, отраженные от МП, не имеют указанной модуляции или характеризуются иным временным и спектральным составом. На этом и основываются методы обнаружения и регистрации отраженных от человека сигналов на фоне сигналов МП. Основным преимуществом ШП и СШП ЗС по сравнению с немодулированными сигналами при радиолокации живых объектов является разделение зоны наблюдения на ячейки дальности, позволяющее измерять дальность до цели, а также улучшать селекцию цели на фоне МП.

При создании радиолокатора для наблюдения за живыми объектами в зависимости от задачи предпочтительным может быть тот или иной вид ЗС. До настоящего времени исследования подобных радиолокационных систем не носили сравнительного характера и были посвящены отдельным устройствам с конкретными видами ЗС. Поэтому анализ и сопоставление методов выделения полезных сигналов в радиолокационных системах наблюдения за живыми объектами при разных видах ЗС актуальны и являются одной из задач данной главы.

5.1. Радиолокация живых объектов на основе монохроматического зондирующего сигнала

Несмотря на известный недостаток немодулированного ЗС — отсутствие селекции по дальности, — РЛС с таким сигналом могут широко применяться в простых устройствах обнаружения и регистрации дыхания и сердцебиения человека. При анализе и проектировании подобных РЛС представляют интерес следующие вопросы:

- анализ нелинейных искажений исходных периодических процессов дыхания и сердцебиения за счет фазовой модуляции исходного ЗС при отражении от границ человеческого тела, а также за счет преобразования сигнала в приемном устройстве РЛС;

- сравнение выходных эффектов во временной и спектральной областях для двух основных схем приема отраженных от человека сигналов — амплитудной и квадратурной, с учетом возможности оценивания меняющейся фазы принимаемого сигнала.

Запишем монохроматический ЗС с амплитудой U_0 и частотой ω_0 в комплексной форме: $\dot{u}_0(t) = U_0 \exp(j\omega_0 t)$.

Предположим, что доминирующие отражения имеют место от границы воздух — кожный покров. Пусть область отражений и

колебаний кожного покрова на теле человека расположена в пределах одной зоны Френеля, находящейся от датчика на среднем расстоянии r_0 . Текущее расстояние до границы кожного покрова можно записать в виде

$$r(t) = r_0 + \Delta r(t), \quad (5.1)$$

где $\Delta r(t)$ характеризует колебания кожного покрова.

С учетом выражения (5.1) принимаемый сигнал $\dot{u}(t)$, помимо ослабления полезного сигнала a , получит характерные фазовые изменения $\varphi(t) = -2kr(t)$. При этом

$$\dot{u}(t) = aU_0 \exp[j\omega_0 t - j\psi_0 - j2k\Delta r(t)],$$

где $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число; λ — длина волны излучения; фаза $\psi_0 = 2kr_0$.

Поскольку на входе приемника наряду с полезным сигналом действует так называемый проникающий сигнал передатчика, суммарный принимаемый сигнал имеет вид

$$\dot{u}_\Sigma(t) = U_0 [a_0 \exp(j\omega_0 t - j\varphi_0) + a \exp(j\omega_0 t - j\psi_0 - j2k\Delta r(t))], \quad (5.2)$$

где a_0 и a — ослабление проникающего и полезного сигналов соответственно; φ_0 — фаза проникающего сигнала, которая далее полагается равной нулю, $\varphi_0 = 0$.

Представим периодические колебания границы тела человека за счет дыхания и сердцебиения для простоты суммой двух гармонических функций:

$$\Delta r(t) = \Delta_d \sin \omega_d t + \Delta_c \sin (\omega_c t + \varphi_c). \quad (5.3)$$

Здесь ω_d , ω_c — круговые частоты, $\omega_d = 2\pi F_d$, $\omega_c = 2\pi F_c$; F_d , F_c , Δ_d , Δ_c — циклические частоты и амплитуды дыхания и сердцебиения; φ_c — некоторая постоянная фаза.

В составе РЛС с немодулированным ЗС возможно применение одного из двух типов приемных устройств — когерентного квадратурного приемника и простого амплитудного приемника.

Когерентный квадратурный приемник. Такой приемник выделяет на выходе две квадратурные компоненты сигнала (5.2), которые можно представить в виде комплексной амплитуды [12]:

$$\dot{U}_\Sigma(t) = a_0 U_0 [1 + \alpha \exp(-j\psi_0 - 2jk\Delta r(t))], \quad (5.4)$$

где относительное ослабление $\alpha = a/a_0$.

После исключения в соотношении (5.4) постоянной составляющей, обусловленной проникающим сигналом передатчика, полезный сигнал с учетом выражения (5.3) характеризуется нормированной комплексной амплитудой:

$$\dot{U}(t) = \exp\{-j\psi_0 - 2jk[\Delta_d \sin \omega_d t + \Delta_c \sin (\omega_c t + \varphi_c)]\}. \quad (5.5)$$

Спектр Фурье сигнала (5.5), центрированного и взвешенного на конечном временном интервале $(-T/2, T/2)$ по Хэммингу, с учетом разложения экспоненциальных сомножителей в формуле (5.5) в ряды по функциям Бесселя $J_m(x)$ может быть вычислен следующим образом:

$$\dot{G}_H(\omega) = \exp(-j\psi_0) \left[\dot{G}(\omega) - \bar{U} W_H(\omega) \right], \quad (5.6)$$

где $\bar{U}$ и $\dot{G}(\omega)$ — среднее значение и спектр сигнала (5.5) на интервале $(-T/2, T/2)$:

$$\begin{aligned} \bar{U} = \sum_{m_1, m_2 = -\infty}^{\infty} & \left[J_{m_1}(2k\Delta_d) J_{m_2}(2k\Delta_c) \exp(-jm_2\varphi_c) \times \right. \\ & \left. \times \text{sinc}((m_1\omega_d + m_2\omega_c)T/2\pi) \right]; \end{aligned} \quad (5.7)$$

$$\begin{aligned} \dot{G}(\omega) = \sum_{m_1, m_2 = -\infty}^{\infty} & \left[J_{m_1}(2k\Delta_d) J_{m_2}(2k\Delta_c) \exp(-jm_2\varphi_c) \times \right. \\ & \left. \times W_H(m_1\omega_d + m_2\omega_c + \omega) \right]; \end{aligned} \quad (5.8)$$

$W_H(\omega)$ — спектр Фурье весовой функции. В случае обобщенного окна Хэмминга [13]

$$W_H(\omega) = T \left\{ b \text{sinc}\left(\frac{\omega T}{2\pi}\right) + \frac{1-b}{2} \left[\text{sinc}\left(\frac{\omega T}{2\pi} - 1\right) + \text{sinc}\left(\frac{\omega T}{2\pi} + 1\right) \right] \right\},$$

где b — коэффициент обобщенного окна Хэмминга, $b < 1$; $\text{sinc } x = \sin \pi x / (\pi x)$.

В спектре (5.6) содержатся гармоники с частотами дыхания и сердцебиения ω_d и ω_c , а также комбинационные и кратные гармоники с частотами $m_1\omega_d + m_2\omega_c$. Амплитуды гармоник определяются произведением двух функций Бесселя от аргументов $2k\Delta_{d(c)} = 4\pi\Delta_{d(c)}/\lambda$, пропорциональных отношениям смещений поверхности тела к длине волны зондирующего сигнала. Из выражения (5.6) следует, что при когерентном квадратурном приеме модуль спектра Фурье полезного сигнала не зависит от ψ_0 и, следовательно, от средней дальности r_0 до объекта.

Пример модуля спектра (5.6) при использовании простого окна Хэмминга ($b = 0,54$) представлен на рис. 5.1 для следующих параметров: $F_d = \omega_1/(2\pi) = 0,23$ Гц, $\Delta_d = 1$ см; $F_c = \omega_2/(2\pi) = 1,1$ Гц, $\Delta_c = 0,1$ мм; рабочая частота $f_0 = \omega_0/(2\pi) = 2,0$ ГГц. Разрешающая способность спектрального анализа равна $0,01$ Гц в соответствии с выбранным временем анализа $T = 100$ с. Форма спектра

на рис. 5.1 соответствует форме спектра фазовой модуляции сигнала (5.5). Расчеты показали также, что спектральный состав принимаемого сигнала при когерентном квадратурном приеме не зависит от среднего расстояния до объекта и очень слабо зависит от разности фаз дыхания и сердцебиения φ_c .

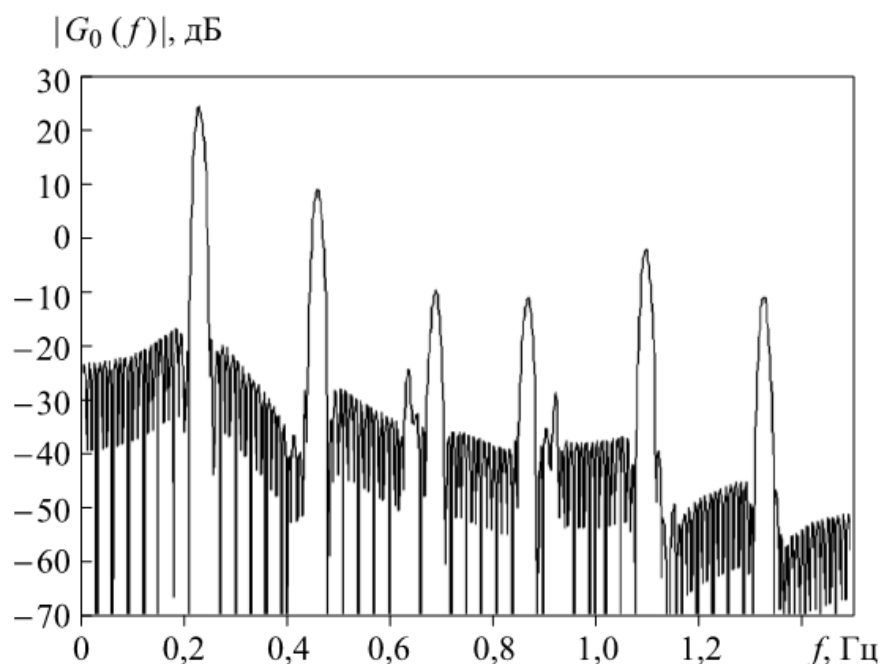


Рис. 5.1. Модуль спектра выходного сигнала радиолокатора с когерентным квадратурным приемником для частот дыхания и пульса 0,23 и 1,1 Гц

На рис. 5.2 представлены квадратурные компоненты сигнала (5.5) $U_{\cos}(t) = \text{Re}[\dot{U}(t)]$, $U_{\sin}(t) = \text{Im}[\dot{U}(t)]$ при отражении от человека, находящегося на различных дальностях при тех же параметрах, что и ранее, а также при трех значениях дальностной фазы $\psi_0 = 0^\circ$; 45° ; 90° . Видно, что вторая гармоника дыхания, присутствующая в косинусной компоненте при дальностной фазе $\psi_0 = 0^\circ$, постепенно исчезает из этой компоненты при увеличении фазы до значения $\psi_0 = 90^\circ$ и переходит в синусную компоненту, а комплексный сигнал в целом сохраняет свой спектральный состав, показанный на рис. 5.1. Кроме того, на рис. 5.2 приведено изменение аргумента $\Phi(t) = -\arg(\dot{U}(t)) - \psi_0$ комплексного сигнала (5.5) за вычетом постоянной дальностной фазы ψ_0 , переменная составляющая которого не зависит от ψ_0 и полностью соответствует модели $\Delta\varphi(t) = -2k\Delta r(t)$ с учетом равенства (5.3).

Таким образом, для неискаженной демодуляции сигнала (5.5) и выделения реализации дыхания и сердцебиения в РЛС с монохроматическим сигналом необходима когерентная квадратурная обработка принимаемого сигнала и определение отсчетов его фазы.

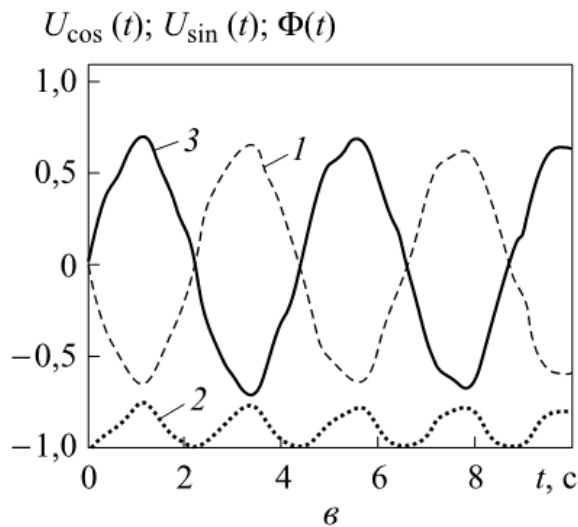
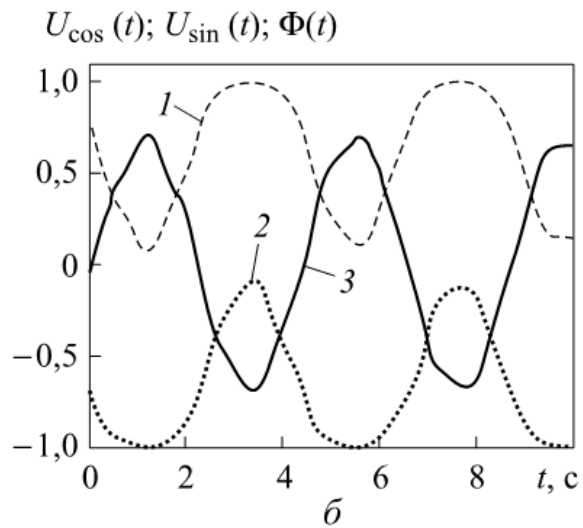
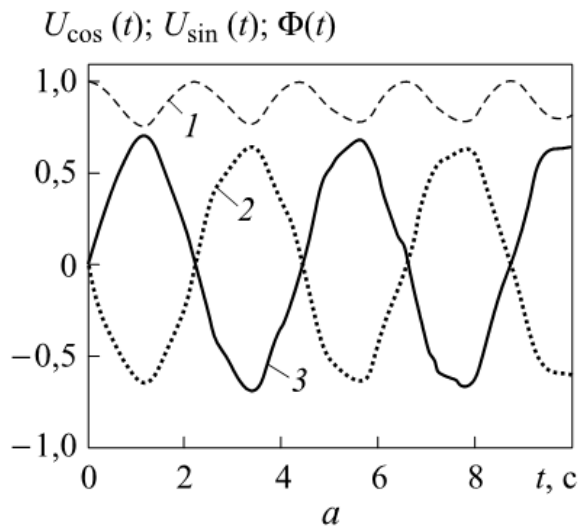


Рис. 5.2. Временные реализации квадратурных компонент и аргумента при разных значениях дальностной фазы ψ_0 :
 $a - \psi_0 = 0$; $б - \psi_0 = 45^\circ$; $в - \psi_0 = 90^\circ$; $1 - U_{\cos}(t)$; $2 - U_{\sin}(t)$; $3 - \Phi(t)$

При больших отношениях сигнал/шум такая операция возможна при обработке квадратур в цифровой форме с использованием вычисления отсчетов фазы как аргумента комплексной амплитуды (5.5). При наличии шумов данная задача решается на основе фазовых демодуляторов с системой фазовой автоподстройки частоты (ФАП) при оптимальном выборе частотной характеристики кольца ФАП [14].

Амплитудный приемник. Рассмотрение такого типа приемника с более простым вариантом обработки принимаемого сигнала обусловлено применением амплитудного детектирования в РЛС типа «Раскан» [15], которые, помимо обнаружения подповерхностных объектов, использовались в опытах по радиолокации живых объектов [5]. Пусть характеристика детектора аппроксимирована квадратичной зависимостью и имеется проникающий сигнал передатчика. Тогда напряжение на выходе детектора с учетом выражения (5.2), равенства $\varphi_0 = 0$ и малости $\alpha \ll 1$ может быть представлено в виде

$$u_d(t) = |\dot{u}_\Sigma(t)|^2 = q_0^2 U_0^2 |1 + \alpha \dot{U}(t)|^2 \approx a_0^2 U_0^2 \{1 + 2\alpha \operatorname{Re}[\dot{U}(t)]\}.$$

Спектр Фурье определяется для процесса $u_{d0}(t) = u_d(t)/(a_0^2 U_0^2)$, центрированного и взвешенного по Хэммингу:

$$\dot{G}_{Hd}(\omega) = \alpha [\dot{G}_H(\omega) + \dot{G}_H^*(-\omega)], \quad (5.9)$$

где * — символ комплексного сопряжения. Для вычислений использовались формулы (5.6)—(5.8).

Из формул (5.9) и (5.6) вытекает, что модуль спектра $|\dot{G}_{Hd}(\omega)|$ зависит от дальностной фазы ψ_0 или от средней дальности r_0 до объекта. Это может затруднить обнаружение дыхания и сердцебиения в отличие от когерентной квадратурной обработки, при которой данное явление исключено. Расчет модулей спектров с учетом формулы (5.9) при разных дальностных фазах ψ_0 , равных 0, 60, 90° показал, что при $\psi_0 = 0$ полезные компоненты с частотами 0,23 и 1,1 Гц пропадают из спектра полезного сигнала, в котором имеются только некоторые комбинационные компоненты. При $\psi_0 = 90^\circ$ появляются полезные компоненты спектра и комбинационные, которые отсутствовали при $\psi_0 = 0$. При промежуточных значениях ψ_0 , например при $\psi_0 = 45^\circ$, присутствуют и полезные, и комбинационные компоненты спектра в полном составе. В этом случае спектр почти совпадает со спектром сигнала на выходе когерентного квадратурного приемника, представленным на рис. 5.1.

Временная реализация на выходе амплитудного приемного устройства совпадает с одной из квадратурных компонент сигнала на выходе квадратурного приемного устройства, показанных на рис. 5.2, и при некоторых значениях ψ_0 она может не содержать первых гармоник дыхания и сердцебиения, как это и следовало из результатов расчета модулей спектров на выходе амплитудного детектора.

5.2. Радиолокация живых объектов на основе видеоимпульсных сигналов

Благодаря своей высокой разрешающей способности по задержке СШП ВИС, как и немодулированные сигналы, могут применяться в радиолокаторах малой дальности для выделения малых перемещений человека и сигналов дыхания и сердцебиения. При этом РЛС с видеоимпульсными сигналами имеют малую среднюю мощность излучения и обладают возможностью обнаружения людей за радиопрозрачными препятствиями только на небольших дальностях. Как и при монохроматическом сигнале, важной задачей для РЛС с ВИС является исследование методов

демодуляции полезных биометрических сигналов и анализа их спектрально-временного состава при разных дальностях до объекта.

В качестве моделей излучаемых и опорных ВИС, используемых в системе обработки видеоимпульсных РЛС, рассмотрим следующие три модели, принятые из соображений простоты математического описания:

$$\begin{aligned} s_0(t) &= \exp(-\alpha_0 t^2) \cos \omega_0 t; & s_1(t) &= \exp(-\alpha_1 t^2) \sin \omega_1 t; \\ s_2(t) &= \exp(-\alpha_2 t^2) \left[\cos \omega_2 t - \exp\left(-\omega_2^2 / (4\alpha_2)\right) \right]. \end{aligned} \quad (5.10)$$

Необходимо отметить, что по условиям излучения ВИС их средние значения по времени должны быть равны нулю. Данному условию удовлетворяют сигналы $s_1(t)$, $s_2(t)$ и не удовлетворяет сигнал $s_0(t)$. Для частного случая параметров сигналов

$$\begin{aligned} \alpha_0 = \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha = \Delta f^2; & \quad \Delta f = f_b - f_a; \\ \omega_0 = \omega_1 = \omega_2 = 2\pi f_0 = 2\pi \frac{f_b + f_a}{2}, \end{aligned} \quad (5.11)$$

где f_a и f_b — условные верхняя и нижняя границы спектра импульса. На рис. 5.3 показаны формы импульсов при $f_a = 0,2$ ГГц и $f_b = 1,8$ ГГц. При условиях (5.11) импульсы $s_0(t)$ и $s_2(t)$ практически совпадают. Для сопоставления на том же графике показан

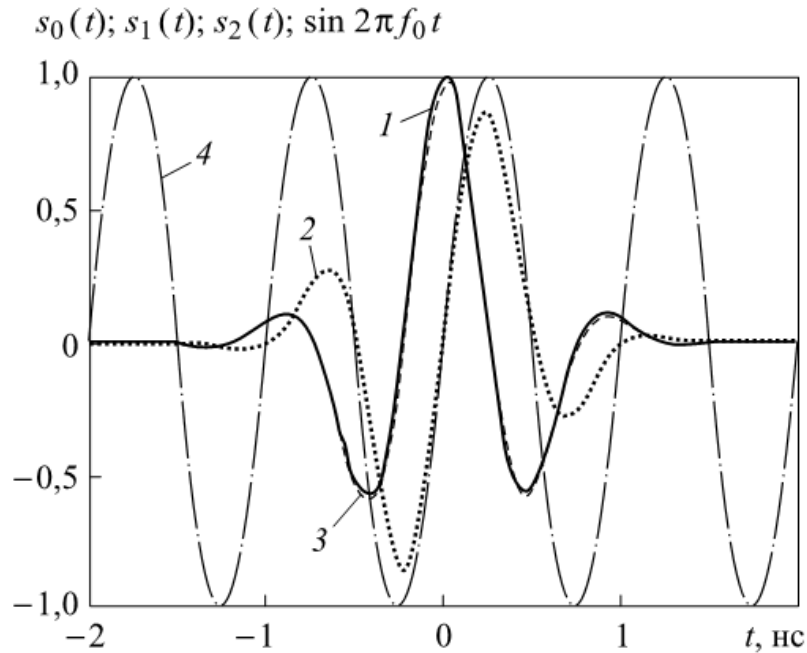


Рис. 5.3. Модели видеоимпульсных ЗС в сравнении с монохроматическим:

1 — $s_0(t)$; 2 — $s_1(t)$; 3 — $s_2(t)$; 4 — $\sin 2\pi f_0 t$

гармонический сигнал с частотой, равной средней частоте спектра видеоимпульса. Обычно зондирующие и опорные импульсы повторяются с некоторым, возможно случайным, периодом и достаточно высокой средней частотой повторения, достигающей единиц мегагерц.

Специфическая форма импульсов вида $s_1(t)$ напоминает характеристику временного дискриминатора [14]. Импульс такого вида может использоваться в качестве опорного, или стробирующего, импульса в тех приложениях видеоимпульсных систем, которые требуют точного измерения временного положения отраженных от цели импульсов либо демодуляции присущей им биометрической времяимпульсной модуляции. Импульсы вида $s_0(t)$ также могут играть роль опорных стробов в системе селекции по дальности. Импульсы вида $s_2(t)$, как и $s_1(t)$, могут использоваться в качестве моделей излучаемых импульсов.

Рассмотрим два варианта обработки принимаемых ВИС: взаимокорреляционную обработку (ВКО) и, как частный случай, стробоскопическое преобразование. При ВКО происходит перемножение принимаемого s_i и опорного s_j сигналов и их накопление в интеграторе, а средний выходной эффект коррелятора математически можно представить в виде корреляционного интеграла:

$$Q_{ij}(\theta_{\Pi}, \theta_{\text{оп}}) = \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t - \theta_{\Pi}) s_j(t - \theta_{\text{оп}}) dt, \quad (5.12)$$

где θ_{Π} и $\theta_{\text{оп}}$ — задержки принимаемого и опорного сигналов соответственно.

При стробоскопическом преобразовании выходной эффект получается из (5.12) при опорном сигнале в виде дельта-функции $s_j(t) = \delta(t)$:

$$Q_{i\delta}(\theta_{\Pi}, \theta_{\text{оп}}) = s_i(\theta_{\text{оп}} - \theta_{\Pi}).$$

Интегралы (5.12), зависящие только от разности $\tau = \theta_{\Pi} - \theta_{\text{оп}}$, для сигналов вида (5.10) вычисляются в аналитическом виде. Функции $Q_{00}(\tau)$, $Q_{11}(\tau)$ являются четными по τ , а функции $Q_{01}(\tau) = Q_{10}(\tau)$ — нечетными. При выполнении условий (5.11) для $Q_{00}(\tau)$ и $Q_{11}(\tau)$ имеем

$$Q_{00}(\tau) = \sqrt{\frac{\pi}{8\alpha}} \exp(-\alpha\tau^2/2) [\cos(\omega_0\tau) + \exp(-\omega_0^2/(2\alpha))];$$

$$Q_{11}(\tau) = \sqrt{\frac{\pi}{8\alpha}} \exp(-\alpha\tau^2/2) [\cos(\omega_0\tau) - \exp(-\omega_0^2/(2\alpha))].$$

Выражения для $Q_{02}(\tau)$ и $Q_{01}(\tau)$ не приведены ввиду громоздкости.

При приеме ВИС возможно применение двухканальных временных дискриминаторов [14], дискриминационные характеристики которых приводятся к виду

$$D_{00}(\Delta\tau) = \frac{1}{Q_{00}(0)} \left[Q_{00} \left(\Delta\tau + \frac{\Delta\theta}{2} \right) - Q_{00} \left(\Delta\tau - \frac{\Delta\theta}{2} \right) \right];$$

$$D_{02}(\Delta\tau) = \frac{1}{Q_{02}(0)} \left[Q_{02} \left(\Delta\tau + \frac{\Delta\theta}{2} \right) - Q_{02} \left(\Delta\tau - \frac{\Delta\theta}{2} \right) \right];$$

$$D_{2\delta}(\Delta\tau) = \frac{1}{s_2(0)} \left[s_2 \left(\Delta\tau + \frac{\Delta\theta}{2} \right) - s_2 \left(\Delta\tau - \frac{\Delta\theta}{2} \right) \right],$$

где $\Delta\theta$ — временная расстройка опорных импульсов-стробов вида s_j в первом и втором корреляционных каналах дискриминатора.

Пример расчетных зависимостей выходных эффектов $Q_{ij}(\Delta\tau)$ от относительного смещения $\Delta\tau = \theta_{\text{п}} - \theta_{\text{оп}}$ принимаемого и опорного импульсов на входе коррелятора представлен в нормированной форме на рис. 5.4, где для сопоставления также показана зависимость гармонического сигнала с частотой, равной средней частоте спектра ВИС.

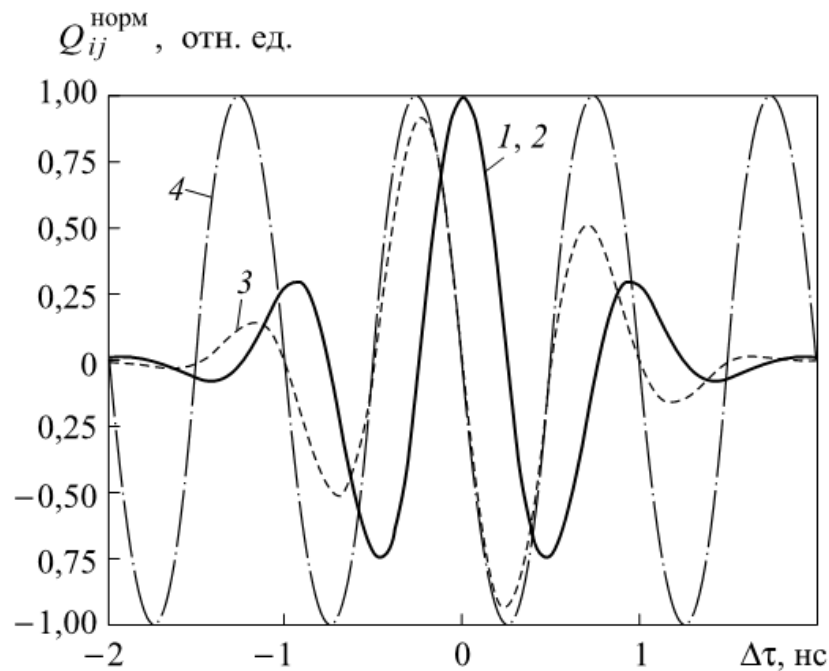


Рис. 5.4. Зависимости корреляционного эффекта от относительного смещения $\Delta\tau$ принимаемого и опорного импульсов:

1 — $Q_{00}(\Delta\tau)/Q_{00}(0)$; 2 — $Q_{11}(\Delta\tau)/Q_{11}(0)$; 3 — $\sqrt{8\alpha_0\pi^{-1}} \cdot Q_{01}(\Delta\tau)$; 4 — $(-1)\sin(\omega_0\Delta\tau)$

Соответствующие дискриминационные характеристики $D_{00}(\Delta\tau)$, $D_{02}(\Delta\tau)$, $D_{28}(\Delta\tau)$ представлены на рис. 5.5 для случая $\Delta\theta = \Delta f^{-1}$ и при выполнении условий (5.11), при которых корреляционные эффекты $Q_{00}(\Delta\tau)$ и $Q_{11}(\Delta\tau)$ практически совпадают. Видно, что максимальные первые производные всех нормированных корреляционных эффектов по $\Delta\tau$ практически одинаковы и совпадают с максимальной крутизной гармонической функции при немодулированном сигнале с частотой, равной средней частоте спектра видеоимпульса.

Наличие и периодичность максимумов и минимумов для видеоимпульсных сигналов и синусоидальной функции свидетельствуют о равноценности амплитудного приема МС и ВКО ВИС в части присутствия комбинационных и высших гармоник дыхания и сердцебиения. Аналогичные заключения справедливы и для дискриминационных характеристик. При ВИС указанные гармоники возникают на неблагоприятных средних дальностях до человека, отвечающих попаданию средней задержки сигнала в максимумы корреляционной функции или дискриминационной характеристики. Временная картина появления второй гармоники дыхания при ВКО ВИС полностью аналогична приведенной на рис. 5.2 для одной квадратуры монохроматического сигнала. В то же время квадратурная обработка и демодуляция фазы при монохроматическом сигнале полностью исключают нелинейные искажения при демодуляции биометрического сигнала, чего нельзя получить для ВИС. Остроту проблемы с появлением второй гармоники дыхания и комбинационных гармоник при ВИС можно уменьшить, например, за счет расширения стробов и увеличения задержки $\Delta\theta$ между ними, т. е. при существенном расширении линейного участка дискриминационной характеристики по сравнению со случаем на рис. 5.5.

Рассмотрим временные процессы на выходе дискриминаторов с широкой характеристикой $D(\Delta\tau)$, показанной на рис. 5.6, и с узкой характеристикой $D_{00}(\Delta\tau)$, представленной на рис. 5.5. Приращение запаздывания за счет дыхания и сердцебиения вычислялось в соответствии с формулой (5.3). Реализации сигналов дыхания и сердцебиения на выходе дискриминаторов с узкой и широкой апертурами, центрированные относительно среднего значения и вычисленные при ненулевом смещении задержки $\Delta\tau_0 = 0,25$ нс относительно нуля дискриминатора, показаны на рис. 5.7.

Из сопоставления реализаций на рис. 5.7 следует, что при узкой апертуре временного дискриминатора даже малые постоянные расстройки по задержке (дальности) относительно нуля дискриминационной характеристики могут приводить в видеоимпульсной

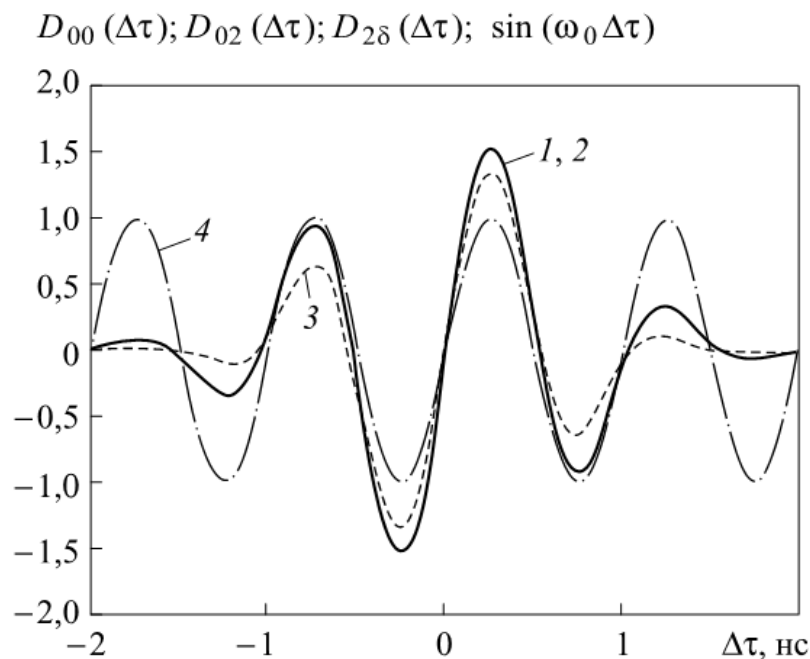


Рис. 5.5. Дискриминационные характеристики относительно нуля дискриминационной характеристики:

1 — $D_{00}(\Delta\tau)$; 2 — $D_{02}(\Delta\tau)$; 3 — $D_{2\delta}(\Delta\tau)$; 4 — гармоническая функция $\sin(\omega_0\Delta\tau)$

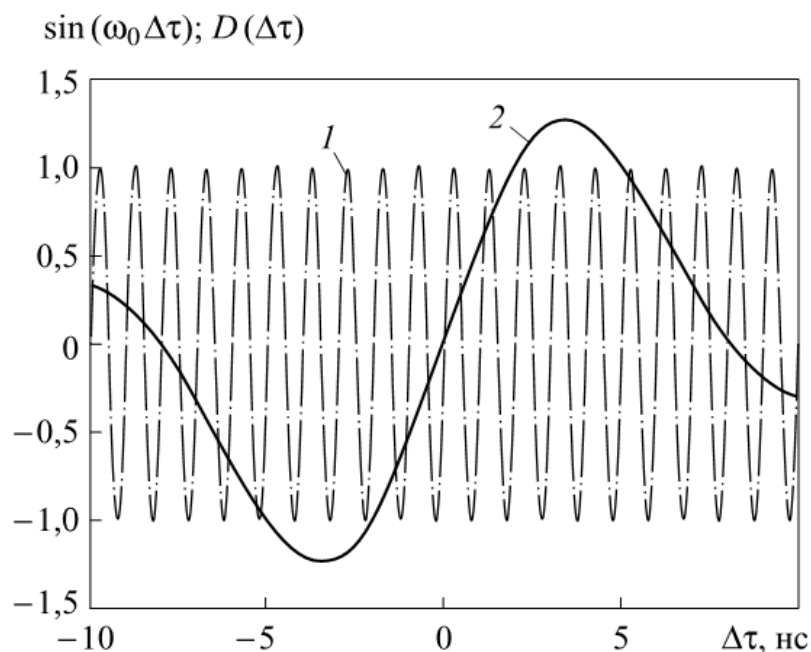


Рис. 5.6. Функция $\sin(\omega_0\Delta\tau)$ (1) и расширенная дискриминационная характеристика $D(\Delta\tau)$ (2) при $\Delta\theta = 8\Delta f^{-1}$ и условиях, приведенных на рис. 5.5

РЛС к появлению второй гармоники дыхания и сердцебиения, как и в монохроматическом радиолокаторе с амплитудной обработкой сигнала. Для исключения этого явления в видеоимпульсной РЛС при прямом измерении задержки необходимо увеличение как минимум в несколько раз линейного участка аперттуры временного дискриминатора.

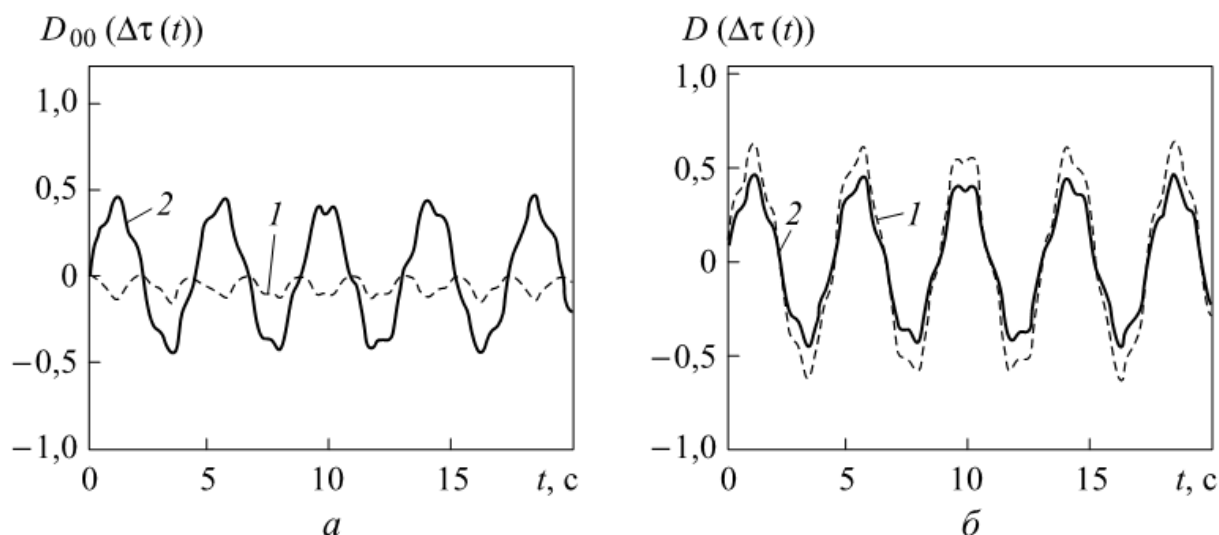


Рис. 5.7. Выходные и исходные реализации дыхания и сердцебиения при узкой (а) и широкой (б) апертуре временного дискриминатора при $\Delta\tau_0 = 0,25$ нс:

1 — выходные реализации; 2 — исходные реализации

Вместе с тем при видеоимпульсных ЗС существуют и другие методы демодуляции сигналов и неискаженного выделения реализаций сердцебиения и дыхания, которые, по всей видимости, также могли использоваться в работах [4, 16], но не были в них специально упомянуты. Такими, например, могут являться методы, основанные на представлении принимаемых ВИС в виде импульсной последовательности с фазоимпульсной модуляцией (ФИМ) [17]. В этой последовательности функцией модуляции по положению или запаздыванию принимаемых ВИС является полезная биометрическая информация в виде процесса дыхания и сердцебиения. Для ее выделения достаточно провести фильтрацию импульсной последовательности фильтром нижних частот (ФНЧ) или же полосовым фильтром, граничные частоты которых охватывают полосу частот дыхания и сердцебиения. Для увеличения полезной составляющей, которая при ФИМ оказывается малой, рекомендуется преобразование ФИМ в широтно-импульсную модуляцию (ШИМ) с последующей низкочастотной фильтрацией. Теоретическое определение спектров ФИМ и ШИМ даже в случае гармонической модуляции представляет собой трудную математическую задачу ввиду нестационарности импульсных последовательностей при ФИМ и ШИМ. В то же время при демодуляции биометрической информации имеют место крайне малые индексы модуляции ФИМ и ШИМ, обусловленные низкочастотностью процесса дыхания и сердцебиения и весьма малой относительной девиацией импульсов $\Delta\tau_{\max}/T_r = 2\Delta_d/(cT_r)$, которая при $\Delta_d = 1,0$ см и типовом периоде повторения импуль-

сов $T_r = 1,0$ мкс имеет значение порядка $6 \cdot 10^{-5}$. При этих условиях демодуляция ФИМ и ШИМ происходит практически без искажений, поскольку высшие гармоники в демодулированном сообщении становятся малыми.

При случайном периоде повторения импульсов данные методы демодуляции еще не исследованы. Однако очевидно, что в этом случае после демодуляции могут возникать дополнительные шумы. Исключение шумов демодуляции при случайном периоде повторения ВИС может быть возможным в случае демодуляции на основе ВКО или временных дискриминаторов. При отнесении измеренных значений на выходе ВКО или дискриминатора к моментам времени на некоторой равномерной временной шкале, наиболее близким к случайным моментам излучения импульсов, дополнительные шумы демодуляции уменьшаются. Определение спектральной плотности шумов демодуляции при случайном периоде повторения является отдельной задачей, выходящей за рамки данной главы.

Еще один метод демодуляции последовательности ВИС может быть основан на применении следящего измерителя дальности [14], что особенно актуально при узкой апертуре временного дискриминатора. Эта мера аналогична измерениям фазы с помощью следящего кольца системы фазовой автоподстройки частоты в радиолокационном датчике с монохроматическим сигналом.

5.3. Выделение биометрических сигналов на фоне местных предметов в радиолокаторе со ступенчатой частотной модуляцией

Математически зондирующий сигнал со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ) представляет собой сумму $M + 1$ не перекрывающихся во времени парциальных частотных компонент на частотах ω_m , $m = 0, 1, \dots, M$, образующих пачку из $M + 1$ импульсов разных частот со скважностью, близкой к единице [18]. Для сформированной передатчиком пачки СЧМ-сигнала $\dot{s}_T$ в k -м периоде повторения запишем

$$\dot{s}_{Tk}(t) = \sum_{m=0}^M v_0(t - kT_r - mT_\omega) \exp[j\omega_m(t - kT_r)], \quad (5.13)$$

где T_r — период повторения пачек из $M + 1$ частотных компонент; T_ω — длительность шага по частоте, одинаковая в каждой пачке. Прямоугольная огибающая $v_0(t)$ компонентного импульса, имеющая длительность $\tau_\omega = T_\omega - \tau_{\max}$,

$$v_0(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_\omega - \tau_{\max}}\right), \quad (5.14)$$

где $\tau_{\max} = 2r_{\max}/c$ — временная задержка, отвечающая максимальной однозначной дальности радиолокатора $r_{\max}$; $\text{rect}(t)$ — функция прямоугольного импульса единичных длительности и амплитуды. Выбор длительности частотной компоненты, согласно выражению (5.14), гарантирует отсутствие перекрытия компонентных импульсов разных частот для опорного и принимаемого сигналов в рабочем интервале дальностей. Обычно используется равномерный шаг частотных компонент ω_m :

$$\omega_m = \omega_0 + m \Delta\omega, \quad m = 0, 1, \dots, M. \quad (5.15)$$

Опорный сигнал в k -м периоде в системе согласованной обработки является копией зондирующего сигнала (5.13), сдвинутой на некоторую ожидаемую задержку $\tau_{\text{оп}}$, и имеет длительности парциальных компонент, равные T_ω :

$$\dot{s}_{\text{оп}k}(t) = \sum_{m=0}^M v_1(t - kT_r - mT_\omega) \exp[j\omega_m(t - kT_r - \tau_{\text{оп}})],$$

где $v_1(t) = \text{rect}(t/T_\omega)$.

Введем модель флуктуаций задержки и фазы радиолокационного сигнала, отраженного от живых объектов, обобщающую модель (5.3). Используем единую нумерацию живых объектов и МП с порядковым номером n при их общем количестве $N + 1$, $0 \leq n \leq N$:

$$\begin{aligned} \tau_{\text{п}n}(t) &= \tau_{0n} + \Delta\tau_{\text{п}n}(t) = \\ &= \frac{2}{c} \left[r_{0n} + \Delta_{\text{д}n} \sin\left(\frac{2\pi t}{T_{\text{д}n}} + \varphi_{\text{д}n}\right) + \Delta_{\text{с}n} \sin^{2s}\left(\frac{\pi t}{T_{\text{с}n}} + \varphi_{\text{с}n}\right) \right], \end{aligned} \quad (5.16)$$

$$\varphi_{\text{п}n}(t) = -\varphi_{0m,n} - \Delta\varphi_{m,n}(t) = -\frac{2\omega_m r_{0n}}{c} - \omega_m \Delta\tau_{\text{п}n}(t).$$

Здесь c — скорость распространения электромагнитных волн; $\Delta_{\text{д}n}$, $\Delta_{\text{с}n}$, $T_{\text{д}n}$, $T_{\text{с}n}$, $\varphi_{\text{д}n}$, $\varphi_{\text{с}n}$ — соответственно амплитуды, периоды и фазы колебаний за счет дыхания и сердцебиения; s — целочисленный параметр аппроксимации импульсов сердцебиения, $s > 1$. Для неподвижных МП полагают $\Delta_{\text{д}n} = \Delta_{\text{с}n} = 0$. В этой модели колебания поверхности тела, вызванные дыханием, по-прежнему описываются синусоидой, а колебания, вызываемые сердцебиением, имеют форму импульсов благодаря возведению синуса в четную степень $2s$.

С учетом выражения (5.16) принятый сигнал, отраженный от $N + 1$ объектов, в k -м периоде зондирования можно представить в виде

$$\dot{s}_{\Pi k}(t) = \sum_{m=0}^M \sum_{n=0}^N a_{n,m} v_0 \left[t - \tau_{\Pi n}(t - \tau_{0n}/2) - kT_r - mT_\omega \right] \times \\ \times \exp \left\{ j\omega_m \left[t - kT_r - \tau_{\Pi n}(t - \tau_{0n}/2) \right] \right\},$$

где $a_{n,m}$ — множитель ослабления за счет отражения и распространения радиоволн для n -го объекта на m -й частоте.

Для определения алгоритма обработки СЧМ-сигнала запишем корреляционный интеграл обработки в k -м периоде повторения. При отсутствии перекрытия принимаемых и опорных компонентных импульсов разных частот и ввиду малости изменения функции $\tau_{\Pi n}(t)$ на интервале длины T_ω этот интеграл равен

$$Q_k(\tau_{\text{оп}}) = \int_{kT_r}^{(k+1)T_r} \dot{s}_{\Pi k}(t) \dot{s}_{\text{оп}k}^*(t) dt \approx \\ \approx (T_\omega - \tau_{\text{max}}) \sum_{m=0}^M \dot{V}_{m,k} \exp(j\omega_m \tau_{\text{оп}}), \quad (5.17)$$

где

$$\dot{V}_{m,k} = \dot{A}_m \left[kT_r + mT_\omega + 0,5(T_\omega - \tau_{\text{max}}) \right]; \\ \dot{A}_m(t) = \sum_{n=0}^N a_{n,m} \exp(-j\omega_m \tau_{\Pi n}(t + \tau_{0n}/2)); \quad (5.18) \\ \tau_{0n} = 2r_{0n}/c$$

и $\tau_{\Pi n}(t)$ определены формулой (5.16).

С учетом выражения (5.15), равенства $\omega_m = 2\pi f_m = 2\pi m\Delta f + 2\pi f_0$ и замены непрерывной задержки $\tau_{\text{оп}}$ дискретной переменной p ($p = 0, 1, \dots, M$), согласно формуле $\tau_{\text{оп}} \approx p[(M+1)\Delta f]^{-1}$, выражение (5.17) приводится к виду дискретного преобразования Фурье:

$$\dot{Q}_k(p) = (T_\omega - \tau_{\text{max}}) \exp \left(j \frac{2\pi f_0 p}{(M+1)\Delta f} \right) \sum_{m=0}^M \dot{V}_{m,k} \exp \left(j \frac{2\pi}{M+1} mp \right), \quad (5.19)$$

вычисляемого с помощью процедуры быстрого преобразования Фурье (БПФ) [13].

Дальнейшая обработка по обзорам $k = 0, 1, \dots, K$ на большом интервале наблюдения длиной KT_r для выявления спектральных компонент дыхания и сердцебиения может осуществляться так-

же с помощью БПФ от $\dot{Q}_k(p)$ по дискретному времени k для каждой фиксированной ячейки дальности p для получения сигнальной функции в координатах частота—задержка:

$$\dot{S}(p, q) = \sum_{k=0}^K \dot{Q}_k(p) \exp\left(j \frac{2\pi}{K+1} q k\right) = FFT_k [\dot{Q}_k(p)]. \quad (5.20)$$

Здесь FFT_k — символ БПФ по дискретной переменной k .

Конечным результатом является двумерная матрица абсолютных значений сигнальной функции $S_{p,q} = |\dot{S}(p, q)|$ в плоскости номера ячейки дальности p и номера спектральной компоненты q . В этой матрице отметки неподвижных МП, расположенных в разных ячейках задержки (дальности), находятся на нулевых и близких к нулю спектральных компонентах при $q = 0; 1$. Отметки от живых объектов содержат спектральные компоненты при значениях $q \geq 2$ и отвечают частотам дыхания и сердцебиения и их гармоникам.

В качестве примера приведем результаты моделирования на основе соотношений (5.17)–(5.20) при обнаружении дыхания и сердцебиения в радиолокаторе со следующими параметрами: начальная частота излучения СЧМ $f_0 = 2,0$ ГГц, ширина полосы частот $\Delta F = 300$ МГц (при разрешении по дальности $\delta r = 0,5$ м), количество шагов по частоте $M + 1 = 32$, длительность одного шага по частоте $T_\omega = 312,5$ мкс, период повторения пачек СЧМ-сигнала $T_r = 25$ мс, количество пачек и полное время наблюдения $K + 1 = 1024$ и $KT_r = 25,6$ с. Всего наблюдаются шесть объектов ($N + 1 = 6$) с единой нумерацией $n = 0, 1, \dots, 5$, равномерно распределенных по дальности на расстояниях от радиолокатора r_{0n} , равных 2; 3; 4; 5; 6 и 7 м. Объекты с номерами $n = 0, 2, 4$, расположенные на дальностях 2; 4 и 5 м, — суть неподвижные МП с эффективной поверхностью рассеяния (ЭПР) 10 м^2 . Объект с номером $n = 5$ на дальности 7 м при том же значении ЭПР, что и у МП, моделирует перемещение скачком из своей ячейки дальности в соседнюю, более удаленную от радиолокатора. Объекты с номерами $n = 1, n = 3$ моделируют двух живых субъектов при перемещении кожного покрова с ЭПР 1 м^2 и с частотами дыхания и сердцебиения $F_{д1} = T_{д1}^{-1} = 0,2$ Гц, $F_{д3} = T_{д3}^{-1} = 0,3$ Гц, $F_{с1} = T_{с1}^{-1} = 1,5$ Гц, $F_{с3} = T_{с3}^{-1} = 2,0$ Гц при амплитудах перемещений соответственно $\Delta_{д1} = \Delta_{д3} = 0,5$ см и $\Delta_{с1} = \Delta_{с3} = 0,5$ мм.

На рис. 5.8 представлены профили дальности в некоторый момент времени, определенные как модуль корреляционного интеграла по формуле (5.19) при дополнении последовательности из

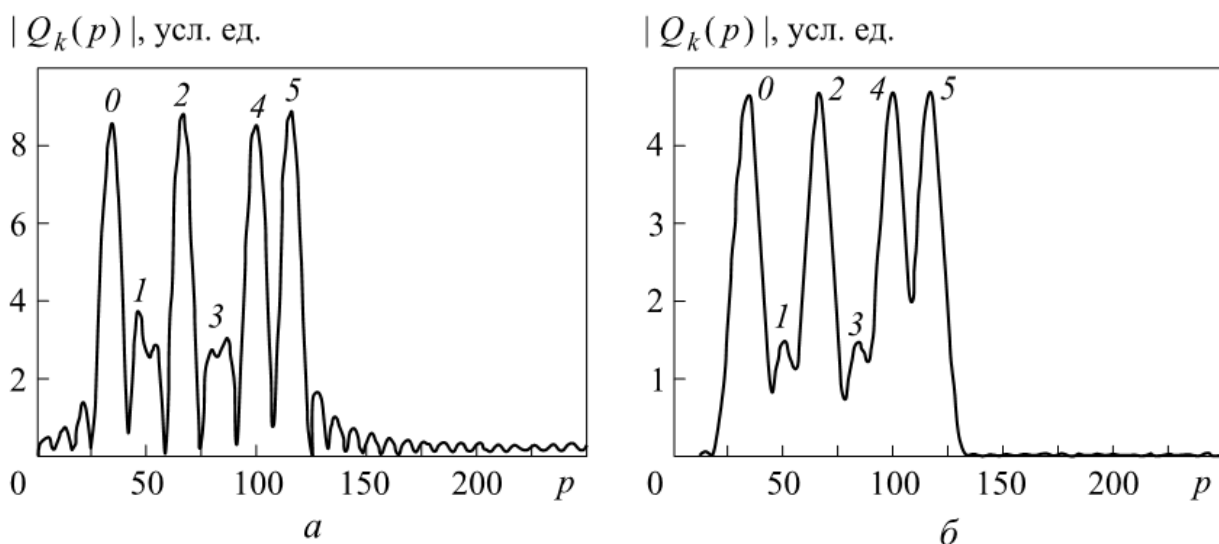


Рис. 5.8. Пример профилей дальности для шести объектов на одном периоде зондирования при отсутствии (а) и наличии (б) взвешивания частотных компонент:
0–5 — номера объектов

32 частотных отсчетов нулями до объема выборки 256 значений в интересах сглаживания профилей задержки. Результаты соответствуют как отсутствию взвешивания принимаемых частотных компонент сигнала, так и наличию взвешивания с помощью простого окна Хэмминга [13].

На рис. 5.9 приведены результаты моделирования в виде топографических диаграмм модуля элементов матрицы частота—дальность $S_{p,q} = |\dot{S}(p,q)|$ с применением взвешивания данных разных частот по Хэммингу.

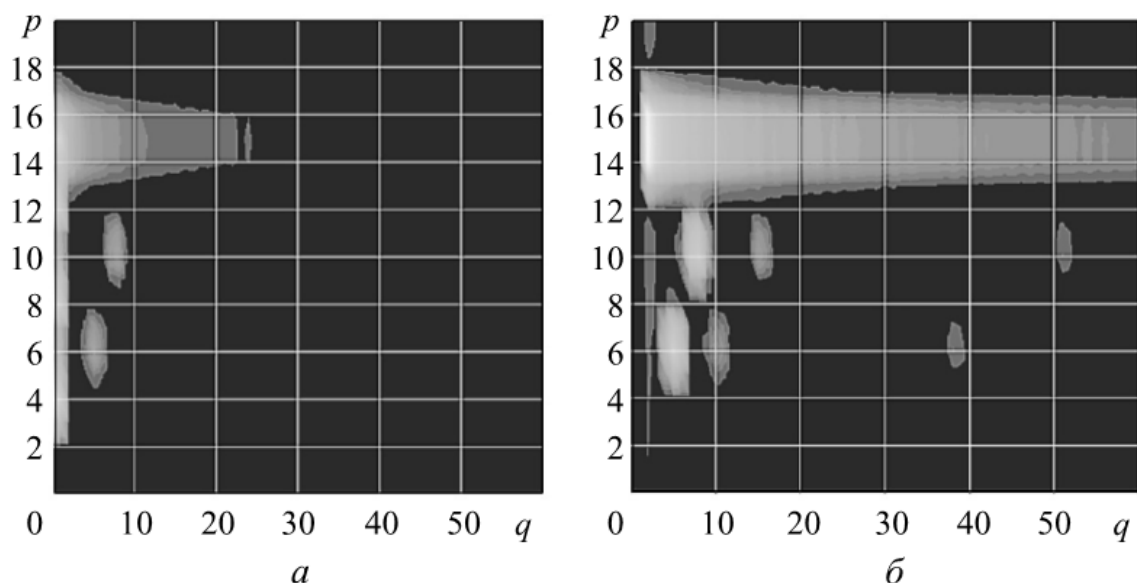


Рис. 5.9. Топографические диаграммы частота—дальность при наблюдении двух человек по дыханию и сердцебиению:
а — отсутствие режекции сигнала от МП в частотной области; б — наличие режекции сигнала; p — номер ячейки дальности; q — номер частотного отсчета

В данном случае была использована простейшая режекция сигнала от МП в частотной области, когда после выполнения БПФ нулевой и первый частотные отсчеты, на которых сосредоточены отметки отражений (отклики) от МП, для всех ячеек дальности были приравнены к нулю. В силу широкого спектра скачкообразного изменения фазы при переходе наиболее удаленного объекта с номером $n = 5$ из одной дальностной ячейки в другую его полной режекции не происходит. В то же время дальностная селекция этого объекта сохраняется, а его сигналы не подавляют спектральных компонент дыхания и сердцебиения живых объектов с номерами $n = 1$ и $n = 3$ на дальностях 3 и 5 м. Подавление МП улучшает наблюдаемость компонент сердцебиения вблизи частотных отсчетов с номерами $q = 38$ и $q = 52$. Максимумы вблизи частотных отсчетов с номерами $n = 5$ и $q = 7; 8$ соответствуют частотам дыхания тех же субъектов и после режекции сигнала от МП имеют больший относительный уровень. На топографической диаграмме (см. рис. 5.9, б) видны вторые гармоники дыхания. Имеются также высшие и комбинационные гармоники дыхания и сердцебиения, которые на диаграмме не видны ввиду их малой интенсивности.

Анализ данных на плоскости частота—дальность позволяет выделить ячейку дальности, в которой находится тот или иной живой объект. Фокусировка алгоритма (5.19) на выделенную ячейку позволяет воспроизвести временную реализацию дыхания и сердцебиения обнаруженного объекта в p -й ячейке дальности в соответствии с выражением

$$\Phi(p, k) = \arg \dot{Q}_k(p), \quad k = 0, 1, \dots, K. \quad (5.21)$$

Для исключения возможных скачков фазы в последовательности (5.21) при переходе значений $\pm\pi$ следует применять процедуру разворачивания фазы, описанную, например, в работе [19]. Такое воспроизведение происходит с точностью до постоянной составляющей и постоянного множителя, определяемых дальностью до объекта и пересчетом смещений $\Delta_{дn}$ и $\Delta_{сn}$ в фазу, рассчитанную в соответствии с выражением (5.21).

Пример восстановления реализаций сердцебиения и дыхания двух человек в выделенных на плоскости частота—дальность 6-й и 10-й ячейках дальности в условиях, для которых получены данные на рис. 5.9, б, приведен на рис. 5.10 на интервале времени от 30-й до 50-й секунды. Данный интервал намеренно выбран симметричным относительно момента времени $t = 40$ с, в который происходит смоделированный внутри данного интервала скачкообразный переход объекта с номером $n = 5$, расположенного на дальности 7 м, в следующую ячейку на дальности 7,5 м.

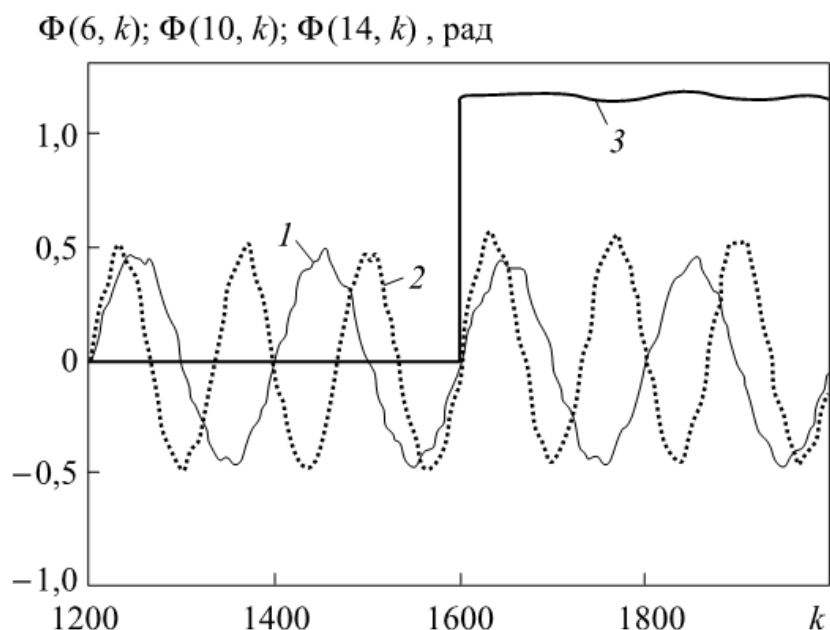


Рис. 5.10. Пример выделения реализации дыхания—сердцебиения в 6-й (1) и 10-й (2) ячейках дальности при наличии «скачка» по дальности из 14-й в 15-ю ячейку (3)

Видно, что форма реализации дыхания—сердцебиения восстанавливается практически без искажений и соответствует форме изменения фазы отраженного сигнала на одной из частотных компонент, рассчитанной по формуле (5.16). Заметно, что наличие «скачка» в удаленной от живых объектов ячейке приводит в данном случае к незначительному подъему полезной реализации ближайшего живого объекта. Моделирование показало, что чем ближе друг к другу расположены ячейки дальности с живым объектом и с динамически перемещающейся помехой, тем больше их взаимное влияние. Было установлено также, что изменение средней дальности до живого объекта в пределах ширины ячейки дальности позволяет достаточно устойчиво получать реализации дыхания и сердцебиения при малой интенсивности вторых гармоник дыхания. При большем изменении средней дальности следует просто выбрать соседнюю ячейку дальности с наименьшими искажениями при демодуляции.

Рассмотренный метод режекции сигнала в частотной области применим при условии достаточного динамического диапазона приемного устройства и большого числа разрядов в АЦП. При недостаточном динамическом диапазоне (как правило, при наличии мощных отражений от МП) представляет интерес предварительная аппаратная аналоговая обработка отраженных сигналов по каждой из двух квадратурных компонент для каждой частотной компоненты сигнала f_m [20]. Пусть обработка осуществляется простыми аналоговыми фильтрами верхних частот

(ФВЧ) с постоянными времени $\tau_{\text{ф}}$, подавляющими постоянные составляющие интенсивных сигналов от МП. Длительность переходного процесса, в течение которого выходной эффект фокусировки по дальности в системе обработки СЧМ-сигнала может иметь искажения, определяется постоянной времени фильтра $\tau_{\text{ф}}$. Если она много меньше общего времени наблюдения KT_r , эти искажения малы.

При моделировании каждый аналоговый фильтр заменялся его дискретным эквивалентом. Дальнейшая обработка выходных отсчетов фильтров осуществлялась с помощью БПФ аналогично выражениям (5.19) и (5.20). Результаты моделирования в условиях применения режекции сигнала во временной области представлены на рис. 5.11 и 5.12 в форме топографических и объемной диаграмм соответственно. Постоянная времени фильтра была принята равной 0,1 с. Сопоставление выходных эффектов обработки при простейшей частотной режекции (см. рис. 5.9, б) и временной режекции (см. рис. 5.11, а) свидетельствует о заметном увеличении относительной интенсивности максимумов сердцебиения по сравнению с максимумами дыхания. Это является следствием выбранного значения постоянной времени режекторных фильтров и формы их частотных характеристик, при которых частично подавляется компонента дыхания, что обеспечивает относительный подъем частотных компонент сердцебиения. Рисунок 5.11, б соответствует последовательному применению режекции во временной облас-

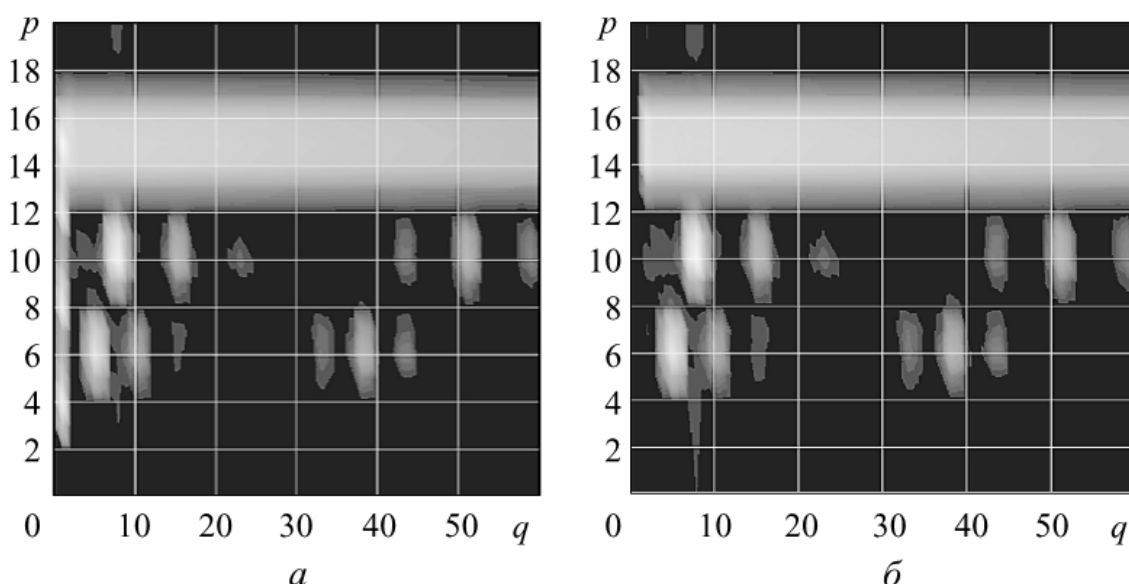


Рис. 5.11. Топографические диаграммы частота—дальность при наблюдении двух человек на фоне МП и динамической скачкообразной помехи: *а* — при режекции сигнала во временной области; *б* — при режекции сигнала во временной и частотной областях; *p* — номер ячейки дальности; *q* — номер частотного отсчета

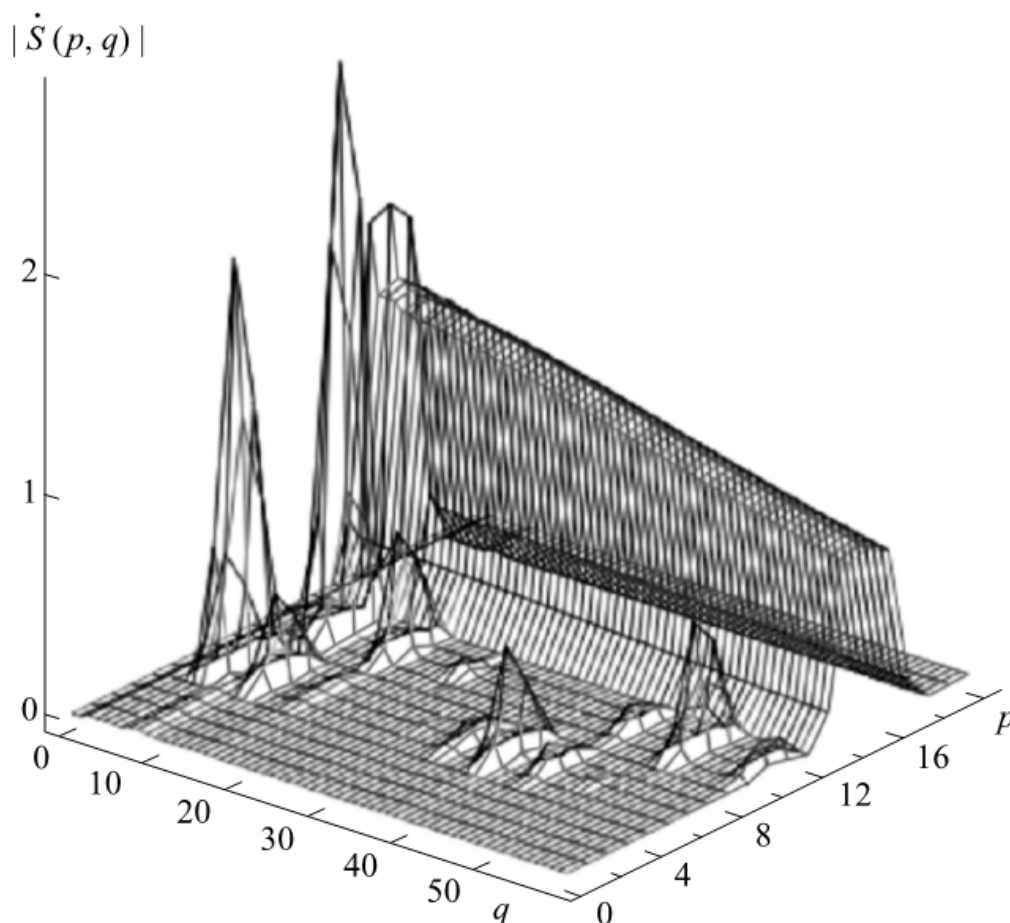


Рис. 5.12. Объемная диаграмма частота—дальность, соответствующая рис. 5.11, б

ти и частотной путем исключения 0-го и 1-го частотных отсчетов. Отметим, что применение более гладкой и тщательно подобранной формы частотного коэффициента передачи режекторного фильтра при режекции только в частотной области позволяет достичь результатов по воспроизведению дыхания и сердцебиения, аналогичных рассмотренному случаю временной режекции на парциальных частотных компонентах. Однако такой путь, как отмечалось, сопряжен с необходимостью обеспечения большего динамического диапазона системы обработки до входа вычислителя БПФ.

Ближкие результаты по обнаружению живых объектов и выделению реализаций сердцебиения и дыхания также были получены нами методом математического моделирования радиолокатора при применении ЗС с непрерывной периодической линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Обработка отраженных от целей задержанных ЛЧМ-сигналов осуществлялась с помощью выделения на квадратурных детекторах сигналов разностной частоты с их последующим преобразованием по Фурье для получения мгновенных (на данном периоде ЛЧМ) комплексных профилей

дальности. Совокупность комплексных профилей дальности, относящихся к большому числу периодов ЛЧМ-сигнала, затем обрабатывалась для каждой ячейки дальности, т. е. для каждого значения разностной частоты, на всем интервале наблюдения, включающем большое число периодов повторения ЛЧМ. Такая обработка производится также с помощью БПФ для получения матрицы частота–дальность, аналогичной той, которая использовалась в случае зондирующего сигнала со ступенчатой частотной модуляцией. Вместе с тем при обнаружении малоподвижных объектов на фоне интенсивных отражений от МП имеется ряд существенных отличий при практическом применении ЛЧМ- и СЧМ-сигналов. При формировании ЛЧМ ЗС с требуемой высокой линейностью закона изменения частоты необходимо принятие специальных схемотехнических решений, приводящих к большим аппаратным затратам, в то время как применение СЧМ-сигнала на основе синтезатора когерентных частот позволяет значительно уменьшить аппаратные затраты. Другим, более важным преимуществом применения СЧМ-сигналов является рассмотренная выше возможность аппаратной реализации системы режекции интенсивных отражений от МП на каждой из парциальных частот в отдельности, приводящая к существенному снижению требований к динамическому диапазону приемника и к разрядности аналого-цифрового преобразования. В случае ЛЧМ ЗС подобная возможность фактически отсутствует.

5.4. Математическое моделирование радиолокатора с СЧМ-сигналом при работе внутри помещения

Работа радиолокатора малой дальности, использующего зондирующий сигнал с СЧМ и расположенного внутри помещения, имеет особенности, связанные с наличием переотражений от местных предметов, поверхности пола, потолка и стен. При этом основной вклад вносят переотражения от поверхностей большой площади (пол, потолок, стены). Прямые отражения, попадающие непосредственно в приемный тракт радиолокатора, подавляются в системе обработки сигналов как отражения от неподвижных предметов. В то же время переотражения по пути передающая антенна — местный предмет — подвижная цель — приемная антенна интерферируют с прямым сигналом цели, прошедшим по пути передающая антенна — подвижная цель — приемная антенна. Эти переотражения модулируются по фазе подвижной целью и не могут быть подавлены в традиционной системе селекции движущихся целей (СДЦ), что может при определенных условиях

приводить к появлению ложных отметок на выходе системы СДЦ. Поскольку положение цели заранее неизвестно, подавление таких переотражений представляется сложной задачей и должно решаться на основе методов пространственно-временной адаптации. В данном разделе решается только задача анализа, которая позволит нам в дальнейшем правильно трактовать результаты экспериментов по радиолокационному обнаружению человека, проводившихся в помещении лаборатории [21].

В интересах анализа влияния переотражений на систему СДЦ радиолокатора с одиночными передающей и приемной антеннами была создана математическая модель. Она учитывает основные, наиболее интенсивные переотражения внутри помещения, обусловленные зеркальными отражениями от больших плоских поверхностей, а именно пола, потолка, и стен. Зеркальные отражения рассчитывались методом геометрической оптики с учетом эквивалентных коэффициентов отражения Френеля в зеркальных точках в плоскости пола, потолка и стен, число которых для прямоугольной комнаты равно шести. Координаты зеркальных точек рассчитывались с учетом положения приемо-передающей антенны радиолокатора и положения цели. Выражение для m -й частотной компоненты принимаемого сигнала на частоте $\omega_m = \omega_0 + m\Delta\omega$, $m = 0, 1, \dots, M$, с учетом интерференции от шести зеркальных точек имеет вид

$$\dot{u}_m(t) = U_0 \left[\sum_{n=0}^6 a_n \exp(-j\omega_m \tau_n(t)) \right]^2, \quad (5.22)$$

где U_0 — амплитуда принимаемого сигнала; a_n , $n = 0, 1, \dots, 6$, — относительные интенсивности отражений от цели $a_0 = 1$, пола a_1 , потолка a_2 , левой и правой стен a_3 и a_4 , передней и задней стен a_5 и a_6 , причем $a_0 = 1$, $a_n < 1,0$ при $n \geq 1$; $\tau_n(t)$ — задержка сигнала на n -м пути распространения:

$$\tau_n(t) = \frac{1}{c} R_n(t) = \frac{1}{c} \left| \vec{r}(t) - \vec{r}_a^{(n)} \right|, \quad n = 0, 1, \dots, 6, \quad (5.23)$$

$R_0(t)$ — текущая дальность антенна—цель; $R_n(t)$ (при $n \geq 1$) — дальности по пути антенна — n -я зеркальная точка — цель; $\vec{r}(t)$ — текущий вектор координат эквивалентной цели, расположенной в точке, задаваемой вектором $\vec{r}_0$, и имитирующей дыхание и сердцебиение по закону

$$\vec{r}(t) = \vec{r}_0 + \vec{\Delta}_d \sin \omega_d t + \vec{\Delta}_c \sin \omega_c t; \quad (5.24)$$

$\vec{r}_0 = \|x_0, y_0, z_{T0}\|^T$ — вектор средних координат цели; $\vec{r}_a^{(n)}$ — век-

торы координат антенны (при $n = 0$) и ее зеркальных отражений (при $n \geq 1$) в плоскостях пола, потолка и стен, равные

$$\begin{aligned}\vec{r}_a^{(0)} &= \|x_a, y_a, z_a\|^T, \quad \vec{r}_a^{(1)} = \|x_a, y_a, -z_a\|^T, \quad \vec{r}_a^{(2)} = \|x_a, y_a, 2Z - z_a\|^T, \\ \vec{r}_a^{(3)} &= \|x_a, -y_a, z_a\|^T, \quad \vec{r}_a^{(4)} = \|x_a, 2Y - y_a, z_a\|^T, \\ \vec{r}_a^{(5)} &= \|-x_a, y_a, z_a\|^T, \quad \vec{r}_a^{(6)} = \|2X - x_a, y_a, z_a\|^T.\end{aligned}$$

Здесь X, Y, Z — длина, ширина и высота прямоугольной комнаты, параллелепипед которой располагается ребрами на осях прямоугольной системы координат с левой нижней вершиной в начале координат. Векторы смещений $\vec{\Delta}_d$ и $\vec{\Delta}_c$ эквивалентной цели с амплитудами и частотами дыхания и сердцебиения Δ_{d0}, Δ_{c0} и ω_d, ω_c могут иметь одинаковое направление, которое принималось совпадающим с направлением антенна—цель, т. е.

$$\vec{\Delta}_d = \frac{\vec{r}_0 - \vec{r}_a^{(0)}}{|\vec{r}_0 - \vec{r}_a^{(0)}|} \Delta_{d0}; \quad \vec{\Delta}_c = \frac{\vec{r}_0 - \vec{r}_a^{(0)}}{|\vec{r}_0 - \vec{r}_a^{(0)}|} \Delta_{c0},$$

где Δ_{d0} и Δ_{c0} — амплитуды колебаний, равные модулям соответствующих векторов.

В некоторый момент времени $t_k = kT_r$ (T_r — период повторения пачек СЧМ-сигнала, k — номер текущего периода повторения СЧМ-сигнала) при отсутствии взвешивания частотных компонент комплексный корреляционный интеграл (комплексный профиль дальности) для сигнала (5.22) имеет вид

$$\dot{Q}_k(\tau_o) \approx \sum_{m=0}^M \dot{u}_m(t_k) \exp(j\omega_m \tau_o). \quad (5.25)$$

После подстановки выражения (5.22) дискретное преобразование Фурье (5.25) вычисляется аналитически:

$$\begin{aligned}\dot{Q}_k(\tau_o) &\approx \sum_{n_1, n_2=0}^6 a_{n_1} a_{n_2} \exp \left[-j \left(\omega_0 + \frac{M}{2} \Delta \omega \right) (\tau_{n_1}(t_k) + \tau_{n_2}(t_k) - \tau_o) \right] \times \\ &\times \frac{\sin \{ \Delta \omega (M+1)/2 [\tau_{n_1}(t_k) + \tau_{n_2}(t_k) - \tau_o] \}}{\sin \{ \Delta \omega /2 [\tau_{n_1}(t_k) + \tau_{n_2}(t_k) - \tau_o] \}}.\end{aligned} \quad (5.26)$$

При использовании СЧМ ЗС выражения (5.26) и (5.27) являются приближенными вследствие того, что моменты взятия отсчетов частотных компонент $\dot{u}_m(t)$ приведены к единому моменту времени t_k . Последнее возможно при медленном изменении во времени расстояния, определяемого формулой (5.24) и, следова-

тельно, задержки по формуле (5.23) по сравнению с длительностью пачки СЧМ-сигнала, равной MT_ω , где T_ω — длительность импульса одной частотной компоненты. Более точный результат можно получить, беря отсчеты частотных компонент в середине импульса каждой частотной компоненты. Однако в этом случае дискретное преобразование Фурье (ДПФ) не берется аналитически и его следует вычислять численно с помощью БПФ. На основании равенства $\omega_m = 2\pi(f_0 + m\Delta f)$ и замены в (5.17) непрерывной задержки $\tau_{оп}$ дискретной переменной p ($p = 0, 1, \dots, M$), согласно формуле $\tau_{оп} \approx p[(M+1)\Delta f] - 1$, можно получить ДПФ в виде выражения (5.19), в котором с учетом (5.22)

$$\dot{V}_{m,k} = \dot{u}_m [kT_r + (m+0,5)T_\omega]. \quad (5.27)$$

При этом сумма в выражении (5.22) вычисляется с помощью процедуры БПФ.

Дальнейшая обработка по обзорам $k = 0, 1, \dots, K$ на большом интервале наблюдения длиной KT_r в целях выявления спектральных компонент дыхания и сердцебиения может осуществляться также с помощью БПФ от $Q_k(p)$ по дискретной переменной k для каждой фиксированной ячейки дальности p согласно (5.20).

Результатом является двумерная матрица частота–задержка $S_{p,q} = |\dot{S}(p,q)|$ в плоскости номера ячейки дальности p и номера спектральной компоненты q . В этой матрице отклики неподвижных МП, расположенных в разных ячейках задержки (дальности), находятся на нулевых и близких к нулю спектральных компонентах при $q = 0; 1$. Отклики от живых объектов содержат спектральные компоненты при значениях $q \geq 2$ и отвечают частотам дыхания и сердцебиения и их гармоникам. При отсутствии интерференционных переотражений (от МП и зеркальных точек поверхностей) через цель отклики живых объектов могут быть селектированы по частоте и находятся на истинных дальностях. Об этом свидетельствуют результаты моделирования в п. 5.3.

В то же время при наличии переотражений через цель их селекции по частоте не происходит и появляются дополнительные отметки или расширение отметок по дальности, о чем свидетельствует и формула (5.26), и результаты проведенного на данном этапе моделирования по формулам (5.19), (5.20). Целью такого моделирования является выявление условий, при которых интерференционные искажения за счет зеркальных отражений от пола, потолка или стен можно или нельзя не принимать во внимание.

Для лучшего понимания характера влияния переотражений первоначально рассмотрим интерференцию прямого сигнала и переотражения от одной зеркальной точки. Пусть эта точка расположена в плоскости пола между антенной лоатора и целью. Принимая во внимание выражение для волновых чисел $k_m = \omega_m/c$ на частотах ω_m и учитывая формулу (5.22) при наличии только первых двух слагаемых с $n = 0; 1$, после возведения в квадрат получим

$$\dot{u}_m = a_0^2 \exp(-jk_m 2R_0) + 2a_0 a_1 \exp(-jk_m(R_0 + R_1)) + a_1^2 \exp(-jk_m 2R_1). \quad (5.28)$$

Отсюда следует, что при одной зеркальной точке после фокусировки частотных компонент $\dot{u}_m$ по всем $M + 1$ частотам будут получены три отметки: одна истинная на дальности цели R_0 с интенсивностью a_0^2 , вторая отметка за счет пути антенна — зеркальная точка — цель на дальности R_1 с интенсивностью a_1^2 и третья — комбинационная — на дальности $(R_0 + R_1)/2$ с интенсивностью $2a_0 a_1$, лежащая посередине между первыми двумя. При условных значениях $a_0 = 1$, $a_1 = 0,8$ получаем, что интенсивность комбинационной отметки ($2a_0 a_1 = 1,6$) заметно превосходит интенсивности истинной ($a_0^2 = 1,0$) и зеркальной ($a_1^2 = 0,64$) отметок. Можно также заключить, что для успешной селекции истинной отметки при значении дальности R_0 , меньшем значений R_1 и $(R_0 + R_1)/2$, потребуется разрешающая способность по дальности δr , удовлетворяющая неравенству

$$\delta r < \frac{R_0 + R_1}{2} - R_0 = \frac{R_1 - R_0}{2}, \quad (5.29)$$

а не более мягкому условию $\delta r < R_1 - R_0$, которого можно было бы ожидать, исходя из геометрических расстояний антенна — цель и антенна — зеркальная точка — цель. При невыполнении условия (5.29) возможны наложение и интерференция всех трех перечисленных отметок, что может приводить не только к расширению отметки по дальности, но и к ее дроблению при одновременном пропадании отметки на истинной дальности цели. Вполне очевидной мерой борьбы с отмеченными явлениями может быть расширение общей полосы частот ΔF СЧМ зондирующего сигнала.

По указанным причинам проанализируем разные варианты радиолокаторов, отличающиеся шириной полосы и количеством частот СЧМ-сигнала, которое соответствует большим и меньшим размерам элемента разрешения δr и разным значениям однознач-

ной дальности при одних и тех же параметрах внешней помеховой обстановки. В качестве 1 варианта, отправного, примем вариант экспериментального макета биорадиолокатора с невысокими характеристиками разрешения по дальности: частота начальной частотной компоненты СЧМ-сигнала $f_0 = 1,528$ ГГц, частотный разнос начальной и конечной частотных компонент $\Delta F = 210$ МГц при шаге по частоте $\Delta f = 14$ МГц, числе частотных компонент $M + 1 = 16$, разрешении по дальности $\delta r = 0,67$ м и однозначной дальности $R_{\max} = 10,7$ м. Другие варианты отвечают параметрам усовершенствованного макета биорадиолокатора с улучшенными характеристиками разрешения по дальности при частоте начальной частотной компоненты СЧМ-сигнала $f_0 = 2,0$ ГГц. Основные параметры вариантов представлены в табл. 5.1.

Таблица 5.1

Параметры вариантов радиолокатора

Вариант	Начальная частота f_0 , МГц	Диапазон частот ΔF , МГц	Количество частот $M + 1$	Разрешение по дальности δr , м	Однозначная дальность $R_{\max}$, м
1	1528,0	210,0	16	0,67	10,7
2	2000,0	441,0	64	0,34	21,4
3	2000,0	889,0	64	0,17	10,6

Моделирование откликов на выходе системы обработки сигналов проводилось при дальности антенна—цель 2,0 и 4,0 м, равных высотах расположения антенны и цели $z_0 = z_a = 1,0$ м и учете одной зеркальной точки с эквивалентным коэффициентом отражения $a_1 = 0,8$.

Для случая дальности антенна—цель $R_0 = 2,0$ м результаты представлены на рис. 5.13–5.17.

На рис. 5.13 видно дробление отметки, вызванное интерференцией отметки цели и комбинационной отметки. На истинной дальности до цели 2,0 м, соответствующей третьей ($p = 3$) ячейке по вертикальной оси, имеет место провал, а максимумы расположены во второй и четвертой ячейках на дальностях 1,34 и 2,67 м. По оси частот наблюдаются спектральные отметки дыхания и сердцебиения. Рисунок 5.14 соответствует увеличению полосы и улучшению разрешения по дальности примерно в два раза. Видно, что истинная и интерференционные отметки сливаются, что приводит как к расширению отметки по дальности, так и к ее некоторому сдвигу за счет интерференции с комбинационными отметками. Это смещает центр результирующей отметки в данном слу-

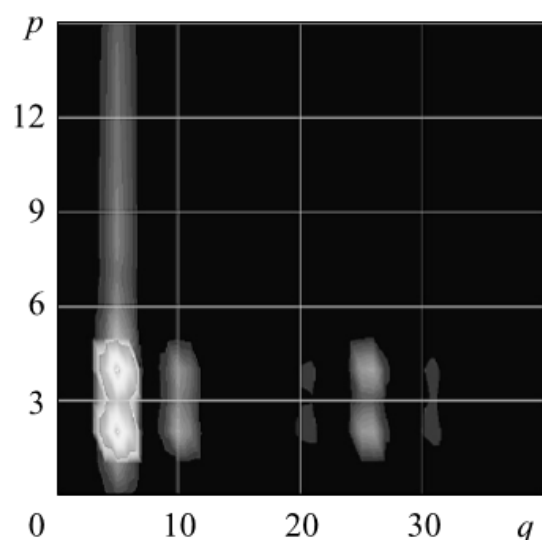


Рис. 5.13. Топографическая диаграмма откликов в плоскости частота—дальность для варианта 1 при $R_0 = 2,0$ м (цена отсчета по оси дальности p составляет $\delta r = 0,67$ м)

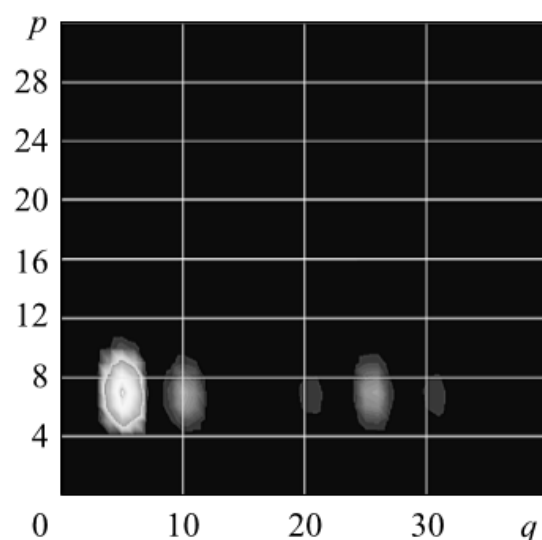


Рис. 5.14. Топографическая диаграмма откликов в плоскости частота—дальность для варианта 2 при $R_0 = 2,0$ м (цена отсчета по оси дальности p составляет $\delta r = 0,34$ м)

чае на одну ячейку дальности, т. е. на $\delta r = 0,34$ м, в сторону удаления относительно истинной дальности цели. Дальнейшее увеличение полосы до 889 МГц и улучшение разрешения до $\delta r = 0,166$ м (рис. 5.15) приводит к разрешению всех трех отметок между собой и расположению их на отвечающих им дальностях. Это по-

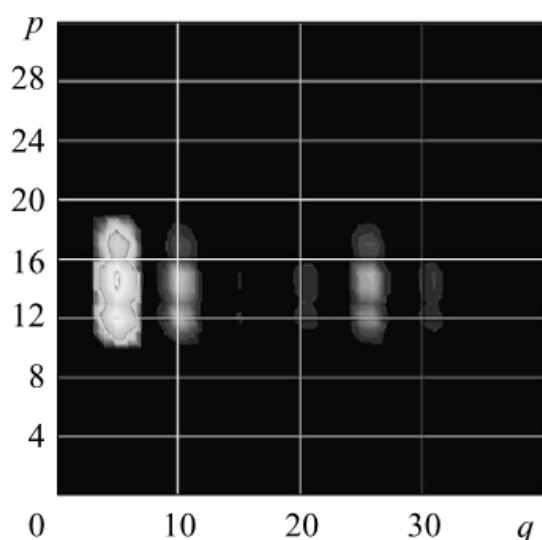


Рис. 5.15. Топографическая диаграмма откликов в плоскости частота—дальность для варианта 3 при $R_0 = 2,0$ м (цена отсчета по оси дальности p составляет $\delta r = 0,17$ м)

зволяет выделить дальность до цели, равную 2,0 м, по первой, истинной отметке и логически подавить ложные отметки, расположенные на больших дальностях — 2,41 и 2,83 м.

Увеличение дальности до цели до 4 м при прочих равных условиях приводит к аналогичным явлениям, только смещенным по параметрам частотной полосы и разрешающей способности в сторону более широких полос и меньших величин элемента разрешения по дальности.

В заключение приведем результаты моделирования РЛС при учете всех шести точек зеркального отражения (от пола, потолка и че-

тырех стен) при различной частотной полосе СЧМ и, следовательно, различном разрешении по дальности. Размеры (в метрах) комнаты, положения антенны и цели, используемые при моделировании, следующие: $\|X, Y, Z\| = \|8, 4, 6\|$; $r_a^{(0)} = \|4, 3, 1\|$; $\vec{r}_0 = \|2, 3, 1\|$. Вектор коэффициентов отражения $\vec{a} = \|1; 0,8; 0,4; 0,5; 0,5; 1,0; 0,4\|$. Длительность спектрального анализа 25 с. На рис. 5.16, 5.17 представлены результаты для вариантов 1 и 2 при дальности до цели 2 м. На рис. 5.16 видно, что при относительно большом дальностном элементе разрешения имеет место интерференционная картина отметок. При этом отметка истинного положения цели в третьей ячейке дальности отсутствует в результате интерференции за счет наложения сигналов блестящих точек из данного и соседних элементов дальности.

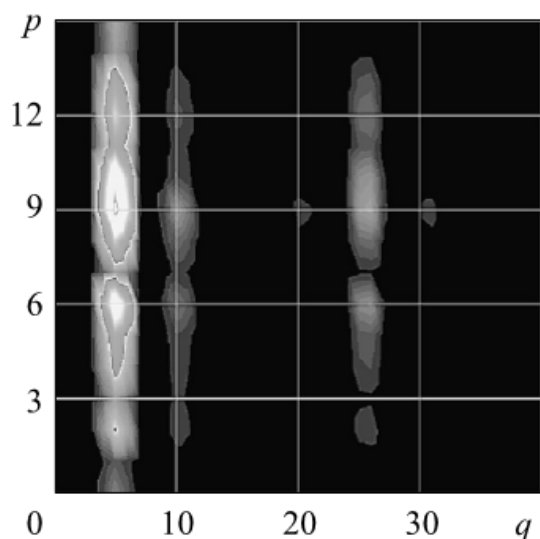


Рис. 5.16. Топографическая диаграмма откликов в плоскости частота—дальность для варианта 1 при $R_0 = 2,0$ м ($\delta r = 0,67$ м)

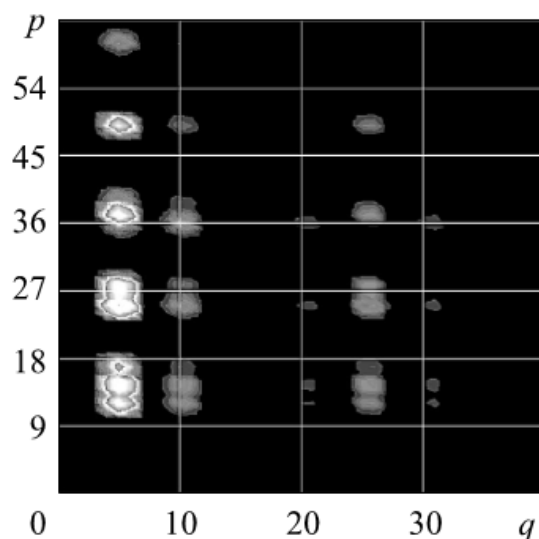


Рис. 5.17. Топографическая диаграмма откликов в плоскости частота—дальность для варианта 3 при $R_0 = 2,0$ м (цена отсчета по оси дальности равна $\delta r = 0,17$ м)

При расширении частотной полосы до $\Delta F = 889$ МГц картина отметок на рис. 5.17 становится существенно более детальной, что приводит к полному разрешению цели и всех зеркальных отражений по дальности, которые при высокой разрешающей способности перестают интерферировать между собой. Это позволяет измерить истинную дальность одиночной цели по удалению первой отметки.

5.5. Результаты лабораторных экспериментов на макете радиолокатора со ступенчатой частотной модуляцией

Лабораторные эксперименты проводились с макетом прототипа проектируемого радиолокатора, имевшим следующие характеристики, отвечающие варианту 1 в табл. 5.1:

- начальная частота излучения СЧМ-сигнала $f_0 = 1,528$ ГГц;
- однозначная дальность $R_{\max} = 10,7$ м;
- разрешающая способность по дальности $\delta r = 0,67$ м;
- ширина спектра СЧМ-сигнала $\Delta F = 210$ МГц;
- количество частот $M + 1 = 16$ и шаг по частоте СЧМ-сигнала $\Delta f = 14$ МГц;
- длительность частотной компоненты опорного и зондирующего СЧМ-сигналов $T_{\omega} = \tau_{\omega} = 250$ мкс;
- длительность и период повторения многочастотных пачек СЧМ-сигнала $T_{\Pi} = T_r = 4$ мс;
- количество накапливаемых пачек $K + 1 = 8\,192$ и полное время наблюдения $KT_r = 32,8$ с, что соответствует разрешению по частоте $\Delta f = 0,03$ Гц.

Внешний вид макета представлен на рис. 5.18. Для отображения информации радиолокатор соединяется через аппаратный

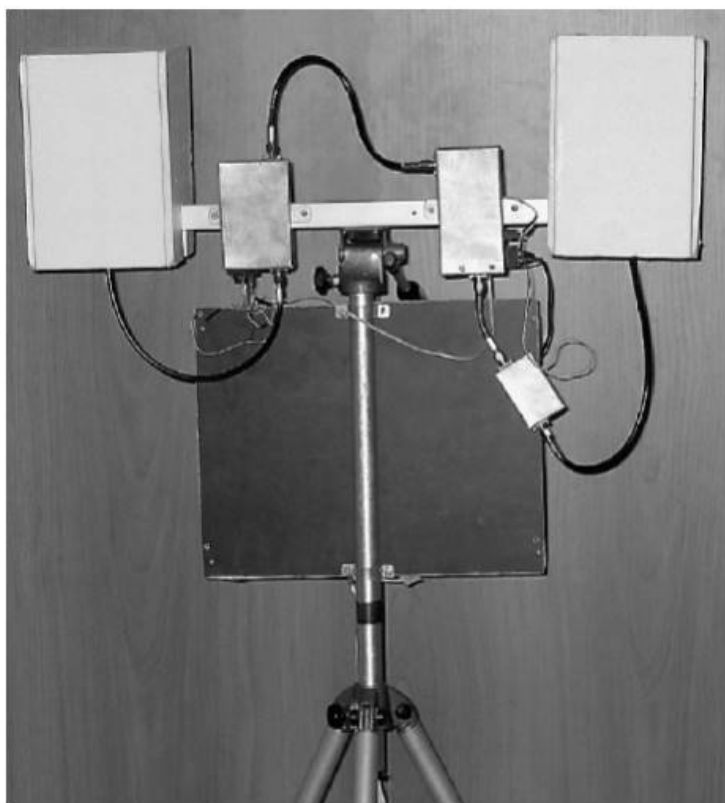


Рис. 5.18. Внешний вид макета прототипа проектируемого радиолокатора малой дальности

модуль, содержащий аналого-цифровой преобразователь и контроллер, с персональным компьютером.

Лабораторные эксперименты проводились в помещении размером 8,5×5,1 м, содержащем большое число местных протяженных отражающих предметов. Учет их местоположения относительно радиолокатора и подвижного объекта не проводился, так как это все равно не позволило бы оценить доминирующие точки отражения. В качестве обнаруживаемых объектов выступали как искусственные цели в виде колеблющихся маятников, так и дышащий человек. Как правило, цель располагалась перед поглощающим покрытием специальной камеры, экранирующей в основном отражения от задней стены помещения. При расстояниях, превосходящих 200 см, проводились также эксперименты с расположением цели вне пределов специальной камеры, когда цель и локатор разделялись открытым проемом между двумя смежными комнатами.

Искусственной целью служил колеблющийся маятник с грузом в виде металлического горизонтального стержня диаметром 1,2 и длиной 45 см на подвесе из двух капроновых нитей длиной 90 см. Другим видом груза являлась металлическая пластина размером 13×13 см. Амплитуды колебаний маятников составляли порядка 0,5...1,0 см. Высота подвеса маятника и высота установки антенной системы биорадиолокатора над полом были равны и составляли 0,95 м.

В процессе экспериментов при работе биорадиолокатора в реальном масштабе времени записывались 12-разрядные отсчеты двух выходных низкочастотных квадратурных реализаций по каждой из 16 частот СЧМ-сигнала на интервале времени 32,8 с, прошедших фильтрацию в идентичных аналоговых режекторных фильтрах. Полученные в каждом опыте массивы данных обрабатывались по описанным ранее алгоритмам на персональном компьютере с задержкой по времени. Время вычисления одной топографической диаграммы частота — дальность составляло единицы секунд.

Первая серия экспериментов проводилась по обнаружению колеблющегося маятника на различных расстояниях от радиолокатора. Полученные результаты при локации маятника с грузом в виде горизонтального металлического стержня, расположенного на разных удалениях от радиолокатора представлены на рис. 5.19, 5.20. Случай маятника с металлической пластиной представлен на рис. 5.21.

На топографической диаграмме на рис. 5.19 наблюдается отметка от цели, соответствующая второй ячейке дальности, отвечающая расстоянию ~1,43 м. По частоте (ось q) видны два макси-

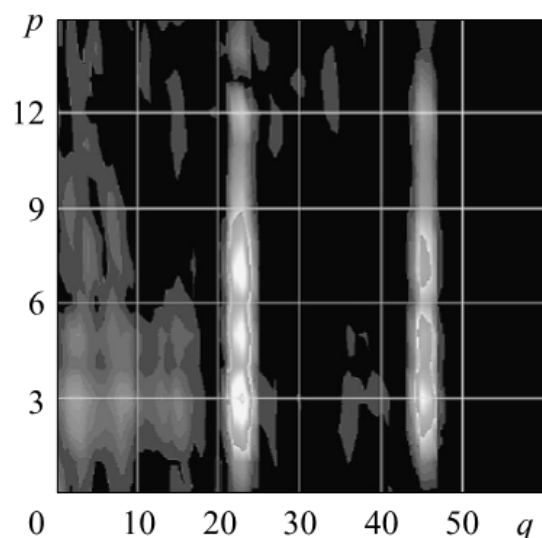


Рис. 5.19. Топографическая диаграмма частота—дальность при наблюдении маятника на расстоянии 2,0 м от биорадиолокатора: p — номер ячейки дальности; q — номер ячейки по частоте

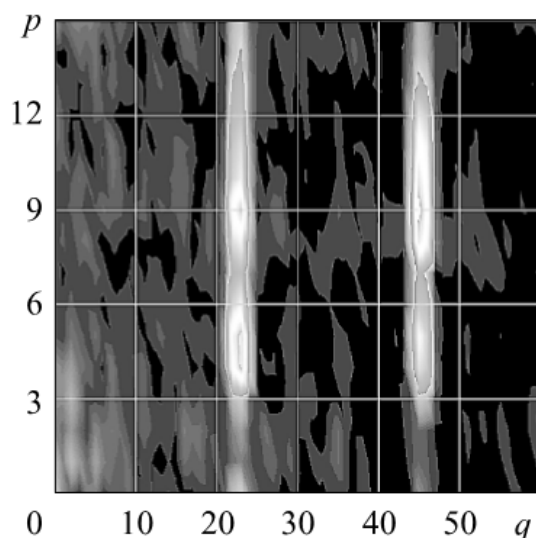


Рис. 5.20. Топографическая диаграмма частота—дальность при наблюдении маятника на расстоянии 3,0 м от биорадиолокатора: p — номер ячейки дальности; q — номер ячейки по частоте

муна в 23-й и в 46-й ячейках для первой и второй гармоник колебаний маятника, равных примерно 0,7 и 1,4 Гц.

Эти данные достаточно точно соответствуют действительным параметрам цели, а небольшая ошибка по дальности может быть

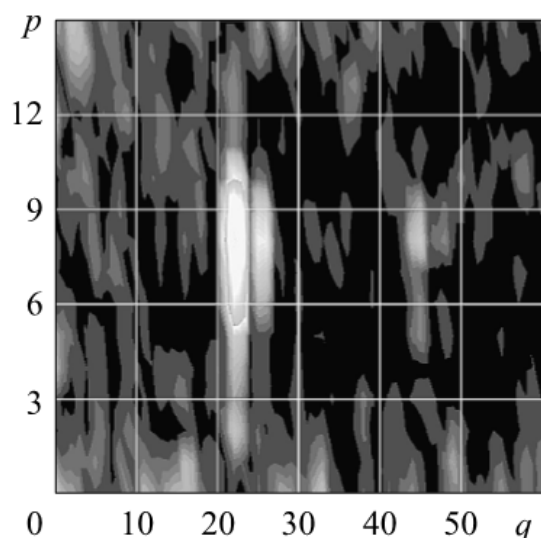


Рис. 5.21. Топографическая диаграмма частота—дальность при наблюдении маятника с металлической пластиной на расстоянии 5,0 м от биорадиолокатора: p — номер ячейки дальности; q — номер ячейки по частоте

связана как с влиянием переотражений, так и с общими аппаратными фазовыми ошибками приемного тракта. Наличие второй гармоники по частоте объясняется влиянием физических свойств маятника и имевшей место упругостью его подвески. На дальностях, больших дальности до цели, в данном случае наблюдаются слабые дополнительные максимумы. По всей видимости, они обязаны своим происхождением наличию переотражений с малой интенсивностью.

Диаграммы на рис. 5.19, 5.20 характерны появлением интерференционных отметок на дальностях, всегда больших дальности до цели. При этом положение по

дальности ближайшей отметки вполне точно соответствует истинному положению цели, правда с учетом сделанных выше замечаний. На второй гармонике колебаний маятника также присутствуют интерференционные отметки на дальностях, больших дальности до маятника, и интенсивность их сравнима с интенсивностью по первой гармонике. Рисунок 5.21 демонстрирует случай маятника с грузом в виде пластины. Имеется небольшое смещение максимума по дальности в пределах размера одного элемента разрешения. Характерно, что в случае пластины вторая гармоника по частоте практически отсутствует.

Результаты экспериментов по обнаружению дышащего человека представлены на рис. 5.22–5.24 для дальностей до человека 2,0; 3,0 и 4,0 м. Наличие вертикальной области интенсивных отражений на рис. 5.22 может быть объяснено интерференцией за счет переотражений от МП через дышащего человека. Начало интерференционного гребня примерно на второй ячейке дальности соответствует истинной дальности до цели, максимум вблизи 6–7 ячеек можно объяснить отражениями от задней стены и других плоскостей комнаты, а также от МП в помещении. Особенность отражений от задней стены заключается в том, что человек переотражает их по принципу радиолокации на просвет, т. е. за счет образования на силуэте человека весьма интенсивной теневой компоненты рассеянного поля, которая и приводит к большому значению сигналь-

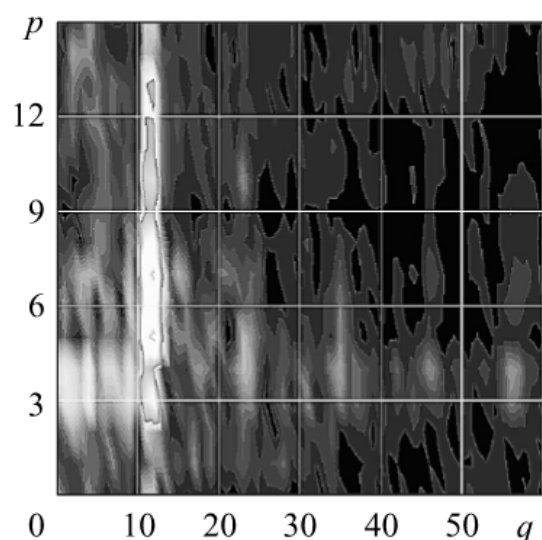


Рис. 5.22. Топографическая диаграмма частота—дальность при наблюдении дышащего человека на расстоянии 2,0 м от биорадиолокатора:

p — номер ячейки дальности;
 q — номер ячейки по частоте

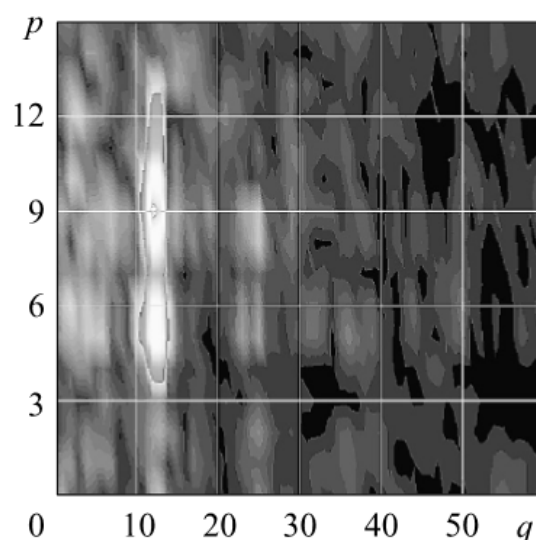


Рис. 5.23. Топографическая диаграмма частота—дальность при наблюдении дышащего человека на расстоянии 3,0 м от биорадиолокатора:

p — номер ячейки дальности;
 q — номер ячейки по частоте

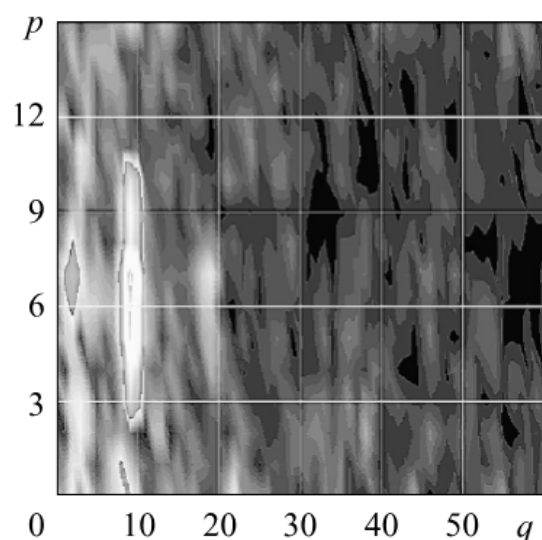


Рис. 5.24. Топографическая диаграмма частота—дальность при наблюдении дышащего человека на расстоянии 4,0 м от биорадиолокатора:

p — номер ячейки дальности;
 q — номер ячейки по частоте

ного максимума на увеличенной дальности хода, превосходящего прямое отражение от грудной клетки. Данные рассуждения более явно подтверждаются для дальности до цели 2,0 м, где первый максимум сигнальной функции расположен на дальности 2,14 м, мало отличающейся от истинной.

Остальные максимумы на больших дальностях связаны с интерференционными переотражениями и укладываются в рассмотренную ранее картину интерференции и предположение о роли переотражений за счет задней стены помещения. Аналогичные объяснения могут быть сделаны и для рис. 5.23, 5.24.

Следует также отметить, что во всей серии экспериментов по обнаружению дыхания вторая гармоника дыхания выражена очень слабо или вообще незаметна. Это сближает результаты экспериментов по наблюдению человека и эксперименты с маятником в виде прямоугольной пластины. Измеренные частоты дыхания несколько изменяются от эксперимента к эксперименту и лежат в диапазоне 0,27...0,37 Гц, что обусловлено возможной вариабельностью ритма дыхания человека. На диаграммах рис. 5.22—5.24, полученных в экспериментах, проведенных на данном макете, практически не удалось обнаружить компоненту сердцебиения.

В целом проведенные лабораторные эксперименты на макете прототипа биорадиолокатора подтвердили его работоспособность и правильность выбранных технических решений в части режекции интенсивных отражений от неподвижных МП. Качественно подтвержден также установленный с помощью математического моделирования факт регистрации и влияния на сигнальную функцию в плоскости частота—дальность интерференционных переотражений от МП и поверхностей в помещении через подвижные объекты (маятник, дышащий человек). Простейшей мерой борьбы с такими переотражениями является расширение полосы частот СЧМ ЗС вплоть до появления разрешения интерференционных путей по дальности и применение логического выделения ближайшей отметки по дальности на обнаруженной частоте дыхания.

Радиолокационные устройства малой дальности, предназначенные для обнаружения человека по дыханию и сердцебиению, могут использовать различные виды зондирующих радиолокационных сигналов. Их основным отличием является ширина полосы частот излучения. Возможно применение немодулированных монохроматических сигналов, СШП видеоимпульсных сигналов, а также ШП СЧМ-сигналов. Основным отличием ШП- и СШП-сигналов от монохроматических сигналов является возможность селекции целей по дальности от сторонних помех — отражений от МП и малоподвижных объектов, находящихся в других элементах дальности, нежели обнаруживаемый по дыханию и сердцебиению человек.

Непрерывные ШП СЧМ-сигналы по сравнению с СШП видеоимпульсными сигналами имеют значительное преимущество в увеличенной средней мощности излучения и, следовательно, дальности действия и проникающей способности биорадиолокационных систем через препятствия при требуемой разрешающей способности по дальности.

Анализ выделения биометрического сигнала сердцебиения и дыхания в радиолокаторе с монохроматическим сигналом показал существенное влияние вида обработки сигнала в приемном устройстве на выходной биометрический сигнал и его амплитудный спектр. При когерентной квадратурной обработке спектр реализации комплексной амплитуды принимаемого сигнала не зависит от дальности до человека и содержит истинные, кратные и комбинационные гармоники частот дыхания и сердцебиения вследствие естественной фазовой модуляции за счет колебаний границ тела и органов человека при дыхании и сердцебиении. Спектральный состав каждой квадратурной компоненты в отдельности, равно как и спектральный состав сигнала на выходе амплитудного приемного устройства, также содержащий комбинационные частоты, существенно зависит от дальности до человека (дальностной фазы). При этом имеют место периодически повторяющиеся пораженные дальности, на которых в спектре одной квадратурной компоненты и в спектре амплитуды сигнала пропадают истинные частоты дыхания и сердцебиения и остаются только комбинационные гармоники. При данном виде ЗС неискаженная демодуляция биометрического сигнала должна основываться на известных методах фазовой демодуляции, простейшим из которых при малых уровнях шумовой помехи является выделение двух квадратур комплексной огибающей принимаемого сигнала и вычисление соответствующей им фазы (аргумента).

та комплексной огибающей за вычетом его среднего по времени значения) в дискретные моменты времени.

Анализ радиолокатора с СШП ВИС при обнаружении живых объектов также показал наличие пораженных дальностей, вызываемых формой зависимости корреляционного интеграла обработки от относительного запаздывания принимаемого и опорного импульсов. Возможными мерами исключения пораженных дальностей являются применение системы автосопровождения по задержке с требуемой инерционностью или применение временных дискриминаторов с широким участком линейной дискриминационной характеристики. Последнее достигается с помощью двух расстроенных по запаздыванию корреляционных каналов приема видеоимпульса, стробируемых опорными импульсами специальной формы, длительность которых существенно больше длительности принимаемого видеоимпульса. Вследствие малой девиации положения принимаемых ВИС относительно их периода повторения возможна также практически неискаженная демодуляция фазовой или преобразованной из нее широтной модуляции положения ВИС. Для выделения полезной информации достаточно провести фильтрацию импульсной последовательности фильтром нижних частот или полосовым фильтром, граничные частоты которых охватывают полосу частот дыхания и сердцебиения.

Для обоснования характеристик и алгоритмов обработки в радиолокаторах с селекцией по дальности на основе применения ЗС с СЧМ проведено математическое моделирование алгоритмов обработки СЧМ-сигналов при учете фазовой модуляции частотных компонент перемещениями поверхности тела при дыхании и сердцебиении. Результаты моделирования подтвердили возможность выделения спектральных компонент дыхания и сердцебиения человека в синтезированных строках дальности на основе применения двумерного БПФ при дополнительном действии отражений от неподвижных и малоподвижных МП. Проанализированы два варианта селекции цели на фоне отражений: селекция в спектральной области с помощью режекторного фильтра с прямоугольной частотной характеристикой; селекция во временной области с помощью аналоговых или цифровых фильтров верхних частот в каждом из частотных каналов по каждой квадратурной компоненте. При небольшой постоянной времени фильтров такой метод позволяет при малом времени установления фильтров получить дополнительный полезный эффект, заключающийся в ослаблении компонент дыхания и относительном усилении компонент сердцебиения. Конечным результатом обработки сигнала

лов, отраженных от живых объектов, в радиолокаторе с СЧМ-сигналом и селекцией по дальности является выделение сигнала сердцебиения и дыхания в той ячейке дальности, в которой расположен живой субъект. При этом неискаженным выходным сигналом является аргумент (фаза) комплексного корреляционного интеграла обработки в функции дискретного времени или номера периода зондирования в той ячейке дальности, в которой произошло обнаружение человека.

С помощью математического моделирования работы радиолокатора внутри помещений оценено влияние интерференции за счет отражений от поверхностей пола, потолка и стен. Для расстояний от РЛС до объекта в единицы метров установлено, что сигналы переотражений от зеркальных точек поверхностей через цель, имеющую характерные периодические колебания в ритме дыхания и сердцебиения, не могут быть отрежектированы. Интерференция при небольшой полосе СЧМ-сигнала в 150...200 МГц приводит к смещению отметки цели по дальности, ее расширению, а при определенных условиях — к дроблению отметки с появлением провала на истинной дальности до цели. С увеличением полосы частот СЧМ-сигнала до значений 0,8...1,0 ГГц, обеспечивающих разрешение по задержке прямых сигналов от цели и переотраженных целью сигналов зеркальных точек, достигается их полное разделение по дальности, при этом истинная отметка цели оказывается ближайшей.

Наличие эффекта интерференции за счет переотражения сигналов зеркальными точками и МП через подвижную цель при работе биорадиолокаторов с одноканальными передающей и приемной антеннами внутри помещений, как и при отражениях от МП, требует учета этого явления и выбора увеличенной полосы частот СЧМ ЗС и последующего применения алгоритмического или иного метода режекции переотраженных сигналов.

На базе созданного макета прототипа радиолокатора малой дальности с невысокими характеристиками разрешающей способности $\delta R = 0,714$ м и однозначного интервала по дальности $R_{\max} = 10,7$ м проведены две серии лабораторных экспериментов:

- по обнаружению искусственных целей, представляющих собой колеблющиеся маятники с грузом в виде металлического стержня и металлической пластины;
- обнаружению дышащего человека. Эксперименты проводились при различных дальностях от цели до биорадиолокатора. В экспериментах по обнаружению маятника на диаграммах частота—дальность имели место интерференционные отметки на дальностях, всегда больших дальности до цели. При этом положе-

ние по дальности ближайшей отметки вполне точно соответствовало истинному положению цели. В ряде случаев отметки не разрешаются по дальности и интерферируют, в результате чего наблюдается небольшое смещение дальности истинной отметки.

При обнаружении дышащего человека также имеет место дальностный интерференционный гребень отметок, начало которого всегда соответствует истинной дальности до цели. Максимумы на больших дальностях объясняются переотражениями вида радиолокатор — МП — человек — радиолокатор, где в качестве МП могут выступать плоскости стен, пол, потолок и иные неподвижные предметы. Особенность отражений от задней стены заключается в том, что человек переотражает их по принципу радиолокации на просвет, т. е. за счет образования на силуэте человека весьма интенсивной теневой компоненты рассеянного поля, которая приводит к большому сигнальному максимуму на увеличенной дальности, в ряде случаев превосходящему прямое отражение от грудной клетки. В проведенных экспериментах вторая гармоника дыхания не наблюдалась и практически не удалось обнаружить компоненту сердцебиения.

В целом эксперименты подтвердили работоспособность макета и правильность выбранных технических решений в части аппаратной режекции интенсивных отражений от неподвижных МП. В экспериментах подтвержден также установленный с помощью математического моделирования факт наличия и влияния на сигнальную функцию в плоскости частота — дальность интерференционных переотражений от МП и поверхностей в помещении через подвижные объекты (маятник, дышащий человек). Простейшей мерой борьбы с такими переотражениями является расширение полосы частот ЗС вплоть до появления разрешения интерференционных путей по дальности и применение логического выделения ближайшей отметки по дальности на обнаруженной частоте дыхания.

Литература к главе 5

1. Microwave Life-Detection System for Searching Human Subjects Under Earthquake Rubble or Behind Barrier / Kun-Mu Chen, Yong Huang, Jianping Zhang, A. Norman. // IEEE Transactions on Biomedical Engineering. Vol. 27. No 1. January 2000. P. 105—114.

2. Barnes Mark A., Nag Soumya, Payment Tim. Covert situational awareness with handheld ultra-wideband short pulse radar, SPIE Conference on «Radar Sensor Technology VI», Orlando, Fla. 19 April 2001, Proc. SPIE. 2001. Vol. 4374, P. 66—77.

3. *Staderini E.M.* UWB Radars in Medicine, IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. January 2002. P. 13—18.
4. *Immoriev I.J., Samkov S.V.* Ultra Wideband (UWB) Radar for the Remote Measuring of Main Parameters of Patient's Vital Activity, Radio Physics and Radio Astronomy (Ukraine), 2002. Vol. 7. No. 4. P. 404—407.
5. Обнаружение и дистанционная диагностика людей за препятствиями с помощью РЛС / А.С. Бугаев, И.А. Васильев, С.И. Ивашов и др. // Радиотехника. 2003. № 7. С. 42—47.
6. Радиоволновая интерферометрия движений тела человека, связанных с дыханием и сердцебиением / Д.А. Усанов, Ал.В. Скрипаль, Ан.В. Скрипаль и др. // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. 2005. № 11—12. С. 44—51.
7. Ultra-Wideband Radar Technology. Edited by James D. Taylor. CRC Press. Boca Raton, London, New York, Washington D.C., 2000.
8. *Greener E.F.* Radar Sensing of Heartbeat and Respiration at a Distance with Application at the Technology. IEE Conference RADAR-97, 14—16 October 1997. Conf. Publication Number 449. P. 150—154.
9. *Greener E.F.* Radar Sensing of Heartbeat and Respiration at a Distance with Security Applications. Proceedings of SPIE, Radar Sensor Technology II. Orlando, Florida, April 1997. Vol. 3066. P. 22—27.
10. Speech articulator measurements using low power EM-wave sensors / Holzrichter J.F., Burnett G.C., Ng L.C. and Lea W.A. // Journal Acoustical Society of America. Vol. 103. No. 1, January 1998. P. 622—625.
11. *Scott W.R., Schroeder C., Martin J.S.* An Acousto-electromagnetic Sensor for Locating Land Mines, Part of the SPIE Conference on Detection and Remediation Technologies for Mines and Minelike Targets III. Orlando, Florida, April 1998. SPIE. Vol. 3392, 0277-786X, 98. P. 176—186.
12. *Евсиков Ю. А., Чапурский В.В.* Преобразование случайных процессов в радиотехнических устройствах. М.: Высш. шк., 1977.
13. *Рабинер Л.Р., Гоулд Б.* Теория и применение цифровой обработки сигналов. М.: Мир, 1981.
14. Статистическая динамика радиотехнических следящих систем / С.В. Первачев, А.А. Валуев, В.М. Чиликин и др. М.: Сов. радио, 1973.
15. *Васильев И.А., Ивашов С.И., Саблин В.Н.* Широкозахватная радиотехническая система обнаружения мин // Радиотехника. Радиолокационные системы и системы радиоуправления. 1998. № 4. С. 55—58.
16. *Черненко А.И., Самков С.В.* Алгоритм обработки сигналов сверхширокополосного радара для измерения параметров сердечно-сосудистой системы человека // Сверхширокополосные сигналы и сверхкороткие импульсы в радиолокации, связи и акустике: Докл. I Междунар. конф., Суздаль, Россия, 27—29 сентября 2005. Суздаль, 2005. С. 51—54.
17. *Борисов Ю.П., Пенин П.И.* Основы многоканальной передачи информации. М.: Связь, 1967.

18. *Wehner D.R.* High Resolution Radar. Artech House. 1987.
19. *Васильев В.Н., Гуров И.П.* Компьютерная обработка сигналов в приложении к интерферометрическим системам. ВНУ, 1998.
20. *Vertiy A.A., Voinovsky I.V.* Sunullah Ozbek. Microwave through-obstacles life-sings detection system. Proceedings of the International Workshop on Microwaves, Radar and Remote Sensing MRRS 2005. Kiev, Ukraine. September 19—21, 2005.
21. *Васильев И.А., Ивашов С.И., Чанурский В.В., Шейко А.П.* Исследование радиолокатора малой дальности со ступенчатой частотной модуляцией при работе внутри помещения // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. 2008. № 1. С. 31—47.

Глава 6. ОБНАРУЖЕНИЕ НЕПОДВИЖНЫХ ЛЮДЕЙ ПОД ЗАВАЛАМИ СТРОИТЕЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ С ПОМОЩЬЮ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО РАДИОЛОКАТОРА*

Известно много работ, посвященных проблеме обнаружения людей за оптически непрозрачными преградами с помощью радиолокаторов (РЛ) [1—11]. Как правило, применяются СШП-радиолокаторы с наносекундными ЗС, обладающие очень высокой разрешающей способностью по дальности. Ряд устройств уже есть на рынке [5—9]. Некоторые из них специально предназначены для поиска людей под завалами [7]. Живой человек обнаруживается благодаря квазипериодическим изменениям задержки эхосигналов в результате движения поверхности тела при дыхании.

Несмотря на то что дальность действия таких радиолокаторов обычно не превышает 8...10 м, обнаружение живых людей оказывается весьма трудной задачей как из-за очень малой энергии каждого наносекундного зондирующего импульса, так и из-за большого ослабления сигналов при их распространении сквозь завалы строительных конструкций. Кроме того, ЭПР движущейся части поверхности тела мала. Наконец, желательно учитывать ограничения излучаемой мощности, вытекающие из требований электромагнитной совместимости.

Все это приводит к необходимости оптимизации алгоритма обнаружения полезного сигнала. Настоящая глава посвящена решению этой задачи (см. также [12—14]).

6.1. Основные особенности задачи обнаружения

Задача радиолокационного обнаружения живого человека в завалах строительных конструкций имеет ряд существенных особенностей. Наиболее важные из них следующие.

* В настоящей главе использованы результаты работы, выполненной при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований: Проект 05-02-08139.

1. Необходимо обнаружить неподвижного человека на фоне мощных отражений от окружающих его предметов (остатков стен, металлических конструкций и пр.). Отличие полезного сигнала, отраженного от живого человека, от мешающих сигналов (пассивных помех), состоит в том, что у полезного эхо-сигнала квазипериодически изменяется запаздывание благодаря колебаниям поверхности тела при дыхании. Таким образом, *задача* состоит в том, чтобы *обнаружить слабые модулированные по запаздыванию эхо-сигналы на фоне собственных шумов приемника и немодулированных по запаздыванию мощных мешающих отражений*. В принципе можно использовать колебания поверхности тела, вызванные механическими колебаниями сердца. Однако их амплитуда в 20—25 раз [2] меньше, чем амплитуда колебаний при дыхании. Но амплитуда даже этих колебаний незначительна, обычно порядка 0,5...1 см [15], а амплитуда изменений запаздывания эхо-сигналов зависит от расположения человека относительно радиолокатора.

2. Необходимо учитывать большое ослабление радиолокационных сигналов, распространяющихся через завалы строительных конструкций. Это ослабление зависит от типа материала строительных конструкций и существенно возрастает при увеличении как толщины материала, так и частоты сигналов.

3. Как известно из статистической теории обнаружения сигналов на фоне помех, форма сигнала не влияет на характеристики обнаружения, важна лишь энергия сигнала. Поэтому и в рассматриваемой задаче в отличие от задач медицинской диагностики [2, 3, 15] не нужно выявлять форму и характер колебаний поверхности тела при дыхании. Необходимо максимально эффективно использовать энергию полезного сигнала, поступающего на вход приемника.

4. Несмотря на то что обнаружение (и определение местоположения) живого неподвижного человека в завалах должно проводиться как можно быстрее, вполне допустимы затраты времени порядка нескольких минут. В течение этого времени местоположение «цели» не изменяется. Такая особенность значительно отличает рассматриваемую задачу от задачи обнаружения цели обычным радиолокатором, например, военного назначения, и создает важный резерв повышения энергетических характеристик.

6.2. Выбор параметров зондирующих сигналов

Параметры зондирующих сигналов следует выбирать, исходя из описанных выше основных особенностей рассматриваемой задачи.

Для обнаружения слабого полезного сигнала на фоне мощных пассивных помех необходимо использовать все возможные методы селекции сигнала. Целесообразно сочетать пространственную и частотную селекцию. Пространственная селекция может быть реализована путем применения зондирующих сигналов с очень высоким разрешением по дальности, т. е. СШП-сигналов. Это позволит значительно уменьшить интенсивность пассивных помех, маскирующих полезный сигнал, так как помехи будут создавать только те мешающие отражатели, которые попадут в малый элемент разрешения по дальности δR вместе с обнаруживаемым объектом (например, $\delta R \leq 0,3 \dots 0,5$ м). При этом важно, чтобы автокорреляционная функция полезного сигнала не имела боковых лепестков по дальности, через которые могут попадать пассивные помехи с других участков дальности (за пределами элемента разрешения). Подходящим ЗС, соответствующим этим требованиям, является очень короткий импульс длительностью $\tau_{\text{и}} \leq 2 \dots 3$ нс (т. е. с шириной спектра $\Delta f \geq 500 \dots 300$ МГц) без внутриимпульсной модуляции.

Частотная селекция позволяет выделить полезный сигнал от движущейся при дыхании поверхности тела на фоне отражений от неподвижных предметов, попавших в тот же элемент разрешения по дальности. Однако колебания поверхности тела при дыхании человека весьма медленные, их частота составляет обычно $0,2 \dots 0,5$ Гц [2]. Для выделения полезного сигнала такой частоты на фоне отражений с нулевой частотой необходимо разрешение по частоте порядка $0,05$ Гц. Такое разрешение по частоте можно получить, если длительность обрабатываемого сигнала не менее 20 с. Таким образом, чтобы обеспечить эффективную пространственную и частотную селекцию полезного сигнала на фоне пассивных помех, следует обрабатывать ЗС в виде когерентной последовательности длительностью $T \geq 20$ с коротких импульсов с шириной спектра $300 \dots 500$ МГц, т. е. длительностью $\tau_{\text{и}}$ не более $2 \dots 3$ нс.

Столь короткие зондирующие импульсы обладают малой энергией (при реальных значениях импульсной мощности передатчиков). Поэтому для принятия решения об обнаружении желательно использовать энергию возможно большего числа импульсов, поступающих от цели. Благодаря малой дальности действия возможна высокая частота повторения импульсов. Если максимальную рабочую дальность R_{max} принять равной 10 м, то частота повторения импульсов $F_{\text{п}}$ может достигать 15 МГц. При этом следует иметь в виду, что благодаря высокому разрешению по дальности и свойствам цели отраженный сигнал в каждом элементе разрешения не флуктуирует, так что при определенных условиях возможно когерентное накопление эхо-сигналов.

Еще один важный параметр ЗС — несущая частота* f_0 (или длина волны λ_0). На выбор этой частоты влияют несколько противоречивых соображений.

С одной стороны, из-за малой амплитуды колебаний поверхности тела при дыхании ΔR (обычно 0,5...1 см) амплитуда колебаний задержки эхо-сигналов не превышает 0,1 нс. Это значит, что даже при длительности импульсов 2...3 нс смещением огибающих эхо-сигналов при дыхании практически можно пренебречь. Только фазы отраженного сигнала могут заметно изменяться. Если, однако, при этом амплитуда ΔR составляет малую часть от длины волны несущего колебания λ_0 , колебания фазы отраженного сигнала относительно зондирующего малы, так что полезный сигнал, вызванный именно этими колебаниями, также оказывается малым, что приводит к энергетическим потерям. Как будет показано далее, учитывая этот фактор, длину волны несущего колебания следует выбирать не большей, чем $4\Delta R$, т. е. $\lambda_0 \leq 4 \text{ см}$ ($f_0 \geq 7,5 \text{ ГГц}$). Кроме того, чем выше рабочая частота, тем меньше могут быть размеры антенн, что очень важно для рассматриваемого радиолокатора, который должен быть переносным, следовательно, иметь небольшие габаритные размеры и вес.

С другой стороны, чем ниже частота f_0 , тем меньше ослабление сигналов в материалах строительных конструкций. Имеющиеся в литературе данные об ослаблении сигналов при распространении через различные строительные материалы противоречивы. В работах [16, 17] приведены достаточно оптимистические данные. Например, ослабление сигнала на частоте $f_0 = 2 \text{ ГГц}$ при прохождении (в одну сторону) железобетонного блока толщиной 8 дюймов (203 мм) не превышает 9 дБ [17], а на частоте $f_0 = 8 \text{ ГГц}$ при распространении в бетонном блоке не превышает 10 дБ [16] (в последнем случае толщина блока не указывается, но можно полагать, что она не меньше стандартного значения 4 дюйма). В то же время в отчете Национального института стандартизации и технологии (США) [18] приводятся намного большие значения ослабления сигналов. Для той же частоты $f_0 = 2 \text{ ГГц}$ и железобетонного блока толщиной 203 мм ослабление сигнала при одностороннем прохождении составило 31...37 дБ в зависимости от шага стальной сетки в блоке.

* Если зондирующий импульс представляет собой 1–2 колебания, лучше говорить не о несущей частоте, а о средней частоте спектра сигнала. Однако, как будет видно далее, целесообразно применять импульсы, содержащие не менее 5–7 колебаний, т. е. с относительной шириной спектра не более 14...20 %. В этом случае уже можно использовать термин «несущая частота».

При выборе несущей частоты следует также учитывать нормативные документы по электромагнитной совместимости. Конечно, при спасательных работах в определенных ситуациях возможно нарушение требований электромагнитной совместимости. Однако мощное излучение СШП-радиолокатора может создать помехи другим жизненно важным радиосистемам, а иногда и затруднить поиски живых людей под завалами (например, если не будут слышны сигналы сотовых телефонов из-под завалов). Хотя в России пока нет официального документа, относящегося к СШП-устройствам, можно ориентироваться на документ Федеральной комиссии связи США, вступивший в силу в апреле 2002 г. [19]. Эта Комиссия установила, что СШП-устройства для наблюдения через оптически непрозрачные преграды могут создаваться либо на частотах ниже 960 МГц, либо в диапазоне частот 1 990...10 600 МГц. Подготавливаемые аналогичные документы других стран (Европейского союза, Канады, Австралии и др.) аналогичны, но в некоторых случаях сужают разрешенный диапазон частот (в частности, исключают диапазон 1 990...3 100 МГц) [20].

Учитывая изложенное выше, можно выбрать для дальнейшего анализа компромиссное значение несущей частоты $f_0 = 3\,500$ МГц, так чтобы весь спектр СШП ЗС (на уровне -10 дБ от максимума) был выше частоты 3 100 МГц. Конкретное значение f_0 не оказывает сильного влияния на алгоритм обнаружения.

6.3. Синтез структуры обнаружителя полезных сигналов на фоне отражений от неподвижных окружающих предметов

6.3.1. Постановка задачи и исходные соотношения

Пусть в соответствии с п. 6.2 РЛ излучает когерентную последовательность СШП-радиоимпульсов*. Для удобства примем гауссову форму импульсов.

* Как показано в п. 6.6, для повышения энергетических характеристик радиолокатора, удовлетворяющих требованиям электромагнитной совместимости, целесообразна рандомизация периода повторения, разрушающая когерентность последовательности зондирующих импульсов. Однако при этом необходима жестко коррелированная рандомизация опорных импульсов в приемнике, обеспечивающая когерентную обработку принятых последовательностей. Здесь для простоты полагаем последовательности и зондирующих, и принятых импульсов когерентными.

Периодическую последовательность зондирующих импульсов можно представить в следующем виде:

$$s_{\text{изл}}(t) = A_{\text{изл}} \sum_k \exp \left[-\frac{\pi(t - kT_{\text{п}})^2}{\tau_{\text{и}}^2} \right] \exp[j\omega_0(t - kT_{\text{п}})], \quad (6.1)$$

где длительность импульса $\tau_{\text{и}}$ определяется по уровню $\exp(-\pi/4) \approx 0,46$ от максимума; $A_{\text{изл}}$ — амплитуда сигнала; $T_{\text{п}}$ — период повторения импульсов ($T_{\text{п}} \gg \tau_{\text{и}}$). На рис. 6.1 показан зондирующий импульс длительностью $\tau_{\text{и}} = 2$ нс на несущей частоте $f_0 = 3\,500$ МГц, а на рис. 6.2 — спектр этого импульса.

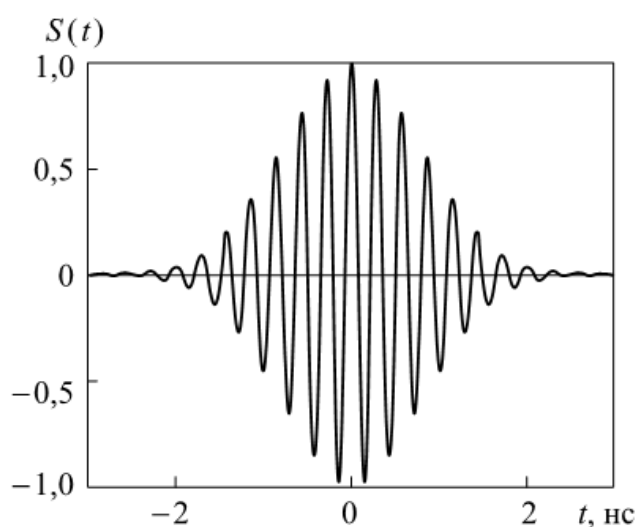


Рис. 6.1. Нормированный по амплитуде зондирующий импульс

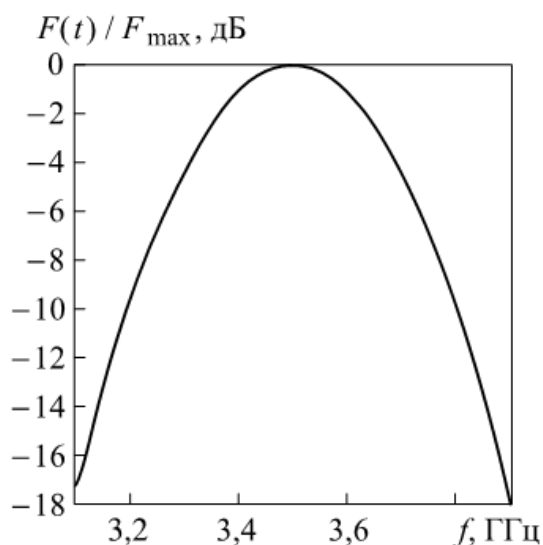


Рис. 6.2. Нормированный спектр импульса, представленного на рис. 6.1

На вход приемника поступают эхо-сигналы от многих, в основном мешающих, отражателей. Примем, что все отражатели в зоне действия РЛ можно считать «точечными» («блестящими точками»). Поскольку на частоте $f_0 = 3\,500$ МГц импульс длительностью 2...3 нс содержит не менее 7—10 периодов несущей частоты, его форма мало меняется при излучении, распространении, отражении и приеме [21]. Тогда эхо-сигнал на входе приемника

$$s_{\text{пр}}(t) = \sum_i A_i \sum_k \exp \left[-\frac{\pi(t - kT_{\text{п}} - \tau_i)^2}{\tau_{\text{и}}^2} \right] \exp \{ j[\omega_0(t - kT_{\text{п}} - \tau_i) - \varphi_i] \}. \quad (6.2)$$

Здесь A_i — амплитуда эхо-сигнала от i -го отражателя; τ_i — запаз-

дывание сигнала от i -го отражателя, определяемое его дальностью* $R(\tau_i = 2R_i/c)$; φ_i — фаза отражения сигнала от i -го отражателя, одинаковая для всех импульсов последовательности. Эти фазы можно считать случайными, взаимно независимыми и распределенными равномерно в интервале $(-\pi, \pi)$. Очевидно, что принятый сигнал представляет собой сумму когерентных импульсных последовательностей с разными амплитудами A_i , запаздываниями τ_i и начальными фазами φ_i . В этой сумме эхо-сигналов может быть одна полезная импульсная последовательность, отраженная от поверхности тела человека, запаздывание которой изменяется во времени. Выделим из суммы по i это полезное слагаемое и обозначим его индексом «с». Оставшуюся сумму — пассивные помехи — обозначим индексом «п». Тогда вместо формулы (6.2) получим

$$\begin{aligned} s_{\text{пр}}(t) &= s_{\text{п}}(t) + s_{\text{с}}(t) = \\ &= \sum_i A_{\text{п}i} \sum_p \exp \left[-\frac{\pi(t - pT_{\text{п}} - \tau_{\text{п}i})^2}{\tau_{\text{и}}^2} \right] \exp \{ j[\omega_0(t - pT_{\text{п}} - \tau_{\text{п}i}) - \varphi_{\text{п}i}] \} + \\ &+ A_{\text{с}} \sum_p \exp \left\{ -\frac{\pi[t - pT_{\text{п}} - \tau_{\text{с}}(t)]^2}{\tau_{\text{и}}^2} \right\} \exp \{ j\{\omega_0[t - pT_{\text{п}} - \tau_{\text{с}}(t)] - \varphi_{\text{с}}\} \}. \end{aligned} \quad (6.3)$$

Предположим, что собственный шум на входе приемника белый и описывается стационарным гауссовым процессом с нулевым средним значением. Таким образом, на входе приемника наблюдается реализация гауссова случайного процесса $x(t)$ — либо только шума $n(t)$ и пассивных помех $s_{\text{п}}(t)$, либо шума, пассивных помех и полезного сигнала $s_{\text{с}}(t)$: $x(t) = n(t) + s_{\text{п}}(t)$ или $x(t) = n(t) + s_{\text{п}}(t) + s_{\text{с}}(t)$.

Из общей теории радиолокации следует, что оптимальный (по критерию отношения правдоподобия) алгоритм обнаружения когерентной последовательности импульсов со случайной начальной фазой от движущейся цели на фоне белого гауссова шума и пассивных помех можно свести к следующим операциям [22]:

- оптимальная когерентная обработка каждого импульса ожидаемой последовательности сигнала на фоне белого шума (по критерию максимума отношения сигнал/шум);

* Скорости распространения электромагнитных волн в различных материалах строительных конструкций меньше скорости света и различны. Соответственно различны и длины волн сигналов, распространяющихся в строительных конструкциях. Это имеет существенное значение при определении местоположения живого человека. Однако при рассмотрении задачи обнаружения этот эффект можно для простоты не учитывать.

- когерентное накопление результатов обработки каждого импульса последовательности;
- когерентное подавление (режекция) помех;
- вычисление модуля или квадрата модуля;
- сравнение с порогом.

Оптимальную когерентную обработку каждого импульса на фоне белого шума можно, как известно, реализовать с помощью согласованного фильтра или коррелятора.

Важное преимущество согласованного фильтра состоит в том, что он не требует настройки на ожидаемое время прихода эхо-сигнала, т. е. на дальность цели. Один фильтр обслуживает весь возможный диапазон дальностей целей. В момент прихода эхо-сигнала (точнее, в момент окончания пришедшего импульса) огибающая сигнала на выходе фильтра максимальна и максимально отношение сигнал/шум. Фаза сигнала на выходе согласованного фильтра в момент максимума огибающей соответствует фазе входного сигнала. Поэтому фаза сигнала, отраженного от движущейся при дыхании поверхности тела человека, будет также медленно изменяться во времени. Однако техническая реализация обработки СШП эхо-сигналов с использованием согласованного фильтра представляет большие трудности. Для когерентного накопления сигналов после согласованного фильтра при неизвестном времени прихода сигнала необходимо запоминать в каждом периоде повторения РЛ отсчеты суммы сигнала и шума во всем диапазоне дальностей с частотой, в несколько раз большей ширины спектра сигнала и с точностью во времени не хуже малой доли периода несущего колебания.

Намного проще реализовать когерентную обработку с помощью СШП-коррелятора, в котором опорным сигналом служит копия зондирующего импульса с задержкой, соответствующей анализируемому элементу разрешения по дальности. Максимум выходного сигнала коррелятора пропорционален синусу или косинусу разности фаз принятого и опорного импульсов, т. е. коррелятор «работает» как фазовый детектор. Квазипериодические изменения фазы импульсов, отраженных от живого человека, преобразуются в квазипериодические изменения амплитуды выходного сигнала коррелятора, и на его выходе отсутствует несущая частота принятых сигналов. Для дальнейшего когерентного накопления эхо-сигналов достаточно запоминать одно значение максимума сигнала на выходе коррелятора в каждом периоде повторения РЛ с ошибкой во времени, не превышающей малую часть длительности импульса. Главный недостаток коррелятора — необходимость настройки на ожидаемое время прихода эхо-сигна-

ла. Если это время неизвестно (как в рассматриваемой задаче), необходим либо последовательный во времени, либо параллельный (с помощью большого числа корреляторов) анализ всего диапазона возможных дальностей цели. Например, при максимальной дальности $R_{\max} = 10$ м и разрешающей способности по дальности $\delta R = 30$ см потребуется не менее 33 корреляторов, что, конечно, очень громоздко. Однако в рассматриваемом РЛ возможен последовательный во времени анализ диапазона дальностей с помощью одного-двух корреляторов, так как допустимое время решения задачи обнаружения может составлять несколько минут.

Таким образом, для когерентной обработки каждого импульса эхо-сигнала целесообразно применять корреляторы.

Принципиальная особенность принимаемых полезных сигналов состоит в том, что их фаза медленно (с частотой 0,2...0,5 Гц) изменяется по неизвестному квазипериодическому закону с изменением знака. Поэтому при когерентном суммировании сигналов, как на выходе согласованного фильтра, так и коррелятора, на всем интервале длительности $T \geq 20$ с (содержащем несколько периодов колебаний поверхности тела человека) полезный сигнал окажется близким к нулю. При неизвестных (случайных) начальных фазах принятых сигналов оптимальным (при обнаружении на фоне белого шума) является, как известно [22], некогерентное накопление. Однако некогерентное накопление, во-первых, исключает возможность когерентного подавления пассивных помех, а во-вторых, при большом числе накапливаемых импульсов (высокой частоте повторения РЛ) связано с очень высокими энергетическими потерями.

К счастью, в рассматриваемой задаче частота колебаний задержки $\tau_c(t)$ не менее чем на семь порядков меньше частоты повторения зондирующих импульсов (6.1)—(6.3). Поэтому на интервалах времени Δt , содержащих много периодов повторения импульсов, значения τ_c , а значит, и фазы отраженного сигнала, остаются практически постоянными, так что на этих интервалах времени вполне допустимо когерентное накопление. Пусть на интервале наблюдения T «укладывается» M интервалов Δt ($M = T/\Delta t$). Тогда субоптимальная обработка должна сочетать когерентное накопление на каждом из M интервалов с последующим некогерентным суммированием M результатов когерентного накопления. Оценка допустимой длительности интервалов когерентного накопления Δt , а следовательно, числа когерентно накапливаемых импульсов n , будет проведена ниже.

Если когерентное накопление, еще не приводящее к сглаживанию колебаний полезного сигнала, допустимо на интервале Δt ,

содержащем n периодов повторения импульсов ($n = \Delta t / T_{\Pi}$), то опорный сигнал на одном из входов коррелятора в q -м сеансе когерентного накопления ($q = 1, 2, \dots, M; M = T / \Delta t$) должен иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} s_{\text{оп } q}(t) &= A_0 \sum_{k=0}^{n-1} s_1 [t - (q-1)\Delta t - kT_{\Pi} - \tau_0] = \\ &= A_0 \sum_{k=0}^{n-1} \exp \left\{ -\frac{\pi [t - (q-1)\Delta t - kT_{\Pi} - \tau_0]^2}{\tau_{\Pi}^2} \right\} \times \\ &\quad \times \exp \{ j\omega_0 [t - (q-1)\Delta t - kT_{\Pi} - \tau_0] \}, \end{aligned}$$

где $s_1(t)$ — один импульс последовательности; τ_0 — задержка каждого импульса относительно момента излучения этого импульса, определяющая анализируемый элемент разрешения по дальности.

Результат когерентного накопления (последовательность случайных величин на выходе коррелятора)

$$\begin{aligned} y_{\text{корр } q} &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) s_{\text{оп } q}^*(t) dt = \\ &= \frac{A_0}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) s_1^* [t - (q-1)\Delta t - kT_{\Pi} - \tau_0] dt = \\ &= \frac{A_0}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \exp \left\{ -\frac{\pi [t - (q-1)\Delta t - kT_{\Pi} - \tau_0]^2}{\tau_{\Pi}^2} \right\} \times \\ &\quad \times \exp \{ -j\omega_0 [t - (q-1)\Delta t - kT_{\Pi} - \tau_0] \} dt, \end{aligned} \quad (6.4)$$

причем следует отметить, что бесконечные пределы интегралов возможны благодаря гауссовой форме импульсов.

6.3.2. Пространственная селекция пассивных помех и форма полезного сигнала после когерентного накопления

Сигнальную составляющую (если она есть) и составляющую пассивной помехи (для сокращения записи не выделяем здесь полезный сигнал) в формуле (6.4) можно записать в виде

$$S_{\text{корр } q} = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} s_{\text{оп } q}(t) s_{\text{пр}}^*(t) dt =$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{A_0}{2} \sum_i A_i \sum_p \sum_{k=0}^{n-1} \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left\{ -\frac{\pi [t - (q-1)\Delta t - kT_{\Pi} - \tau_0]^2}{\tau_{\Pi}^2} \right\} \times \\
&\quad \times \exp \{ j\omega_0 [t - (q-1)\Delta t - kT_{\Pi} - \tau_0] \} \times \\
&\quad \times \exp \left\{ -\frac{\pi [t - pT_{\Pi} - \tau_i]^2}{\tau_{\Pi}^2} \right\} \exp \{ -j[\omega_0 (t - pT_{\Pi} - \tau_i) - \varphi_i] \} dt. \quad (6.5)
\end{aligned}$$

Для того чтобы выявить смысл полученного выражения, обозначим разность запаздываний принятого и опорного импульсов от i -го отражателя $\tau_i - \tau_0 = \Delta\tau_i$ и заменим переменные:

$$t - (q-1)\Delta t - kT_{\Pi} - \tau_0 = z; \quad t = z + (q-1)\Delta t + kT_{\Pi} + \tau_0.$$

Тогда

$$\begin{aligned}
S_{\text{корр } q} &= \frac{A_0}{2} \sum_i A_i \sum_p \sum_{k=0}^{n-1} \exp \{ -j \{ \omega_0 [(q-1)\Delta t - (p-k)T_{\Pi} - \Delta\tau_i] - \varphi_i \} \} \times \\
&\quad \times \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left\{ -\frac{\pi z^2 + \pi [z + (q-1)\Delta t - (p-k)T_{\Pi} - \Delta\tau_i]^2}{\tau_{\Pi}^2} \right\} dz. \quad (6.6)
\end{aligned}$$

Экспоненты с действительными показателями под интегралом в выражении (6.6) равны нулю при всех значениях $(q-1)\Delta t - (p-k)T_{\Pi} \neq 0$, так как период повторения импульсов T_{Π} , а тем более интервал когерентного накопления Δt , намного больше длительности импульсов τ_{Π} . Из условия $(q-1)\Delta t - (p-k)T_{\Pi} = 0$ находим

$$p = k + (q-1)(\Delta t/T_{\Pi}) = k + (q-1)n, \quad k = 0, 1, \dots, n-1; \quad q = 1, 2, \dots, M,$$

т. е. из всей последовательности импульсов отраженного сигнала в q -м сеансе когерентного накопления выбираются только те n импульсов, которые попадают в q -й интервал когерентного накопления. В результате

$$\begin{aligned}
S_{\text{корр } q} &= \frac{A_0}{2} n \sum_i A_i \exp [j(\omega_0 \Delta\tau_i + \varphi_i)] \times \\
&\quad \times \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left[-\frac{\pi z^2 + \pi (z - \Delta\tau_i)^2}{\tau_{\Pi}^2} \right] dz. \quad (6.7)
\end{aligned}$$

Здесь множитель n отражает когерентное накопление n импульсов отраженного сигнала.

Правая часть выражения (6.7) не зависит в явном виде от номера q интервала когерентного накопления. Для эхо-сигналов

от всех неподвижных отражателей (т. е. для пассивной помехи) этой зависимости действительно нет. Но для полезного эхо-сигнала (одного из слагаемых суммы в формуле (6.7)) запаздывание, как уже отмечалось, зависит от времени, т. е. от q , что будет учтено ниже.

Интеграл в выражении (6.7) легко вычисляется путем приведения показателя экспоненты к полному квадрату. В результате получим составляющую пассивной помехи плюс (возможно) сигнала на выходе коррелятора в виде

$$S_{\text{корр}q} = \frac{A_0 \tau_{\text{и}}^n}{2\sqrt{2}} \sum_i A_i \exp \left[-\frac{(\pi/2) \Delta \tau_i^2}{\tau_{\text{и}}^2} \right] \exp [j(\omega_0 \Delta \tau_i + \varphi_i)]. \quad (6.8)$$

Из формулы (6.8) следует, что вклад в сигнальную составляющую на выходе коррелятора вносят только те отражатели, для которых разность запаздываний сигналов относительно опорного сигнала ненамного превышает длительности импульса, т. е. $|\Delta \tau_i| = |\tau_i - \tau_0| < (1,2 \dots 1,4) \tau_{\text{и}}$. Уже при $|\Delta \tau_i| = (1,2 \dots 1,4) \tau_{\text{и}}$ экспонента падает до 0,1...0,05. Иными словами, вклад в сигнальную составляющую на выходе коррелятора вносят только такие отражатели, которые попадают в элемент разрешения (строб) по дальности на той дальности, на которую установлен опорный сигнал. В этом и проявляется пространственная селекция мешающих отражений. Длительность импульса на выходе коррелятора $\delta \tau$ на уровне -3 дБ (0,71 от максимума по напряжению) получим из условия

$$\exp \left[-\frac{(\pi/2)(\delta \tau/2)^2}{\tau_{\text{и}}^2} \right] = 0,71; \quad \delta \tau = 2\tau_{\text{и}} \sqrt{(2/\pi)(-\ln 0,71)} = 0,93\tau_{\text{и}} \approx \tau_{\text{и}},$$

откуда элемент разрешения по дальности $\delta R = c\delta \tau/2 \approx c\tau_{\text{и}}/2$. Например, $\delta R = 0,3$ м при $\tau_{\text{и}} = 2$ нс.

Примем для наглядности, что движения поверхности тела при дыхании человека можно описать гармоническим колебанием с частотой $\Omega = 2\pi F$ и амплитудой ΔR вокруг своего среднего положения, так что дальность от РЛ изменяется по закону $R = R_0 + \Delta R \sin(\Omega t - \psi)$.

Положим, что начальная дальность R_0 учтена установкой опорного импульса (строба) со случайной ошибкой δR_0 . Выделим снова из суммы (6.8) полезное слагаемое, обозначив его параметры индексом «с», и подставим в это слагаемое изменяющееся во времени запаздывание

$$\Delta \tau_c = \tau_c - \tau_0 = [2\delta R_0 + 2\Delta R \sin(\Omega t - \psi)]/c. \quad (6.9)$$

В результате когерентного накопления на q -м интервале ($q = 1, 2, \dots, M$) получим

$$S_{\text{корр}q} = \frac{A_0 \tau_{\text{и}} n}{2\sqrt{2}} \sum_i A_i \exp \left[-\frac{(\pi/2) \Delta \tau_i^2}{\tau_{\text{и}}^2} \right] \exp [j(\omega_0 \Delta \tau_i + \varphi_i)] +$$

$$+ \frac{A_0 \tau_{\text{и}} n}{2\sqrt{2}} A_c \exp \left\{ -\frac{2\pi \{ \delta R_0 + \Delta R \sin[(q - 0,5)\Omega \Delta t - \psi] \}^2}{c^2 \tau_{\text{и}}^2} \right\} \times$$

$$\times \exp \left\{ j \left\{ \frac{4\pi \delta R_0}{\lambda_0} + \frac{4\pi \Delta R}{\lambda_0} \sin[(q - 0,5)\Omega \Delta t - \psi] + \varphi_c \right\} \right\}. \quad (6.10)$$

В выражении (6.10) предполагается, что изменением фазы, а следовательно, сглаживанием полезного сигнала на интервале длительностью Δt можно пренебречь. Кроме того, учтено, что результат когерентного накопления на интервале $[(q - 1)\Delta t, q\Delta t]$ для уменьшения ошибки следует приписать к моменту времени, соответствующему середине интервала, т. е. $t = (q - 0,5)\Delta t$.

Если в рассматриваемом элементе разрешения по дальности нет других движущихся отражателей, то все слагаемые суммы в выражении (6.10), кроме последнего, — постоянные напряжения, не зависящие от номера q интервала когерентного накопления (т. е. от времени). Последнее слагаемое зависит от q и представляет собой полезный сигнал. Член $4\pi \delta R_0 / \lambda_0$ в аргументе косинуса — случайный фазовый сдвиг. Поскольку фаза φ_c также случайна и равномерно распределена в интервале $(-\pi, \pi)$, в нее можно включить этот член. Тогда «полезное» слагаемое в (6.10) примет вид

$$S_{\text{корр.с}}(q) = \frac{A_0 \tau_{\text{и}} n}{2\sqrt{2}} A_c \exp \left[-\frac{2\pi \{ \delta R_0 + \Delta R \sin[(q - 0,5)\Omega \Delta t - \psi] \}^2}{c^2 \tau_{\text{и}}^2} \right] \times$$

$$\times \exp \left\{ j \left\{ \frac{4\pi \Delta R}{\lambda_0} \sin[(q - 0,5)\Omega \Delta t - \psi] + \varphi_c \right\} \right\}. \quad (6.11)$$

Из выражения (6.11) следует, что колебания поверхности тела приводят к небольшим колебаниям амплитуды (экспоненты от действительного аргумента) и в основном к колебаниям фазы сигнальной составляющей на выходе коррелятора. Именно эти колебания фазы позволяют обнаружить эхо-сигналы от поверхности тела живого человека на фоне эхо-сигналов от неподвижных мешающих отражателей.

Выясним, как изменяются во времени квадратурные компоненты отсчетов полезного сигнала (6.11). Обозначим косинусную

квадратуру $S_{\text{корр.с}}^{\cos}(q)$, а синусную — $S_{\text{корр.с}}^{\sin}(q)$, тогда из формулы (6.11) получим:

$$S_{\text{корр.с}}^{\cos}(q) = \frac{A_0 \tau_{\text{и}} n}{2\sqrt{2}} A_c \exp \left\{ -\frac{2\pi \{ \delta R_0 + \Delta R \sin[(q - 0,5)\Omega \Delta t - \psi] \}^2}{c^2 \tau_{\text{и}}^2} \right\} \times \\ \times \cos \left\{ \frac{4\pi \Delta R}{\lambda_0} \sin[(q - 0,5)\Omega \Delta t - \psi] + \varphi_c \right\}; \quad (6.12)$$

$$S_{\text{корр.с}}^{\sin}(q) = \frac{A_0 \tau_{\text{и}} n}{2\sqrt{2}} A_c \exp \left\{ -\frac{2\pi \{ \delta R_0 + \Delta R \sin[(q - 0,5)\Omega \Delta t - \psi] \}^2}{c^2 \tau_{\text{и}}^2} \right\} \times \\ \times \sin \left\{ \frac{4\pi \Delta R}{\lambda_0} \sin[(q - 0,5)\Omega \Delta t - \psi] + \varphi_c \right\}. \quad (6.13)$$

Выражения (6.11)—(6.13) определяют полезные сигналы, которые подлежат обнаружению на фоне собственных шумов и пассивных помех.

Из формул (6.11)—(6.13) следует, что ошибка установки стро-ба (опорного сигнала коррелятора) δR_0 влияет только на амплитуду полезного сигнала. При увеличении $|\delta R_0|$ первый экспоненциальный множитель уменьшается (проявляется пространственная селекция сигналов). Поэтому при анализе формы сигналов можно принять $\delta R_0 = 0$. Из этих выражений также следует, что при принятых значениях амплитуды колебаний поверхности тела ΔR и длительности импульса $\tau_{\text{и}}$ экспонента с действительным аргументом изменяется во времени от 1 до 0,998. Основной вклад, как отмечалось выше, вносят изменения второй экспоненты в выражении (6.11), т. е. косинуса и синуса в (6.12) и (6.13).

Рассмотрим квадратурные компоненты полезного сигнала после когерентного накопления и их спектры при некоторых типичных значениях параметров: $\tau_{\text{и}} = 2$ нс; $c = 3 \cdot 10^8$ м/с; $\Delta R = 0,01$ м; $F = 0,25$ Гц ($\Omega = 2\pi F = 2\pi \cdot 0,25 = 0,5\pi$); $f_0 = 3\,500$ МГц. На рис. 6.3—6.12 показаны нормированные отсчеты сигнала для четырех значений начальной фазы φ_c и их спектры. Когерентное накопление проводилось на интервалах $\Delta t = 0,1$ с, в течение которых фаза полезного сигнала практически не изменяется. В целях лучшего выявления формы периодических сигналов их отсчеты показаны для части интервала наблюдения — от 0 до 8 с. Спектры получены с помощью алгоритма БПФ для всего интервала наблюдения $T = 20$ с (т. е. с разрешением по частоте 0,05 Гц). На рисунках приведены модули спектров только в области положительных частот. В области отрицательных частот — картина, симметричная относительно нулевой частоты.

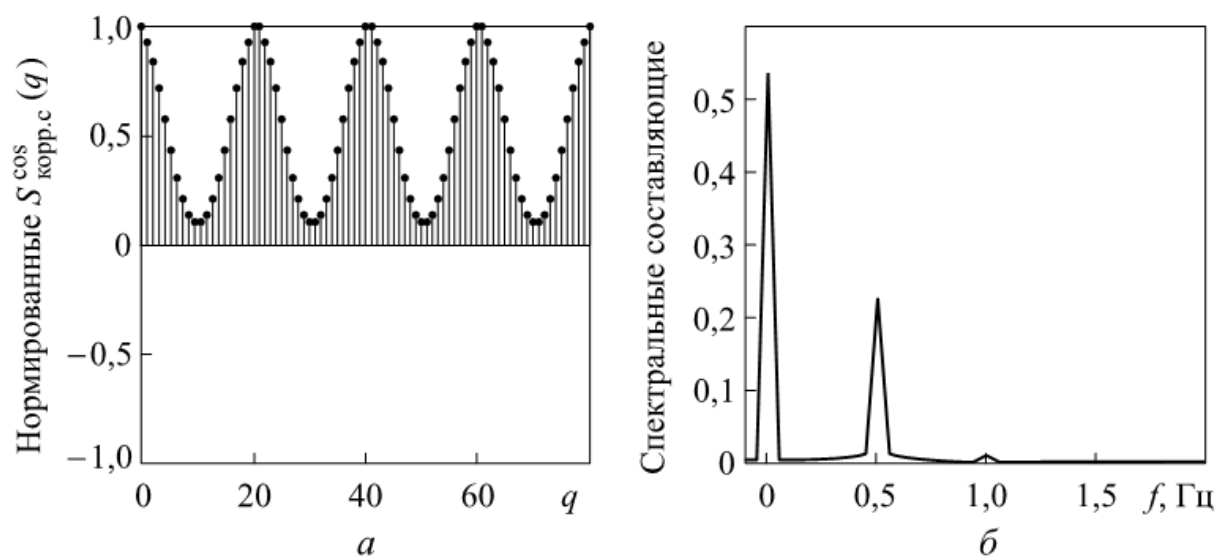


Рис. 6.3. Нормированные отсчеты косинусной составляющей сигнала (а) и их спектр (б) ($\psi = 0$, $\varphi_c = 0$)

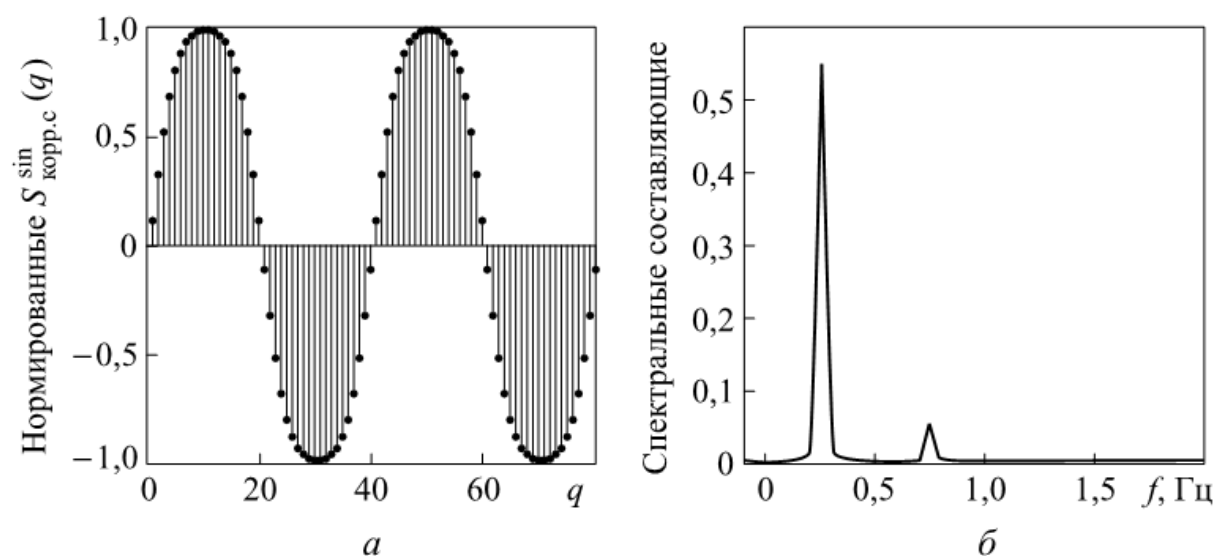


Рис. 6.4. Нормированные отсчеты синусной составляющей сигнала (а) и их спектр (б) ($\psi = 0$, $\varphi_c = 0$)

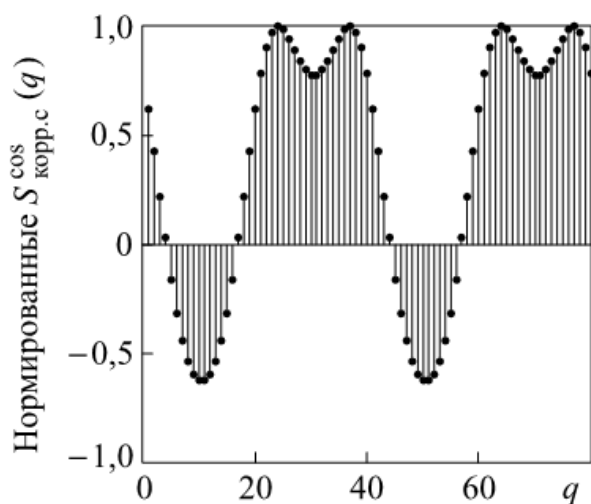


Рис. 6.5. Нормированные отсчеты косинусной составляющей сигнала ($\psi = 0$, $\varphi_c = \pi/4$)

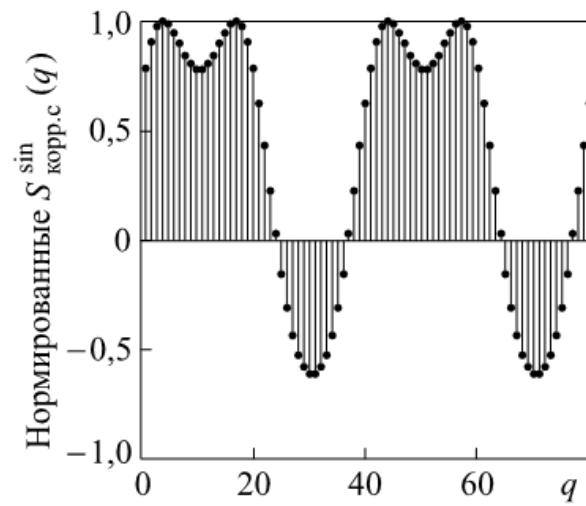


Рис. 6.6. Нормированные отсчеты синусной составляющей сигнала ($\psi = 0$, $\varphi_c = \pi/4$)

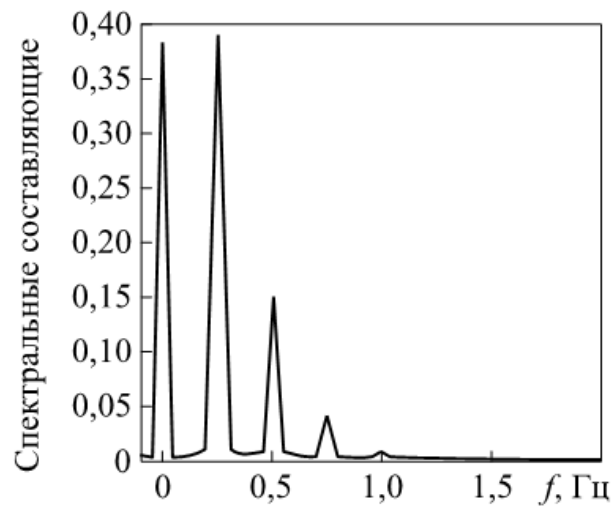


Рис. 6.7. Спектр сигналов, представленных на рис. 6.5 и 6.6

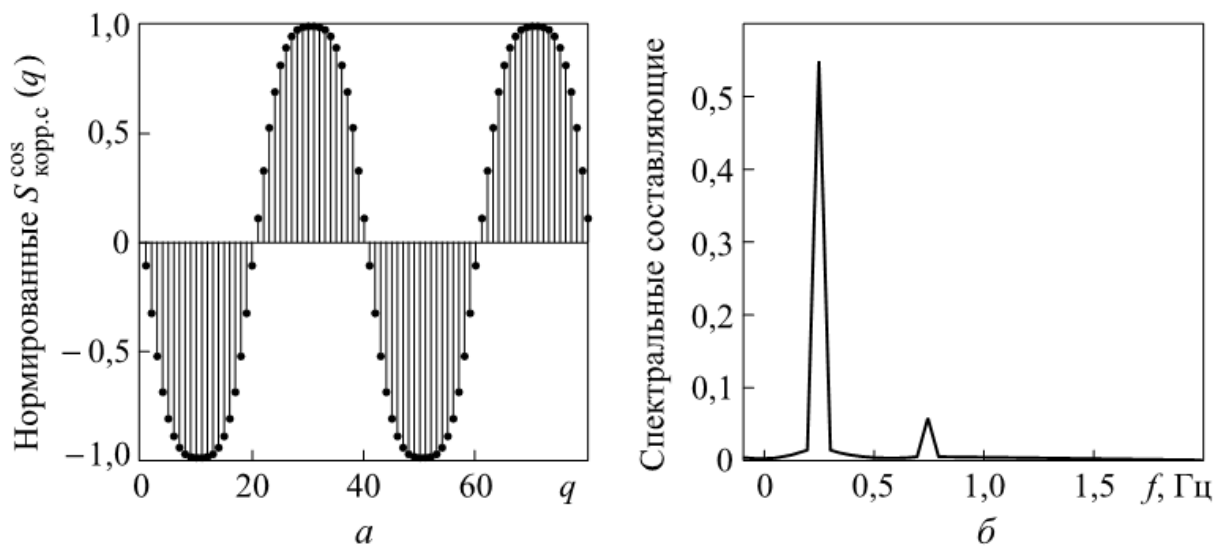


Рис. 6.8. Нормированные отсчеты косинусной составляющей сигнала (а) и их спектр (б) ($\psi = 0$, $\varphi_c = \pi/2$)

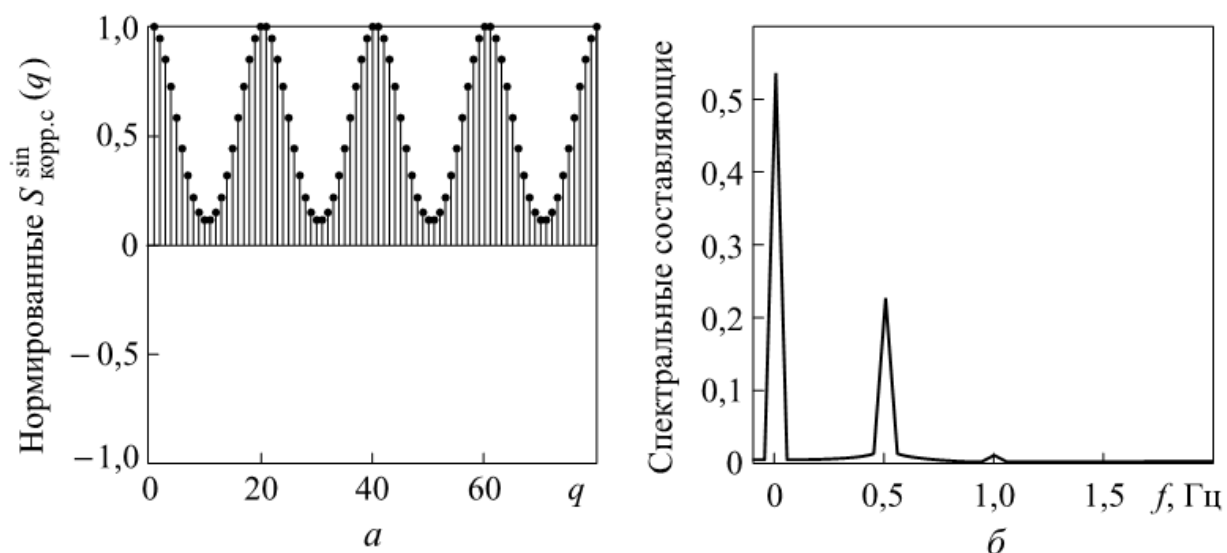


Рис. 6.9. Нормированные отсчеты синусной составляющей сигнала (а) и их спектр (б) ($\psi = 0$, $\varphi_c = \pi/2$)

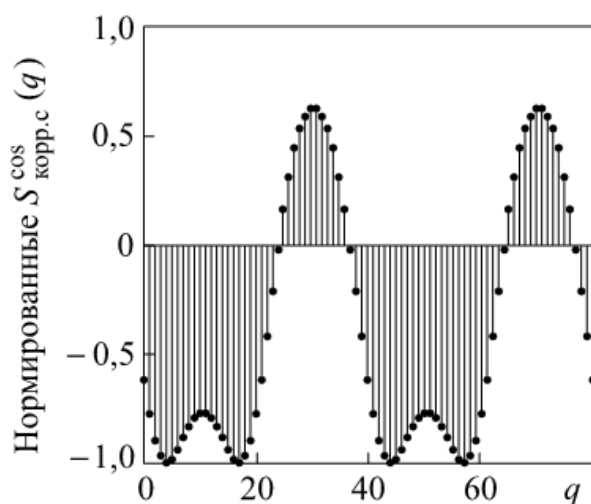


Рис. 6.10. Нормированные отсчеты косинусной составляющей сигнала ($\psi = 0$, $\varphi_c = 3\pi/4$)

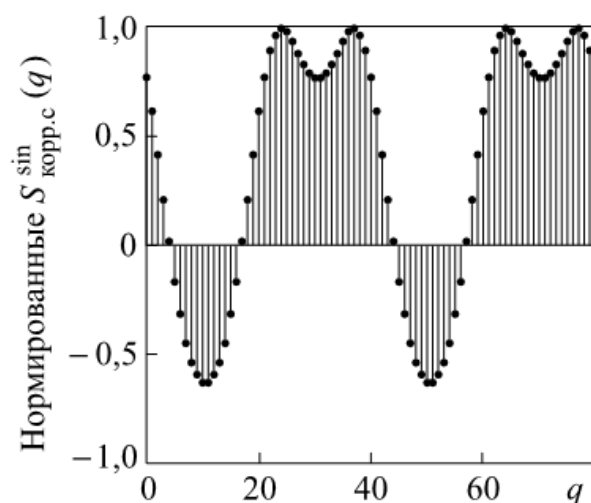


Рис. 6.11. Нормированные отсчеты синусной составляющей сигнала ($\psi = 0$, $\varphi_c = 3\pi/4$)

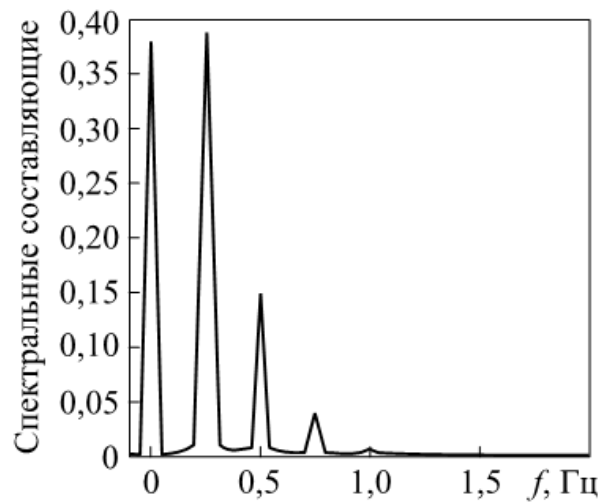


Рис. 6.12. Спектр сигналов, представленных на рис. 6.10, 6.11.

На основании рис. 6.1—6.12 можно сделать следующие основные выводы.

1. Амплитуда, форма и, следовательно, спектральный состав квадратурных компонент сигналов сильно зависят от случайной начальной фазы φ_c . Напомним, что в φ_c включены фаза отражения и фазовый сдвиг, вызванный случайной ошибкой установки строга (опорного сигнала коррелятора) на дальность, соответствующую среднему положению при колебаниях поверхности тела. Поскольку величина φ_c случайна и равномерно распределена в интервале $(-\pi, \pi)$, то при каждом сеансе радиолокационного наблюдения длительностью T фаза φ_c может принимать любое значение. Это — недостаток обеих квадратурных компонент сигналов. В то же время, как следует из формулы (6.11), модуль комплексного сигнала не зависит от φ_c . Таким образом, исключить зависимость сигнала от φ_c можно путем формирования и совместной обработки обеих квадратур сигнала (что и предусматривается оптимальным алгоритмом обнаружения сигнала со случайной начальной фазой). Случайная начальная фаза колебания поверхности тела ψ , как следует из формул (6.11)—(6.13), приводит только к сдвигу сигнала по оси времени без изменения его формы.

2. Форма сигнала не совпадает с формой колебания поверхности тела. При принятом в выражении (6.9) гармоническом колебании поверхности тела спектр полезного сигнала содержит несколько гармоник. При частоте колебания поверхности тела $F = 0,25$ Гц спектр полезного сигнала простирается до 1 Гц. Можно показать, что отличие формы полезного сигнала от гармонической и соответственно расширение спектра возрастают при увеличении отношения амплитуды колебаний поверхности тела ΔR к длине волны λ_0 .

3. Квадратурные компоненты полезного сигнала содержат постоянные составляющие (за исключением некоторых частных случаев). Поскольку их нельзя отделить от постоянных составляющих, вызванных эхо-сигналами от мешающих неподвижных отражателей, их приходится исключать (отфильтровывать) наряду с пассивными помехами. Следовательно, из-за частичного перекрытия спектров полезных сигналов и пассивных помех режекция помех приведет к некоторым энергетическим потерям сигналов.

6.3.3. Оптимизация обработки после когерентного накопления

В соответствии с общим алгоритмом обнаружения следующая операция после когерентного накопления на M интервалах (длительностью Δt каждый) заключается в когерентном подавлении пассивных помех в полученных отсчетах суммы собственных шумов, пассивных помех и (возможно) полезного сигнала каждой квадратуры. Обозначив $y_{\text{корр } q}^{\cos}$ и $y_{\text{корр } q}^{\sin}$ косинусную и синусную компоненты q -го отсчета после когерентного накопления (6.4), получим (с заменой $q - 1$ на $q - 0,5$)

$$y_{\text{корр } q}^{\cos} = \frac{A_0}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \exp \left\{ -\frac{\pi [t - (q - 0,5)\Delta t - kT_{\Pi} - \tau_0]^2}{\tau_{\Pi}^2} \right\} \times \\ \times \cos \omega_0 [t - (q - 0,5)\Delta t - kT_{\Pi} - \tau_0] dt; \quad (6.14)$$

$$y_{\text{корр } q}^{\sin} = \frac{A_0}{2} \sum_{k=0}^{n-1} \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \exp \left\{ -\frac{\pi [t - (q - 0,5)\Delta t - kT_{\Pi} - \tau_0]^2}{\tau_{\Pi}^2} \right\} \times \\ \times \sin \omega_0 [t - (q - 0,5)\Delta t - kT_{\Pi} - \tau_0] dt. \quad (6.15)$$

Режекция пассивных помех от неподвижных отражателей сводится к вычитанию постоянной составляющей каждой квадратуры из всех отсчетов соответствующей квадратуры. В результате получим

$$z_q^{\cos} = y_{\text{корр } q}^{\cos} - \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M y_{\text{корр } i}^{\cos}; \\ z_q^{\sin} = y_{\text{корр } q}^{\sin} - \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M y_{\text{корр } i}^{\sin}, \quad q = 1, 2, \dots, M. \quad (6.16)$$

На рис. 6.13—6.14 для примера показаны отсчеты полезного сигнала после вычитания постоянной составляющей из обеих квадратурных компонент, а также их спектры для значения на-

чальной фазы $\varphi_c = 0$. Аналогичные графики можно построить для других значений фазы φ_c .

Сравнение рис. 6.13, *а* с 6.3, *а* и рис. 6.13, *б* с 6.3, *б* показывает, что исчезла постоянная составляющая (нулевая частота спектра), но сохранилась переменная составляющая с удвоенной частотой колебания поверхности тела (0,5 Гц), а также небольшая вторая гармоника этой частоты. Но так как амплитуда переменной составляющей на рис. 6.3, *а* более чем в два раза меньше максимально возможной (единицы), то исключение постоянной составляющей привело к значительной потере энергии косинусной квадратурной компоненты.

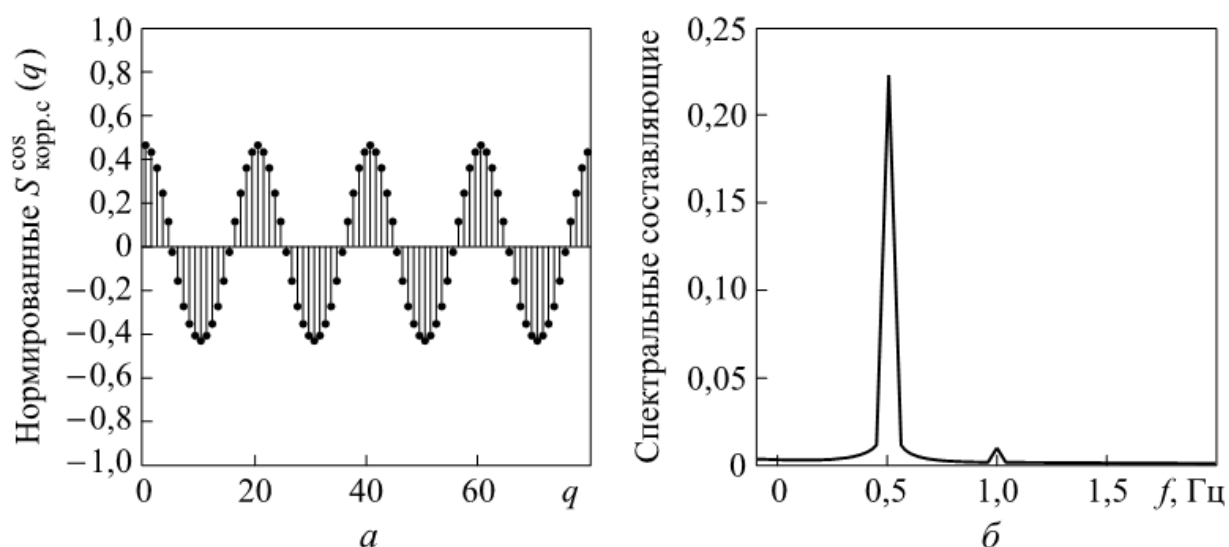


Рис. 6.13. Нормированные отсчеты косинусной составляющей сигнала (*а*) и их спектр (*б*) ($\psi = 0$, $\varphi_c = 0$)

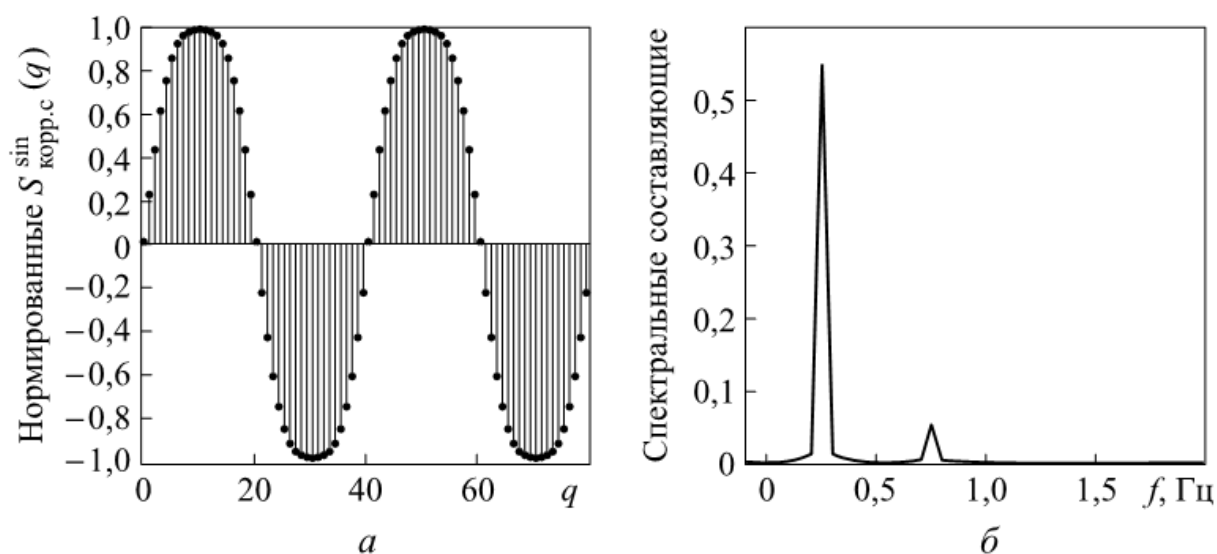


Рис. 6.14. Нормированные отсчеты синусной составляющей (*а*) и их спектр (*б*) ($\psi = 0$, $\varphi_c = 0$)

Наоборот, в синусной компоненте на рис. 6.4 нет постоянной составляющей. Поэтому ее исключение в результате операции (6.16) не изменило ни сам сигнал, ни его спектр (см. рис. 6.14).

После исключения постоянной составляющей (режекции пассивных помех) необходимо вычислить модуль для каждой пары значений квадратур $z_q^{\cos}$ и $z_q^{\sin}$, $q = 1, 2, \dots, M$, а затем выполнить некогерентное накопление (суммирование) всех M модулей. Как следует из общей теории радиолокации, при некогерентном накоплении и сильных сигналах следует вычислять модуль, а при слабых — квадрат модуля, хотя различия в эффективности обнаружения при этом незначительны [22]. Учитывая большое ослабление сигналов при их распространении через завалы строительных конструкций, следует ожидать, что в основном придется иметь дело со слабыми сигналами (малыми значениями отношения сигнал/шум). Поэтому вычисляем квадрат модуля

$$U_q = (z_q^{\cos})^2 + (z_q^{\sin})^2, \quad q = 1, 2, \dots, M. \quad (6.17)$$

Наконец, получаем выходную статистику, подлежащую сравнению с порогом для решения задачи обнаружения:

$$L = \sum_{q=1}^M U_q. \quad (6.18)$$

На этом синтез алгоритма обнаружения в принципе закончен, т. е. определена структура обнаружителя (рис. 6.15).

Однако осталась не определенной длительность каждого интервала когерентного накопления Δt , а следовательно, число когерентно накапливаемых импульсов n и число некогерентно накапливаемых отсчетов M . При частоте повторения F_{Π} зондирующих импульсов $n = F_{\Pi} \Delta t$, а $M = T / \Delta t$. В рассмотренных примерах принималось $\Delta t = 0,1$ с. Тогда $M = 200$ и, например, при $F_{\Pi} = 15$ МГц $n = 1,5 \cdot 10^6$. Как будет показано далее, в некоторых случаях для удовлетворения требований электромагнитной совместимости (а также для упрощения технической реализации обработки в цифровом виде) частоту повторения целесообразно уменьшать до $F_{\Pi} = 2 \dots 3$ МГц. В этих случаях $n = (2 \dots 3) \cdot 10^5$ импульсов, что при том же значении Δt приводит к снижению отношения сигнал/шум на 8,8...7,0 дБ. Увеличение Δt позволяет повысить коэффициент когерентного накопления n , но приводит к сглаживанию полезной переменной составляющей полезного сигнала. Кроме того, уменьшается число некогерентно накапливаемых отсчетов $M = T / \Delta t$. Следует оптимизировать значения Δt и M в целях достижения наилучших характеристик обнаружения полезного сигнала.

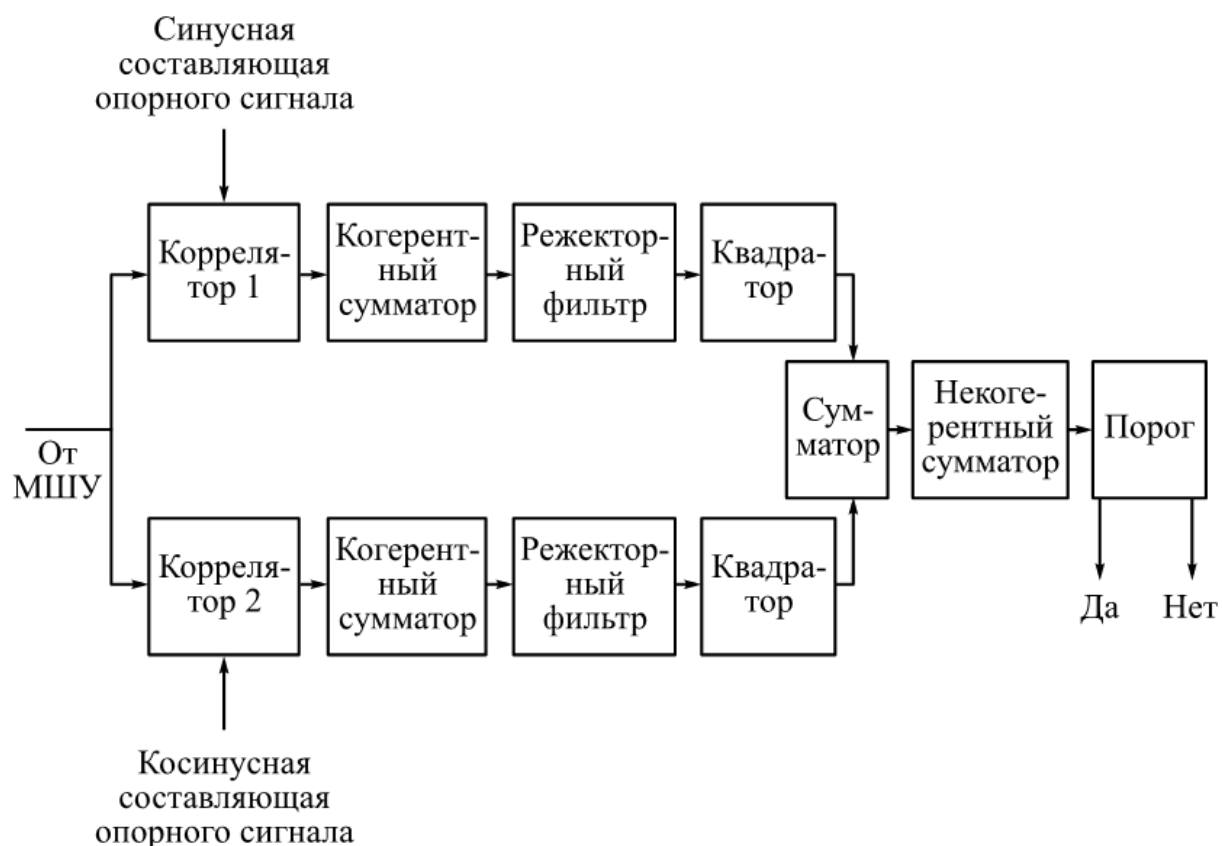


Рис. 6.15. Структура обнаружителя:
МШУ — малошумящий усилитель

Проведем сначала анализ полученного алгоритма, полагая, как и до сих пор, что интервал когерентного накопления Δt достаточно мал, поэтому сглаживанием полезного сигнала можно пренебречь, а затем рассмотрим задачу оптимизации Δt и M .

6.4. Анализ полученного алгоритма обнаружения

Для того чтобы построить характеристики обнаружения полученного алгоритма, следует, как обычно, найти распределения вероятностей выходной статистики L в выражении (6.18) при отсутствии и при воздействии полезного сигнала. При отсутствии полезного сигнала на входе приемника действуют собственные шумы и пассивные помехи от неподвижных отражателей. Возможно и воздействие разного рода активных помех в рабочем диапазоне частот радиолокатора, однако здесь их учитывать не будем*.

* В реальном устройстве для защиты от активных помех применяется полосовой фильтр на входе приемника, рассчитанный на рабочий диапазон частот радиолокатора, а также полосовой фильтр после режекции пассивных помех, пропускающий только спектр полезного сигнала, например в пределах 0,15...1,05 Гц (см. рис. 6.3—6.14).

6.4.1. Обнаружение сигналов на фоне собственных шумов при отсутствии сглаживания сигнала при когерентном накоплении

Предположим, что пассивные помехи полностью подавлены в результате исключения постоянных составляющих из отсчетов квадратурных компонент (формулы (6.16)).

Отсчеты квадратур шума после когерентного накопления (выражения (6.14) и (6.15)) представляют собой случайные гауссовы величины с нулевыми средними значениями:

$$y_{\text{корр } q\text{ш}}^{\cos} = A_0 \sum_{k=0}^{n-1} \int_{-\infty}^{\infty} n(t) \exp \left\{ -\frac{\pi[t - (q - 0,5)\Delta t - kT_{\Pi} - \tau_0]^2}{\tau_{\text{и}}^2} \right\} \times \\ \times \cos \omega_0 [t - (q - 0,5)\Delta t - kT_{\Pi} - \tau_0] dt; \\ y_{\text{корр } q\text{ш}}^{\sin} = A_0 \sum_{k=0}^{n-1} \int_{-\infty}^{\infty} n(t) \exp \left\{ -\frac{\pi[t - (q - 0,5)\Delta t - kT_{\Pi} - \tau_0]^2}{\tau_{\text{и}}^2} \right\} \times \\ \times \sin \omega_0 [t - (q - 0,5)\Delta t - kT_{\Pi} - \tau_0] dt.$$

Дисперсии вычисляются, например, для косинусной составляющей по формуле

$$\overline{(y_{\text{корр } q\text{ш}}^{\cos})^2} = A_0^2 \sum_{k=0}^{n-1} \sum_{p=0}^{n-1} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \overline{n(t_1)n(t_2)} \times \\ \times \exp \left\{ -\frac{\pi[t_1 - (q - 0,5)\Delta t - kT_{\Pi} - \tau_0]^2}{\tau_{\text{и}}^2} \right\} \times \\ \times \exp \left\{ -\frac{\pi[t_2 - (q - 0,5)\Delta t - pT_{\Pi} - \tau_0]^2}{\tau_{\text{и}}^2} \right\} \times \\ \times \cos \omega_0 [t_1 - (q - 0,5)\Delta t - kT_{\Pi} - \tau_0] \times \\ \times \cos \omega_0 [t_2 - (q - 0,5)\Delta t - pT_{\Pi} - \tau_0] dt_1 dt_2. \quad (6.19)$$

(Черта сверху означает усреднение по множеству реализаций.)

Учтем, что входные шумы белые, так что в выражении (6.19)

$$\overline{n(t_1)n(t_2)} = (N_0/2)\delta(t_1 - t_2), \quad (6.20)$$

где N_0 — односторонняя спектральная плотность белого шума на входе приемника. Подставив выражение (6.20) в (6.19) и проинтегрировав, например, по t_2 , получим однократный интеграл от произведения экспонент и косинусов. Заметим также, что интегралы от косинуса с частотой $2\omega_0$ равны нулю. Заменим переменные

аналогично тому, как это сделано в выражении (6.5), и учтем, что все слагаемые в (6.19) равны нулю при $(k - p) \neq 0$. В результате

$$\overline{(y_{\text{корр } q \text{ ш}}^{\cos})^2} = \overline{(y_{\text{корр ш}}^{\cos})^2} = A_0 \tau_{\text{и}} N_0 n / 4\sqrt{2}, \quad (6.21)$$

где n — коэффициент когерентного накопления. Такой же результат получим и для синусной составляющей:

$$\overline{(y_{\text{корр } q \text{ ш}}^{\sin})^2} = \overline{(y_{\text{корр ш}}^{\sin})^2} = A_0 \tau_{\text{и}} N_0 n / 4\sqrt{2}. \quad (6.22)$$

Благодаря стационарности шума дисперсии шума не зависят от номера q .

При воздействии сигнала дисперсия не изменяется, но появляются ненулевые средние значения (см. выражения (6.12), (6.13)):

$$\begin{aligned} \overline{y_{\text{корр } q \text{ (с+ш)}}^{\cos}} &= S_{\text{корр.с } q}^{\cos} = \\ &= \frac{A_0 \tau_{\text{и}} n}{2\sqrt{2}} A_{\text{с}} \exp \left\{ -\frac{2\pi \{ \delta R_0 + \Delta R \sin[(q - 0,5)\Omega\Delta t - \psi] \}^2}{c^2 \tau_{\text{и}}^2} \right\} \times \\ &\times \cos \left\{ \frac{4\pi \Delta R}{\lambda_0} \sin[(q - 0,5)\Omega\Delta t - \psi] + \varphi_{\text{с}} \right\}; \end{aligned} \quad (6.23)$$

$$\begin{aligned} \overline{y_{\text{корр } q \text{ (с+ш)}}^{\sin}} &= S_{\text{корр.с } q}^{\sin} = \\ &= \frac{A_0 \tau_{\text{и}} n}{2\sqrt{2}} A_{\text{с}} \exp \left\{ -\frac{2\pi \{ \delta R_0 + \Delta R \sin[(q - 0,5)\Omega\Delta t - \psi] \}^2}{c^2 \tau_{\text{и}}^2} \right\} \times \\ &\times \sin \left\{ \frac{4\pi \Delta R}{\lambda_0} \sin[(q - 0,5)\Omega\Delta t - \psi] + \varphi_{\text{с}} \right\}. \end{aligned} \quad (6.24)$$

Отношение сигнал/шум по мощности, как следует из формул (6.21)—(6.24),

$$\begin{aligned} (Q^{\cos})_q^2 &= \frac{(S_{\text{корр.с } q}^{\cos})^2}{\overline{(y_{\text{корр } q \text{ ш}}^{\cos})^2}} = \\ &= \frac{A_{\text{с}}^2 \tau_{\text{и}} n}{N_0 \sqrt{2}} \exp \left\{ -\frac{4\pi \{ \delta R_0 + \Delta R \sin[(q - 0,5)\Omega\Delta t - \psi] \}^2}{c^2 \tau_{\text{и}}^2} \right\} \times \\ &\times \cos^2 \left\{ \frac{4\pi \Delta R}{\lambda_0} \sin[(q - 0,5)\Omega\Delta t - \psi] + \varphi_{\text{с}} \right\}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
(Q^{\sin})_q^2 &= \frac{(S_{\text{копп.с } q}^{\sin})^2}{(y_{\text{копп } q \text{ ш}}^{\sin})^2} = \\
&= \frac{A_c^2 \tau_{\text{и}} n}{N_0 \sqrt{2}} \exp \left\{ -\frac{4\pi \{ \delta R_0 + \Delta R \sin[(q - 0,5)\Omega \Delta t - \psi] \}^2}{c^2 \tau_{\text{и}}^2} \right\} \times \\
&\quad \times \sin^2 \left\{ \frac{4\pi \Delta R}{\lambda_0} \sin[(q - 0,5)\Omega \Delta t - \psi] + \varphi_c \right\}.
\end{aligned}$$

Учитывая, что для каждого гауссова импульса из последовательности эхо-сигналов (6.4), длительность которого $\tau_{\text{и}}$ определена по уровню $\exp(-\pi/4) \approx 0,46$,

$$A_c^2 \tau_{\text{и}} / (2\sqrt{2}) = E_{\text{и}}, \quad E_{\text{и}} \approx 0,71 P_{\text{и}} \tau_{\text{и}}, \quad (6.25)$$

где $E_{\text{и}}$ — энергия импульса эхо-сигнала от «полезного» отражателя на входе приемника; $P_{\text{и}}$ — мощность в максимуме импульса, находим

$$\begin{aligned}
(Q^{\cos})_q^2 &= \frac{2E_{\text{и}} n}{N_0} \exp \left\{ -\frac{4\pi \{ \delta R_0 + \Delta R \sin[(q - 0,5)\Omega \Delta t - \psi] \}^2}{c^2 \tau_{\text{и}}^2} \right\} \times \\
&\quad \times \cos^2 \left\{ \frac{4\pi \Delta R}{\lambda_0} \sin[(q - 0,5)\Omega \Delta t - \psi] + \varphi_c \right\}; \quad (6.26)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
(Q^{\sin})_q^2 &= \frac{2E_{\text{и}} n}{N_0} \exp \left\{ -\frac{4\pi \{ \delta R_0 + \Delta R \sin[(q - 0,5)\Omega \Delta t - \psi] \}^2}{c^2 \tau_{\text{и}}^2} \right\} \times \\
&\quad \times \sin^2 \left\{ \frac{4\pi \Delta R}{\lambda_0} \sin[(q - 0,5)\Omega \Delta t - \psi] + \varphi_c \right\}. \quad (6.27)
\end{aligned}$$

Из формул (6.26), (6.27) следует, что благодаря когерентному накоплению сигнала и некогерентному накоплению шумов на интервалах длительностью Δt отношение сигнал/шум по мощности выросло в n раз в каждом q -м отсчете.

Следующей операцией в соответствии с синтезированным в п. 6.3 алгоритмом является исключение постоянной составляющей на всем интервале наблюдения T (см. формулы (6.16)). Поскольку у обеих квадратурных компонент шума на выходе коррелятора средние значения равны нулю, то при отсутствии сигнала шумовые отсчеты по-прежнему будут представлять собой гауссовы случайные величины с нулевыми средними значениями. Од-

нако дисперсии $z_q^{\cos}$ и $z_q^{\sin}$ отличаются от полученных в формулах (6.21) и (6.22). Например, для косинусной компоненты

$$\overline{(z_q^{\cos})^2} = \overline{(z_{qui}^{\cos})^2} = \overline{(y_{\text{корр } q \text{ ш}}^{\cos})^2} + \left[\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M y_{\text{корр } i \text{ ш}}^{\cos} \right]^2 -$$

$$- 2 y_{\text{корр } q \text{ ш}}^{\cos} \left[\frac{1}{M} \sum_{i=1}^M y_{\text{корр } i \text{ ш}}^{\cos} \right].$$

В суммах по i от 1 до M ($M - 1$) слагаемых не зависят от $y_{\text{корр } q \text{ ш}}^{\cos}$ (при $i \neq q$), но одно слагаемое (при $i = q$) совпадает с $y_{\text{корр } q \text{ ш}}^{\cos}$. Поэтому, учитывая, что дисперсии $\overline{(y_{\text{корр } q \text{ ш}}^{\cos})^2}$ и $\overline{(y_{\text{корр.ш}}^{\cos})^2}$ равны и не зависят от q ,

$$\overline{(z_q^{\cos})^2} = \overline{(y_{\text{корр.ш}}^{\cos})^2} + \overline{(y_{\text{корр.ш}}^{\cos})^2} \frac{1}{M} - \overline{(y_{\text{корр.ш}}^{\cos})^2} \frac{2}{M} =$$

$$= \overline{(y_{\text{корр.ш}}^{\cos})^2} \left(1 - \frac{1}{M} \right).$$

Аналогичный результат можно получить для синусной компоненты. Учитывая выражения (6.21) и (6.22), имеем

$$\overline{(z_q^{\cos})^2} = \overline{(z_q^{\sin})^2} = A_0^2 \tau_{\text{и}} N_0 n (1 - 1/M) / (4\sqrt{2}). \quad (6.28)$$

При воздействии сигнала операция приводит к исключению постоянной составляющей сигнала. В результате получим последовательность гауссовых случайных величин с дисперсиями (6.28), средние значения которых определяются формулами

$$\overline{z_q^{\cos}} = z_{q \text{ с}}^{\cos} = S_{\text{корр.с } q}^{\cos} - \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M S_{\text{корр.с } k}^{\cos}; \quad (6.29)$$

$$\overline{z_q^{\sin}} = z_{q \text{ с}}^{\sin} = S_{\text{корр.с } q}^{\sin} - \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M S_{\text{корр.с } k}^{\sin}. \quad (6.30)$$

Пример нормированных отсчетов (6.29) и (6.30) и их спектров показан на рис. 6.13—6.14.

Два последних этапа алгоритма обнаружения (выражения (6.17), (6.18)) целесообразно рассмотреть совместно, так как вычисление квадрата модуля и суммирование M квадратов модулей сво-

дится к операции суммирования $2M$ квадратов гауссовых случайных величин — отсчетов квадратурных компонент шума или суммы сигнала и шума. При воздействии сигнала шумовая составляющая не изменяется.

Следовательно,

$$L = \sum_{q=1}^M U_q = \sum_{q=1}^M (z_q^{\cos})^2 + \sum_{q=1}^M (z_q^{\sin})^2. \quad (6.31)$$

Все гауссовы величины $z_q^{\cos}$ и $z_q^{\sin}$ взаимно независимы. При отсутствии сигнала они получены в результате накопления шумов на различных не перекрывающихся интервалах длительностью Δt , намного больших, чем интервал корреляции шумов на выходе коррелятора $\tau_{\text{корр}} \approx \tau_{\text{и}}$. Известно, что сумма квадратов $2M$ независимых гауссовых случайных величин $z_q^{\cos}$ и $z_q^{\sin}$, $q = 1, 2, \dots, M$, с одинаковыми дисперсиями D и различными средними значениями $\overline{z_q^{\cos}} = z_{q\text{с}}^{\cos}$ и $\overline{z_q^{\sin}} = z_{q\text{с}}^{\sin}$ (формулы (6.29) и (6.30)) подчиняется нецентральному хи-квадрат-распределению с $2M$ степенями свободы [23]. Плотность вероятности

$$w_{\text{с+ш}}(x, 2M, \lambda) = \exp\left(-\frac{\lambda}{2}\right) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} \left(\frac{\lambda}{2}\right)^k w_{\gamma}(x, 1/2, k + M), \quad x > 0,$$

где w_{γ} — плотность вероятности гамма-распределения,

$$w_{\gamma}(x, 1/2, k + M) = \frac{x^{k+M-1}}{2^{k+M} (k + M - 1)!} \exp\left(-\frac{x}{2}\right), \quad x > 0;$$

λ — параметр нецентральности,

$$\lambda = m/D, \quad (6.32)$$

здесь m — сумма квадратов средних значений гауссовых величин (6.29), (6.30),

$$m = \sum_{p=1}^M (z_{q\text{с}}^{\cos})^2 + \sum_{p=1}^M (z_{q\text{с}}^{\sin})^2,$$

а дисперсия D определяется выражением (6.28). При отсутствии сигнала параметр нецентральности равен нулю, и плотность вероятности существенно упрощается:

$$w_{\text{ш}}(x) = \frac{1}{(2D)^M (M - 1)!} x^{M-1} \exp\left(-\frac{x}{2D}\right), \quad x > 0.$$

В пакете Matlab есть возможность прямого вычисления порога обнаружения при заданной вероятности ложной тревоги $P_{\text{л.т}}$

и известном числе степеней свободы $2M$. Нормированный порог $u_0 = u_{\text{п}} / D$, где $u_{\text{п}}$ — реальный пороговый уровень, определяется выражением

$$u_0 = \text{chi2inv}(1 - P_{\text{л.т}}, 2M). \quad (6.33)$$

Вероятность правильного обнаружения определяется с помощью функции

$$P_0 = 1 - \text{ncx2cdf}(u_0, 2M, \lambda), \quad (6.34)$$

которая зависит от параметра нецентральности λ . Этот параметр определяется суммарным отношением сигнал/шум по мощности. Чтобы вычислить это отношение, следует просуммировать все M отсчетов нормированных квадратов модуля сигнала или $2M$ отсчетов нормированных квадратов квадратурных составляющих, умножить на квадрат амплитуды сигнала $A_0 A_c \tau_{\text{и}} n / (2\sqrt{2})$ (см. формулы (6.23), (6.24)) и разделить на дисперсию шума (6.28). Таким образом, параметр нецентральности

$$\lambda = \frac{A_c^2 \tau_{\text{и}} n}{\sqrt{2} N_0 (1 - 1/M)} \sum_{q=1}^M \left[(z_{q \text{ c}0}^{\cos})^2 + (z_{q \text{ c}0}^{\sin})^2 \right].$$

Учитывая, что в соответствии с (6.25) $A_c^2 \tau_{\text{и}} / \sqrt{2} = 2E_{\text{и}}$, получим

$$\lambda = \frac{2E_{\text{и}} n}{N_0 (1 - 1/M)} \sum_{q=1}^M \left[(z_{q \text{ c}0}^{\cos})^2 + (z_{q \text{ c}0}^{\sin})^2 \right]. \quad (6.35)$$

На рис. 6.16 показаны отсчеты квадратов модуля сигнала после вычитания постоянных составляющих из нормированных отсчетов квадратурных компонент полезного сигнала, соответствующих рис. 6.13, а, 6.14, а (но при любой начальной фазе $\varphi_{\text{с}}$). Как и на предыдущих рисунках, для наглядности представлен только начальный участок (8 с) полного интервала наблюдения 20 с.

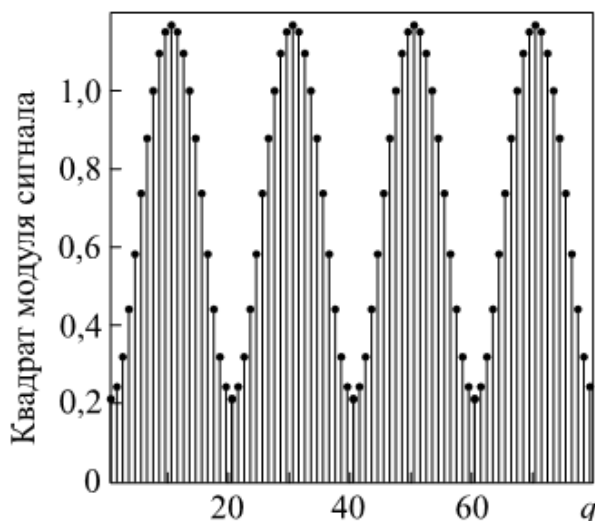


Рис. 6.16. Отсчеты квадратов модуля сигнала

Обозначим $Q_{\text{ког}}$ отношение энергии импульса сигнала на входе приемника к спектральной плотности шума с учетом когерентного накопления*:

$$Q_{\text{ког}} = \frac{E_{\text{и}} n}{N_0}.$$

Из сравнения с выражениями (6.26) и (6.27) следует, что $Q_{\text{ког}}$ представляет собой половину максимального значения отношения сигнал/шум после когерентного накопления.

Тогда

$$\lambda = \frac{2Q_{\text{ког}}}{1 - 1/M} \sum_{q=1}^M \left[(z_{q\text{c}0}^{\cos})^2 + (z_{q\text{c}0}^{\sin})^2 \right]. \quad (6.36)$$

При рассмотренных параметрах сигналов ($\tau_{\text{и}} = 2$ нс, $\Delta R = 0,01$ м, $F = 0,25$ Гц, $f_0 = 3500$ МГц, $\Delta t = 0,1$ с, $M = 200$) сумма в выражении (6.36) равна 143. Это коэффициент некогерентного накопления. В результате находим параметр нецентральности

$$\lambda = 287,4 \frac{E_{\text{и}} n}{N_0} = 287,4 \cdot Q_{\text{ког}}.$$

На рис. 6.17 приведены характеристики обнаружения для трех значений вероятности ложной тревоги. Видно, что для достижения вероятности правильного обнаружения, например $P_0 \approx 0,95$,

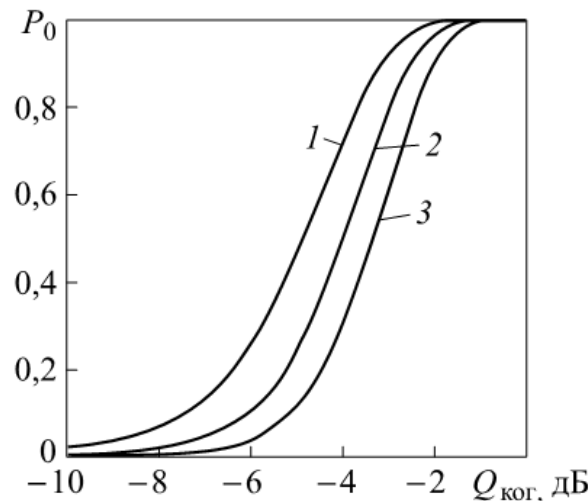


Рис. 6.17. Характеристики обнаружения для трех значений вероятности ложной тревоги:

$$1 - P_{\text{л.т}} = 10^{-3}; 2 - P_{\text{л.т}} = 10^{-4}; 3 - P_{\text{л.т}} = 10^{-5}$$

* Удобно ввести параметр $Q_{\text{ког}}$ именно таким образом, поскольку отношение $E_{\text{и}}/N_0$ входит в формулу дальности РЛС.

отношение сигнал/шум на входе приемника, умноженное на коэффициент когерентного накопления $Q_{\text{ког}}$, должно быть порядка $-1,7$ дБ при $P_{\text{л.т}} = 10^{-5}$, $-2,1$ дБ при $P_{\text{л.т}} = 10^{-4}$ и $-2,7$ дБ при $P_{\text{л.т}} = 10^{-3}$. При частоте повторения импульсов, например, $F_{\text{п}} = 15$ МГц и длительности интервала когерентного накопления $\Delta t = 0,1$ с коэффициент когерентного накопления $n = 1,5 \cdot 10^6$ или $61,8$ дБ. Отсюда следует, что отношение сигнал/шум на входе приемника должно быть не менее $-63,5$ дБ при $P_{\text{л.т}} = 10^{-5}$, $-63,9$ дБ при $P_{\text{л.т}} = 10^{-4}$ и $-64,5$ дБ при $P_{\text{л.т}} = 10^{-3}$, чтобы вероятность правильного обнаружения полезного сигнала составляла $P_0 \approx 0,95$.

Имитационное моделирование описанного алгоритма обнаружения полностью подтвердило результаты аналитических расчетов.

6.4.2. Оптимизация коэффициентов когерентного и некогерентного накопления с учетом сглаживания сигнала при когерентном накоплении

В п. 6.3 отмечалось, что в полученном алгоритме обнаружения нет четких рекомендаций по выбору длительности интервала когерентного накопления. Как известно, когерентное накопление сигналов более эффективно, чем некогерентное, особенно если число некогерентно накапливаемых импульсов велико [22]. Выясним, нельзя ли повысить эффективность обнаружения, если увеличить интервал Δt , а следовательно, и коэффициент n когерентного накопления за счет соответствующего уменьшения числа некогерентно накапливаемых отсчетов M . При этом надо учитывать, что при увеличении Δt начнет проявляться сглаживание колебаний полезного сигнала, что приведет к энергетическим потерям. Этот эффект ограничивает возможность увеличения интервала когерентного накопления.

Увеличение Δt в k раз приводит к уменьшению во столько же раз числа степеней свободы $2M$ хи-квадрат-распределения (так как $M = T/\Delta t$, а время наблюдения T фиксировано и равно 20 с). Кроме того, изменяется и параметр нецентральности λ . Именно на этот параметр в выражениях (6.35), (6.36) влияет сглаживание полезного сигнала при увеличении Δt , так как изменяются слагаемые суммы.

Чтобы учесть сглаживание, следует вместо отсчетов квадратурных компонент сигналов, полученных в формулах (6.12) и (6.13), рассматривать результаты усреднения на интервалах когерентного накопления. Для нормированных косинусной и синусной компонент

$$\begin{aligned} \bar{S}_{\text{копп.с}}^{\cos}(q) = \frac{1}{\Delta t} \int_{(q-1)\Delta t}^{q\Delta t} \exp \left\{ -\frac{2\pi[\delta R_0 + \Delta R \sin(\Omega t - \psi)]^2}{c^2 \tau_{\text{и}}^2} \right\} \times \\ \times \cos \left[\frac{4\pi\Delta R}{\lambda_0} \sin(\Omega t - \psi) + \varphi_c \right] dt; \end{aligned} \quad (6.37)$$

$$\begin{aligned} \bar{S}_{\text{копп.с}}^{\sin}(q) = \frac{1}{\Delta t} \int_{(q-1)\Delta t}^{q\Delta t} \exp \left\{ -\frac{2\pi[\delta R_0 + \Delta R \sin(\Omega t - \psi)]^2}{c^2 \tau_{\text{и}}^2} \right\} \times \\ \times \sin \left[\frac{4\pi\Delta R}{\lambda_0} \sin(\Omega t - \psi) + \varphi_c \right] dt. \end{aligned} \quad (6.38)$$

Соответственно изменятся и отсчеты сигнала после исключения постоянной составляющей. Вместо выражений (6.29), (6.30) получим

$$\overline{z_{q \text{ c}0}^{\cos}} = \bar{S}_{\text{копп.с}}^{\cos}(q) - \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \bar{S}_{\text{копп.с}}^{\cos}(k); \quad (6.39)$$

$$\overline{z_{q \text{ c}0}^{\sin}} = \bar{S}_{\text{копп.с}}^{\sin}(q) - \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M \bar{S}_{\text{копп.с}}^{\sin}(k), \quad (6.40)$$

следовательно,

$$\lambda = \frac{2Q_{\text{кор}}}{1 - 1/M} \sum_{q=1}^M \left[\overline{(z_{q \text{ c}0}^{\cos})^2} + \overline{(z_{q \text{ c}0}^{\sin})^2} \right]. \quad (6.41)$$

К сожалению, получить общие аналитические результаты не удастся. Поэтому с помощью численного интегрирования выражений (6.37) и (6.38) проведены расчеты для нескольких значений интервала когерентного накопления ($\Delta t = 0,2; 0,4; 0,6; 0,8; 0,9; 1$ с) при $\tau_{\text{и}} = 2$ нс, $\Delta R = 0,01$ м, $F = 0,25$ Гц, $f_0 = 3500$ МГц. Результаты расчетов представлены на рис. 6.18. Графики построены для вероятности ложной тревоги $P_{\text{л.т}} = 10^{-4}$ и вероятности правильного обнаружения $P_0 = 0,95$, но результаты расчетов слабо зависят от значений $P_{\text{л.т}}$ и P_0 .

Энергетический выигрыш вызван увеличением коэффициента когерентного накопления, а проигрыш связан со сглаживанием сигнала и уменьшением числа некогерентно накапливаемых отсчетов.

Как видно на рис. 6.18, от $\Delta t = 0,5$ с и вплоть до $\Delta t = 1$ с результирующий выигрыш по сравнению с $\Delta t = 0,1$ с составляет около

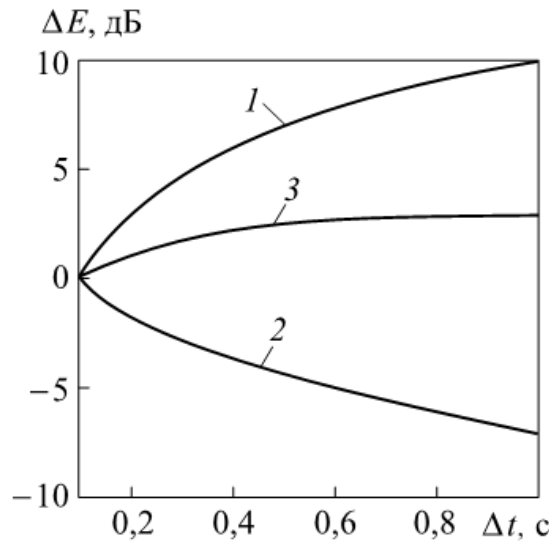


Рис 6.18. Энергетический выигрыш (кривая 1) и проигрыш (кривая 2) от увеличения Δt , а также результирующий эффект (кривая 3)

2,5...3 дБ. Следует, однако, отметить, что конкретные оптимальные значения Δt могут изменяться при изменении частоты колебаний поверхности тела F и увеличении отношения амплитуды этих колебаний ΔR к длине волны зондирующих сигналов λ_0 , приводящего к расширению спектра полезного сигнала. Соответствующие расчеты при любых значениях параметров сигналов можно провести по формулам (6.37)—(6.41) и (6.33), (6.34).

6.5. Эффективность подавления пассивных помех

Пассивные помехи — отражения от неподвижных объектов, попавших в элемент разрешения радиолокатора по дальности, — создают постоянные напряжения на выходах корреляторов и когерентных накопителей. Эти постоянные напряжения не изменяются (в отличие от полезных сигналов) в течение каждого цикла наблюдения ($T = 20$ с), по окончании которого принимается решение о наличии или отсутствии живого человека в анализируемом элементе разрешения по дальности. Интенсивность пассивных помех может быть намного больше интенсивности полезного сигнала.

Для подавления этих помех в алгоритме обнаружения полезного сигнала предусматривается операция вычитания постоянных составляющих в каждой квадратуре после когерентного накопления (выражения (6.16)). К сожалению, вычитаемые из каждого отсчета величины

$$v^{\cos} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M y_{\text{копп}}^{\cos} i; \quad v^{\sin} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M y_{\text{копп}}^{\sin} i \quad (6.42)$$

являются лишь статистическими оценками постоянных составляющих $v_0^{\cos}$ и $v_0^{\sin}$ соответствующих квадратур, так как $y_{\text{корр } i}^{\cos}$ и $y_{\text{корр } i}^{\sin}$, $i = \overline{1, M}$, содержат шумы.

Обозначим эти оценки $v^{\cos} = \hat{v}_0^{\cos}$ и $v^{\sin} = \hat{v}_0^{\sin}$. Из материала п. 6.3 следует, что шумы на выходе когерентных накопителей двух квадратур статистически независимы при любых $i = \overline{1, M}$, а шумы в каждой квадратуре статистически независимы на разных интервалах когерентного накопления ($i \neq k$). Кроме того, в соответствии с (6.21), (6.22) у всех шумов $y_{\text{корр } i}^{\cos}$ и $y_{\text{корр } i}^{\sin}$, $i = \overline{1, M}$, одна и та же дисперсия. Обозначим ее σ^2 . Тогда, согласно выражению (6.42), дисперсию и среднеквадратическое значение оценок $\hat{v}_0^{\cos}$ и $\hat{v}_0^{\sin}$ получим в виде

$$D(\hat{v}_0^{\cos}) = D(\hat{v}_0^{\sin}) = \sigma^2/M; \quad \sqrt{D(\hat{v}_0^{\cos})} = \sqrt{D(\hat{v}_0^{\sin})} = \sigma/\sqrt{M}, \quad (6.43)$$

а дисперсия шума σ^2 определяется формулами (6.21), (6.22).

Выражение (6.43) определяет остаточный уровень пассивной помехи после вычитания оценок (6.42) из каждого отсчета суммы пассивной помехи, шума и сигнала (если он есть) после когерентного накопления.

Важно отметить следующее:

1) остаток пассивной помехи является случайной величиной, подчиняющейся гауссову закону распределения с нулевым средним значением и дисперсией, определяемой по формулам (6.43), (6.21), (6.22). При этом в течение каждого интервала наблюдения длительностью $T = 20$ с остаток пассивной помехи постоянен, но изменяется от одного интервала к другому;

2) остаток пассивной помехи не зависит от ее абсолютного уровня, а определяется среднеквадратическим значением шума и числом некогерентно накапливаемых отсчетов M .

Для того чтобы подавление пассивной помехи можно было считать достаточно эффективным, она с высокой вероятностью не должна обнаруживаться при отсутствии сигнала.

Рассмотрим произвольный интервал наблюдения длительностью $T = 20$ с. На этом интервале при отсутствии полезного сигнала величины $z_q^{\cos}$ и $z_q^{\sin}$ (см. формулы (6.16)) также представляют собой гауссовы случайные взаимно независимые величины с ненулевыми средними значениями, как и при воздействии сигнала. Но средние значения этих величин равны остаточному уровню пассивных помех после их вычитания в рассматриваемом интервале наблюдения. Тогда и выходная статистика L , подлежащая сравнению с порогом, подчиняется нецентральному хи-квадрат-распре-

делению с $2M$ степенями свободы, но параметр нецентральности определяется остаточным уровнем пассивной помехи после ее вычитания. Поскольку этот уровень изменяется по гауссову закону от одного интервала наблюдения к другому, то и «помеховый» параметр нецентральности оказывается случайной величиной.

Можно упростить задачу и одновременно обеспечить высокую эффективность подавления помех, если вместо случайных значений принять фиксированное, но достаточно большое значение модуля остатка пассивных помех $|P_{\text{ост max}}|$. Например, выберем $|P_{\text{ост}}|$, в 2,5 раза превышающее среднеквадратическое значение (см. формулу (6.43)):

$$|P_{\text{ост}}| = 2,5 \frac{\sigma}{\sqrt{M}}. \quad (6.44)$$

Как известно, вероятность превышения этого уровня не более 0,0124 [24]. Высокая вероятность необнаружения такого остатка помех дает хорошую оценку эффективного подавления помех. Тогда «помеховый» параметр нецентральности $\lambda_{\text{п}}$ примет вид (см. соотношение (6.32))

$$\lambda_{\text{п}} = \frac{2M |P_{\text{ост}}|^2}{\sigma^2 (1 - 1/M)} = \frac{2M \cdot 2,5^2 \sigma^2 / M}{\sigma^2 (1 - 1/M)} = \frac{12,5}{1 - 1/M} \approx 12,5.$$

Полученный результат означает, что максимальное значение «помехового» параметра нецентральности практически не зависит от числа некогерентно накапливаемых импульсов M , интервала когерентного накопления Δt и дисперсии шума σ^2 , а определяется квадратом числа, выражающего рассматриваемое значение остатка помех по отношению к его среднеквадратическому значению.

Для того чтобы остаток помех не обнаруживался с высокой вероятностью при отсутствии сигнала, следует выбирать достаточно высокий порог обнаружения. На рис. 6.19 приведены зависимости вероятности обнаружения остатка помех $P_{0\text{п}}$ от длительности интервала когерентного накопления Δt и числа некогерентно накапливаемых отсчетов M ($M = T/\Delta t$, где $T = 20$ с). Расчеты проводились по формулам (6.33), (6.34) при $\lambda = \lambda_{\text{п}} = 11$ дБ (12,6 раз по мощности).

Из кривых на рис. 6.19 следует, что при больших интервалах когерентного накопления вероятность обнаружения остатка пассивных помех может значительно превышать установленную вероятность ложных тревог. Действительно, при увеличении Δt про-

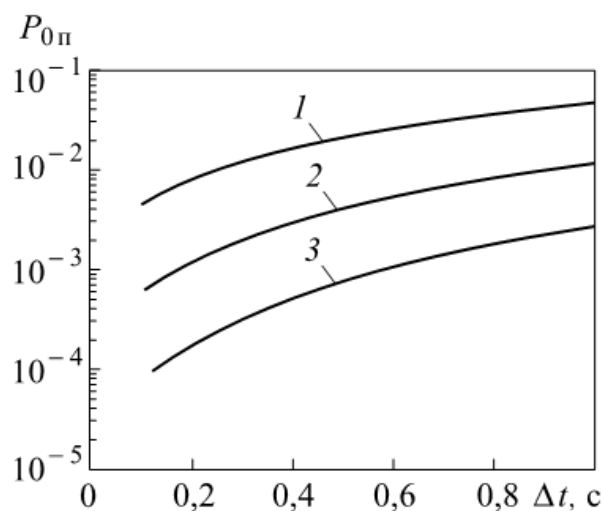


Рис. 6.19. Зависимость вероятности обнаружения остатка пассивных помех $P_{0п}$ от длительности интервала когерентного накопления Δt :
 $1 - P_{л.т} = 10^{-3}$; $2 - P_{л.т} = 10^{-4}$; $3 - P_{л.т} = 10^{-5}$

порционально снижается число некогерентно накапливаемых отсчетов $2M$, т. е. число степеней свободы хи-квадрат-распределения. Это, в свою очередь, приводит к уменьшению дисперсии хи-квадрат-распределения, а следовательно, к понижению порога обнаружения при одной и той же вероятности ложной тревоги.

Рисунок 6.19 дает дополнительную информацию для правильного выбора вероятности ложной тревоги и (наряду с графиками на рис. 6.18) интервала когерентного накопления Δt в зависимости от конкретных требований к радиолокатору.

6.6. Максимизация энергетических параметров радиолокаторов с учетом требований электромагнитной совместимости

Несмотря на малую дальность действия, от СШП РЛС часто требуется достаточно большая мощность излучения, во-первых, из-за очень малой длительности зондирующих импульсов, а во-вторых, вследствие большого ослабления радиолокационных сигналов в среде распространения.

Главное достоинство СШП-сигналов — очень широкий частотный спектр, обеспечивающий высокую информативность, — является одновременно их существенным недостатком. СШП-радиолокаторы могут создавать помехи многим другим радиосистемам, работающим в тех же участках спектра, в том числе таким жизненно важным, как спутниковые навигационные системы и системы поиска и спасения, системы управления воздушным движением и др. Поэтому при создании и эксплуатации СШП-ра-

диолокаторов необходимо уделять серьезное внимание обеспечению их электромагнитной совместимости (ЭМС) с другими радиосистемами.

Как отмечалось в п. 6.2, наиболее известный нормативный документ, определяющий требования к СШП-радиосистемам с точки зрения ЭМС, выпущен Федеральной комиссией связи (ФКС) США в 2002 г. (с дополнениями в 2003 и 2004 гг.) [19, 25]. Аналогичные документы находятся на различных стадиях подготовки в ряде других стран [20, 26]. Цель этих документов состоит в том, чтобы, с одной стороны, обеспечить отсутствие помех от СШП-систем другим радиосистемам, а с другой стороны, не тормозить широкое распространение и развитие перспективных СШП-технологий. Поэтому использование СШП-радиосистем, удовлетворяющих, например, требованиям нормативного документа ФКС, не требует лицензирования в США.

Существующие и разрабатываемые нормативные документы определяют допустимые диапазоны рабочих частот СШП-радиосистем, в том числе СШП-радиолокаторов. СШП-радиолокаторы для поиска людей в завалах не включены в эти документы, но рассматриваются близкие по задачам СШП РЛ для наблюдения «сквозь стены». Для них ФКС США разрешен диапазон частот от 1 990 до 10 600 МГц. В разрешенных диапазонах частот ФКС США нормирует (ограничивает) так называемую эквивалентную изотропно-излучаемую мощность (ЭИИМ), которая представляет собой произведение мощности, подводимой к антенне, на коэффициент усиления антенны (по сравнению с изотропным излучателем). Для всех СШП РЛС в выделенных рабочих диапазонах ограничиваются:

- пиковая ЭИИМ, которая не должна превышать 0 дБм, т. е. 1 мВт;
- средняя ЭИИМ, которая не должна превышать $-41,3$ дБм, т. е. 0,074 мкВт.

Пиковая ЭИИМ определена как мощность в импульсе, измеряемая в полосе частот 50 МГц в области максимума спектра. Средняя мощность — это мощность, измеряемая также в области максимума спектра в полосе 1 МГц при времени усреднения не менее 1 мс.

Методика измерений нормируемых величин описана в документе [19] достаточно подробно. Однако при проектировании радиолокатора возникает задача выбора энергетических параметров, которые, с одной стороны, были бы максимальными (обеспечивали, например, надежное обнаружение объектов с малой ЭПР

за оптически непрозрачными преградами при большом ослаблении сигналов в них), а с другой — не нарушали бы указанные выше требования по ЭМС. Эта задача рассматривается ниже.

6.6.1. Эквивалентная импульсная мощность

Как известно (и следует, в частности, из результатов предыдущих разделов), возможности обнаружения сигналов определяются (при прочих равных условиях) их суммарной энергией на входе приемника, используемой для обнаружения. Эта энергия пропорциональна произведению мощности излучения в импульсе $P_{\text{и max}}$ на длительность импульса и на коэффициент накопления эхосигналов в приемнике. Длительность импульса $\tau_{\text{и}}$ обычно выбирается исходя из требуемой разрешающей способности по дальности. Частота повторения импульсов может быть высокой (вплоть до $F_{\text{п}} = 10 \dots 15$ МГц), что (с учетом отсутствия флуктуаций эхосигналов) позволяет когерентно накапливать большое число отраженных импульсов. Если выбран интервал когерентного накопления Δt , то число когерентно накапливаемых принятых импульсов $n = \Delta t F_{\text{п}} = \Delta t / T_{\text{п}}$.

Например, при $R_{\text{max}} = 8$ м, $F_{\text{п}} = 15$ МГц и $\Delta t = 0,5$ с коэффициент когерентного накопления $n = 7,5 \cdot 10^6$. В соответствии с алгоритмом обнаружения после подавления помех от неподвижных объектов необходимо дополнительное некогерентное накопление M отсчетов в каждом квадратурном канале. Очевидно, что $n \gg M$, следовательно, главную роль играет когерентное накопление. Поэтому можно считать, что *энергетические характеристики рассматриваемых СШП РЛС определяются* (при выбранной длительности зондирующего импульса и фиксированной шумовой температуре, приведенной к входу приемника) *эквивалентной импульсной мощностью* $P_{\text{экв}} = P_{\text{и}} n$. Эквивалентная импульсная мощность (ЭИМ) — это суммарная мощность такого числа излучаемых импульсов, которое из принятой последовательности суммируется когерентно на каждом интервале когерентного накопления Δt . Поскольку требования ЭМС относятся к излучаемой мощности, понятие ЭИМ целесообразно применять для анализа максимально допустимых (с точки зрения ЭМС) энергетических параметров рассматриваемых СШП-радиолокаторов малой дальности, где возможно когерентное накопление большого числа импульсов. Максимально допустимое увеличение именно $P_{\text{экв}}$, ограничиваемое требованиями ЭМС, обеспечивает наиболее высокие возможные энергетические характеристики таких радиолокаторов.

**6.6.2. Максимальная импульсная мощность
и эквивалентная импульсная мощность,
определяемые ограничением пиковой мощности излучения**

Рассмотрим снова последовательность излучаемых СШП-импульсов гауссовой формы (6.1). Один импульс последовательности

$$s(t) = A_{\text{изл}} \exp\left(-\frac{\pi t^2}{\tau_{\text{и}}^2}\right) \exp(j\omega_0 t) \quad (6.45)$$

и амплитудный спектр такого сигнала

$$F(f) = A_{\text{изл}} \tau_{\text{и}} \exp\left[-\pi(f - f_0)^2 \tau_{\text{и}}^2\right] \quad (6.46)$$

в нормированном виде при $\tau_{\text{и}} = 2$ нс и $f_0 = 3\,500$ МГц показаны на рис. 6.1 и рис. 6.2. Ширина спектра Δf по уровню -3дБ (0,707 по напряжению):

$$\Delta f = \frac{2}{\tau_{\text{и}}} \sqrt{-\frac{\ln 0,707}{\pi}} = \frac{0,664}{\tau_{\text{и}}}, \quad (6.47)$$

где $\tau_{\text{и}}$ — в секундах, а Δf — в герцах.

Как отмечалось ранее, длительность импульса $\tau_{\text{и}}$ выбирается, как правило, исходя из требуемой разрешающей способности по дальности. Импульс на рис. 6.1 обеспечивает разрешение по дальности $\delta R = 30$ см.

Энергия излучения отдельного импульса в общем случае

$$E_{\text{и}} = \alpha P_{\text{и}} \tau_{\text{и}},$$

где $P_{\text{и}} = A_{\text{изл}}^2/2$ — мощность в максимуме импульса; α — коэффициент, зависящий от уровня, по которому определяется длительность импульса $\tau_{\text{и}}$. Для гауссова импульса и длительности $\tau_{\text{и}}$ по уровню $\exp(-\pi/4) \approx 0,46$ от максимума $\alpha = 1/\sqrt{2} = 0,707$:

$$\begin{aligned} E_{\text{и}} &= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt = \frac{A_{\text{изл}}^2}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-\frac{2\pi t^2}{\tau_{\text{и}}^2}\right) dt = \\ &= \frac{A_{\text{изл}}^2 \tau_{\text{и}}}{2\sqrt{2}} = \frac{P_{\text{и}} \tau_{\text{и}}}{\sqrt{2}} = 0,707 P_{\text{и}} \tau_{\text{и}}. \end{aligned} \quad (6.48)$$

Для того чтобы вычислить пиковую мощность, определяемую ФКС США, надо пропустить исходный импульс (6.45) через фильтр с полосой 50 МГц, настроенный на максимум спектра, т. е. на частоту f_0 . Если фильтр принять тоже гауссовым, то его частотную характеристику легко получить из выражения (6.46), выбрав

в формуле (6.47) такую длительность условного импульса $\tau_{\text{и}}$ (длительность «импульса фильтра» $\tau_{\text{ф}}$), чтобы $\Delta f = \Delta f_{\text{ф}} = 50$ МГц, т. е.

$$\tau_{\text{ф}} = \frac{0,664}{50 \cdot 10^6} = 13,28 \text{ нс.}$$

Тогда частотная характеристика фильтра с полосой 50 МГц по уровню -3 дБ принимает вид

$$F_{\text{ф}}(f) = \exp\left[-\pi(f - f_0)^2 (13,28 \cdot 10^{-9})^2\right], \quad (6.49)$$

частота выражена в герцах.

Нормированный амплитудный спектр сигнала на выходе фильтра

$$\begin{aligned} F_{\text{вых0}}(f) &= F_0(f)F_{\text{ф}}(f) = \exp\left[-\pi(f - f_0)^2 \tau_{\text{и}}^2\right] \exp\left[-\pi(f - f_0)^2 \tau_{\text{ф}}^2\right] = \\ &= \exp\left[-\pi(f - f_0)^2 \tau_{\text{и.рез}}^2\right], \end{aligned} \quad (6.50)$$

где результирующая длительность выходного импульса

$$\tau_{\text{и.рез}} = \sqrt{\tau_{\text{и}}^2 + \tau_{\text{ф}}^2} = \tau_{\text{ф}} \sqrt{1 + \tau_{\text{и}}^2 / \tau_{\text{ф}}^2}. \quad (6.51)$$

Поскольку для рассматриваемых СШП-сигналов $\tau_{\text{и}}^2 / \tau_{\text{ф}}^2 \ll 1$, то спектр на выходе в основном определяется частотной характеристикой фильтра. Например, для сигнала на рис. 6.1 $\tau_{\text{и}} = 2$ нс, а $\tau_{\text{ф}} = 13,28$ нс, так что длительность результирующего импульса больше длительности «импульса фильтра» всего на 1 %:

$$\tau_{\text{и.рез}} = \sqrt{\tau_{\text{и}}^2 + \tau_{\text{ф}}^2} = 1,01\tau_{\text{ф}}.$$

На практике этим различием можно пренебречь.

Энергию импульса на выходе фильтра получим, используя выражение (6.50) и ненормированный спектр (6.46):

$$E_{\text{и.рез}} = \frac{A_{\text{изл}}^2 \tau_{\text{и}}^2}{2\sqrt{2}\tau_{\text{и.рез}}} = E_{\text{и}} \frac{\tau_{\text{и}}}{\tau_{\text{и.рез}}}. \quad (6.52)$$

Учитывая выражение (6.48) как для входного импульса, так и для импульса на выходе фильтра с полосой 50 МГц, получим

$$\frac{P_{\text{и.рез}}}{P_{\text{и}}} = \frac{\tau_{\text{и}}^2}{\tau_{\text{и.рез}}^2} \approx \frac{\tau_{\text{и}}^2}{(13,4 \cdot 10^{-9})^2},$$

где $\tau_{\text{и}}$ — в секундах.

Итак, определяемая ФКС США пиковая мощность в полосе 50 МГц меньше мощности в максимуме исходного СШП-импульса длительностью $\tau_{\text{и}}$ во столько раз, во сколько квадрат дли-

тельности исходного импульса меньше квадрата длительности импульса на выходе фильтра.

Поскольку пиковая мощность в полосе 50 МГц ограничена значением $P_{\text{и.рез}} = P_{\text{пик}} = 1$ мВт, а $\tau_{\text{и.рез}} = 13,4$ нс, то наибольшая допустимая мощность излучения в максимуме СШП-импульса

$$P_{\text{и max}} \frac{\tau_{\text{и.рез}}^2}{\tau_{\text{и}}^2} \approx \frac{10^{-3} \cdot (13,4 \cdot 10^{-9})^2}{\tau_{\text{и}}^2}. \quad (6.53)$$

В правой части формулы $\tau_{\text{и}}$ выражена в секундах. Например, если длительность исходного СШП-импульса $\tau_{\text{и}} = 2 \cdot 10^{-9}$ с, то мощность излучения в максимуме этого импульса может быть не более 45 мВт.

Максимальная ЭИМ

$$P_{\text{экв max}} = P_{\text{и max}} \Delta t F_{\Pi} = 10^{-3} \frac{(13,4 \cdot 10^{-9}) \Delta t F_{\Pi}}{\tau_{\text{и}}^2}.$$

Допустимая пиковая мощность излучения и полученная допустимая мощность излучения в максимуме СШП-импульса не зависят, конечно, от частоты повторения импульсов F_{Π} . Поэтому для увеличения $P_{\text{экв}}$ можно повышать F_{Π} до максимального значения, ограниченного только требованием однозначного измерения дальности, т. е. (с небольшим запасом) $F_{\Pi \text{ max}} \approx c/(2,5 R_{\text{max}})$. Тогда, учитывая, что $n = \Delta t F_{\Pi} = \Delta t / T_{\Pi}$, получаем

$$\begin{aligned} P_{\text{экв max}} &= P_{\text{и max}} n_{\text{ког max}} = 10^{-3} \frac{\tau_{\text{и.рез}}^2 n_{\text{ког max}}}{\tau_{\text{и}}^2} \approx \\ &\approx \frac{10^{-3} (13,4 \cdot 10^{-9})^2 3 \cdot 10^8 \Delta t}{2,5 R_{\text{max}} \tau_{\text{и}}^2} \approx 2,15 \cdot 10^{-11} \frac{\Delta t}{R_{\text{max}} \tau_{\text{и}}^2}. \end{aligned}$$

Если Δt и $\tau_{\text{и}}$ выражены в секундах, R_{max} — в метрах, получаем $P_{\text{экв max}}$ — в ваттах.

Например, при $R_{\text{max}} = 8$ м $F_{\Pi} = 15$ МГц и при $\Delta t = 0,5$ с, $\tau_{\text{и}} = 2$ нс, $P_{\text{экв max}} \approx 336 \cdot 10^3$ Вт.

6.6.3. Максимальная импульсная мощность излучения, определяемая нормируемой средней мощностью

Максимально допустимая средняя мощность излучения зависит от скважности последовательности зондирующих импульсов, а при фиксированной длительности импульсов — от частоты повторения импульсов.

Поскольку излучается периодическая когерентная последовательность очень большого числа импульсов, спектры излучаемого и принятого сигналов практически линейчатые (дискретные) с интервалом между линиями, равными частоте повторения импульсов F_{Π} . Тогда сигнал (6.1) можно приближенно представить в виде бесконечной периодической функции

$$s(t) = A_{\text{изл}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{\pi(t - kT_{\Pi})^2}{\tau_{\text{и}}^2}\right] \exp[j\omega_0(t - kT_{\Pi})]. \quad (6.54)$$

Для спектрального анализа и вычисления средней за период мощности целесообразно разложить выражение (6.54) в ряд Фурье:

$$s(t) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} c_p \exp(jp \Omega_{\Pi} t), \quad (6.55)$$

где коэффициенты Фурье

$$c_p = \frac{A_{\text{изл}} \tau_{\text{и}}}{T_{\Pi}} \exp\left[-\frac{(\omega_0 - p \Omega_{\Pi})^2 \tau_{\text{и}}^2}{4\pi}\right], \quad (6.56)$$

а $\Omega_{\Pi} = 2\pi F_{\Pi} = 2\pi/T_{\Pi}$ — круговая частота повторения импульсов. Подставив формулу (6.56) в (6.55), получим

$$s(t) = \frac{A_{\text{изл}} \tau_{\text{и}}}{T_{\Pi}} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{(\omega_0 - p \Omega_{\Pi})^2 \tau_{\text{и}}^2}{4\pi}\right] \exp(jp \Omega_{\Pi} t), \quad (6.57)$$

откуда следует, что спектр сосредоточен вокруг несущей частоты ω_0 .

Полная средняя мощность излучаемого сигнала выражается формулой

$$P_{\text{ср}} = \frac{1}{2} \sum_{p=-\infty}^{\infty} c_p^2 = \frac{A_{\text{изл}}^2 \tau_{\text{и}}^2}{2T_{\Pi}^2} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{(\omega_0 - p \Omega_{\Pi})^2 \tau_{\text{и}}^2}{2\pi}\right]. \quad (6.58)$$

Для того чтобы вычислить среднюю мощность, определяемую ФКС США, сигнал (6.57) следует «пропустить» через фильтр с полосой 1 МГц, настроенный на частоту максимума спектра. Полагая, что амплитудно-частотная характеристика фильтра имеет гауссову форму, выходной сигнал $s_{\text{вых}}(t)$ можно описать таким же рядом (6.57), где длительность импульса $\tau_{\text{и}}$ следует заменить результирующей величиной $\tau_{\text{и.рез}}$ в соответствии с формулой (6.51). Однако в рассматриваемом случае $\tau_{\text{ф}} = 664$ нс, что соответствует полосе $\Delta f_{\text{ф}} = 1$ МГц. Ряд Фурье принимает вид

$$s_{\text{вых}}(t) = \frac{A_{\text{изл}} \tau_{\text{и}}}{T_{\Pi}} \sum_{p=-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{(\omega_0 - p \Omega_{\Pi})^2 \tau_{\text{и.рез}}^2}{4\pi}\right] \exp(jp \Omega_{\Pi} t). \quad (6.59)$$

Очевидно, что при обычных значениях $\tau_{\text{и}} \ll \tau_{\text{ф}}$ можно принять $\tau_{\text{и.рез}} = \tau_{\text{ф}} = 664 \text{ нс}$.

Если частота повторения импульсов больше удвоенной полосы фильтра, т. е. $F_{\text{п}} \geq 2 \text{ МГц}$, на выходе фильтра остается только одна m -я гармоника при $\omega_0 - m\Omega \approx 0$:

$$s_{\text{вых}}(t) = (A_{\text{изл}}\tau_{\text{и}}/T_{\text{п}})\exp(j\omega_0 t).$$

Средняя мощность этого периодического сигнала

$$P_{\text{ср.вых}} = A_{\text{изл}}^2 \tau_{\text{и}}^2 / (2T_{\text{п}}^2) = P_{\text{и}} \tau_{\text{и}}^2 / T_{\text{п}}^2. \quad (6.60)$$

Заметим, что отношение средних мощностей излучаемого сигнала и сигнала на выходе фильтра с полосой 1 МГц равно отношению выражения (6.58) к (6.60):

$$\frac{P_{\text{ср}}}{P_{\text{ср.вых}}} = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \exp\left[-\frac{(\omega_0 - p\Omega_{\text{п}})^2 \tau_{\text{и}}^2}{2\pi}\right]. \quad (6.61)$$

Например, при $\tau_{\text{и}} = 2 \cdot 10^{-9} \text{ с}$, $\Omega_{\text{п}} = 2\pi F_{\text{п}} = 2\pi \cdot 15 \text{ МГц}$, $\omega_0 = 2\pi \cdot 3500 \text{ МГц}$ получим $P_{\text{ср}}/P_{\text{ср.вых}} = 23,57$.

Наибольший интерес представляет зависимость мощности излучения в максимуме импульса входной последовательности и ЭИМ от ограничиваемой средней мощности на выходе фильтра. Из формулы (6.60) следует, что

$$P_{\text{и}} = P_{\text{ср.вых}} T_{\text{п}}^2 / \tau_{\text{и}}^2 = P_{\text{ср.вых}} / (\tau_{\text{и}}^2 F_{\text{п}}^2), \quad (6.62)$$

а ЭИМ определяется выражением

$$P_{\text{экв}} = P_{\text{ср.вых}} \Delta t / (\tau_{\text{и}}^2 F_{\text{п}}). \quad (6.63)$$

По нормам ФКС США $P_{\text{ср.вых}} \leq 0,074 \text{ мкВт}$. Тогда из выражений (6.62) и (6.63) получим

$$P_{\text{и max}} = 0,074 \cdot 10^{-6} / (\tau_{\text{и}}^2 F_{\text{п}}^2) \text{ Вт}; \quad (6.64)$$

$$P_{\text{экв max}} = 0,074 \cdot 10^{-6} \Delta t / (\tau_{\text{и}}^2 F_{\text{п}}) \text{ Вт}, \quad (6.65)$$

где Δt , $T_{\text{п}}$ и $\tau_{\text{и}}$ — в секундах, $F_{\text{п}}$ — в герцах.

При большой частоте повторения импульсов, типичной для СШП-радиолокаторов малой дальности, полученные выражения (6.64) и (6.65) приводят к значительно меньшим значениям $P_{\text{и max}}$ и $P_{\text{экв max}}$, чем в случае ограничения пиковой мощности излучения. Например, для рассмотренного выше примера

$$P_{\text{и max}} = 0,074 \cdot 10^{-6} / (15 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-9})^2 = 82,2 \text{ мкВт}; \quad (6.66)$$

$$P_{\text{экв max}} = 0,074 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5 / (4 \cdot 10^{-18} \cdot 15 \cdot 10^6) = 617 \text{ Вт}, \quad (6.67)$$

что на 27 дБ меньше, чем $P_{\text{и max}} = 45 \text{ мВт}$ и $P_{\text{экв max}} = 336 \cdot 10^3 \text{ Вт}$, полученные из ограничения пиковой мощности излучения.

6.6.4. Способы увеличения эквивалентной импульсной мощности

Снижение частоты повторения импульсов. Из выражения (6.65) следует, что для повышения ЭИМ при фиксированных Δt и $\tau_{\text{и}}$ можно снижать частоту повторения $F_{\text{п}}$. Хотя при этом пропорционально уменьшается коэффициент когерентного накопления n , но допустимая мощность излучения в максимуме импульса $P_{\text{и max}}$ увеличивается обратно пропорционально квадрату $F_{\text{п}}$ (см. выражение (6.62)). В результате $P_{\text{экв max}}$ растет обратно пропорционально $F_{\text{п}}$. Однако формулы (6.63) и (6.65) верны только до тех пор, пока в полосу фильтра (1 МГц) попадает только одна гармоника ряда (6.59). На рис. 6.20 показан выигрыш K в $P_{\text{экв max}}$ при снижении $F_{\text{п}}$ по сравнению с ЭИМ при $F_{\text{п}} = 15 \text{ МГц}$.

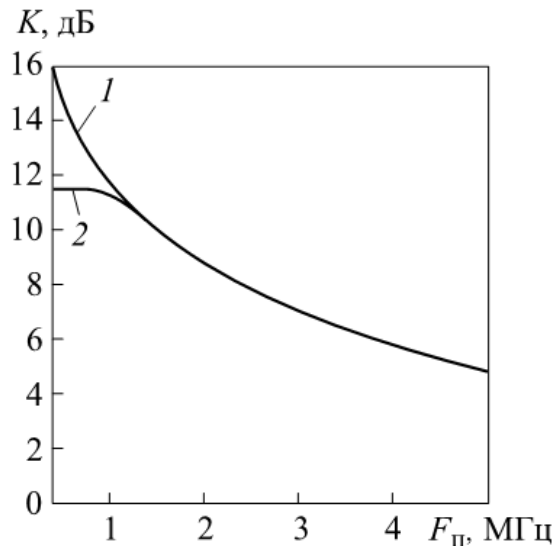


Рис. 6.20. Выигрыш в ЭИП:

1 — кривая получена по формуле (6.65) без учета увеличения числа спектральных линий в полосе фильтра; *2* — с учетом увеличения этого числа

На рисунке видно, что снижение $F_{\text{п}}$ имеет смысл не более чем до $F_{\text{п min}} = 1,5 \text{ МГц}$. При $\tau_{\text{и}} = 2 \cdot 10^{-9} \text{ с}$, $\Delta t = 0,5 \text{ с}$ и $F_{\text{п}} = F_{\text{п min}} = 1,5 \text{ МГц}$ из формул (6.55) и (6.56) получаем

$$P_{\text{и max}} = 0,074 \cdot 10^{-6} / (1,5 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-9})^2 = 8,2 \text{ мВт};$$

$$P_{\text{экв max}} = \frac{0,074 \cdot 10^{-6} \cdot 0,5}{4 \cdot 10^{-18} \cdot 1,5 \cdot 10^6} \approx 6170 \text{ Вт}. \quad (6.68)$$

Значение допустимой мощности в максимуме импульса больше на 20 дБ, а значение максимально допустимой ЭИМ, как и следовало ожидать, больше на 10 дБ, чем при $F_{\Pi} = 15$ МГц.

Заметим, что даже при минимальной частоте повторения импульсов $F_{\Pi \min} = 1,5$ МГц максимально допустимая ЭИМ $P_{\text{экв max}}$ оказывается существенно меньше, чем при ограничении $P_{\text{и max}}$ по пиковой мощности.

Рандомизация периода повторения импульсов. Дальнейшее увеличение $P_{\text{экв}}$ возможно при рандомизации периода (частоты) повторения импульсов. Смысл рандомизации состоит в нарушении периодичности случайным образом (т. е. замене фиксированного периода повторения случайной величиной), а следовательно, в нарушении когерентности излучаемой последовательности импульсов. При этом спектральные линии «размазываются» по частоте, так что их мощность распределяется в полосе частот, и в полосу фильтра 1 МГц попадает меньше мощности сигнала. Конечно, обработка принятых сигналов должна оставаться когерентной, т. е. случайные изменения периода при излучении импульсов должны компенсироваться таким же (жестко коррелированным) изменением периода опорных сигналов при обработке.

Пусть период повторения импульсов — случайная величина со средним значением T_{Π} , равномерно распределенная в интервале $(T_{\Pi} - \Delta T_{\Pi}/2, T_{\Pi} + \Delta T_{\Pi}/2)$. Обозначим случайное отклонение от среднего через v , т. е. определим случайную величину v с плотностью вероятности

$$w(v) = 1/\Delta T_{\Pi} \text{ при } v \in (-\Delta T_{\Pi}/2, \Delta T_{\Pi}/2). \quad (6.69)$$

При этом условии последовательность импульсов представляет собой импульсный случайный стационарный процесс с детерминированными тактовыми интервалами [24]. Форма, длительность и амплитуда каждого импульса известны, одинаковы и задаются выражением (6.45) со случайным моментом появления. Чтобы вычислить среднюю мощность в полосе 1 МГц, надо получить энергетический спектр этого случайного процесса.

Средний период повторения СШП-импульсов T_{Π} намного больше их длительности $\tau_{\text{и}}$ (см. приведенные выше числовые примеры). Далее будет показано, что для разрушения когерентности излучаемой последовательности импульсов с целью преобразования дискретного спектра в сплошной достаточно изменять период повторения импульсов случайным образом в пределах трех периодов несущих колебаний, т. е. $\delta T_{\Pi} \geq 3/f_0$. Следовательно, и при минимальном периоде повторения импульсов справедливо неравенство $T_{\Pi} - \Delta T_{\Pi}/2 \gg \tau_{\text{и}}$. Поэтому можно пренебречь перекры-

тием импульсов даже при их гауссовой форме. Если обозначить момент появления максимума m -го импульса через t_m , то для произвольной k -й реализации этого случайного процесса

$$t_m^{(k)} = mT_{\Pi} + v_m^{(k)}.$$

Преобразование Фурье (амплитудный спектр) случайной k -й реализации одного m -го импульса (см. формулы (6.45), (6.46)) имеет вид

$$F_m^{(k)}(\omega, t_m^{(k)}) = A_{\text{изл}} \tau_{\text{и}} \exp \left[-\frac{(\omega - \omega_0)^2 \tau_{\text{и}}^2}{4\pi} \right] \exp(-j\omega t_m^{(k)}),$$

тогда спектр последовательности из $2N + 1$ импульсов (m изменяется от $-N$ до $+N$)

$$Z_N^{(k)}(\omega) = A_{\text{изл}} \tau_{\text{и}} \exp \left[-\frac{(\omega - \omega_0)^2 \tau_{\text{и}}^2}{4\pi} \right] \sum_{m=-N}^N \exp(-j\omega t_m^{(k)}).$$

Энергетический спектр рассматриваемого импульсного процесса получим стандартным способом [24] (черта сверху — усреднение по множеству реализаций):

$$\begin{aligned} \Phi(\omega) &= \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2 \cdot 2NT_{\Pi}} \overline{|Z_N^{(k)}(\omega)|^2} = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{A_{\text{изл}}^2 \tau_{\text{и}}^2}{2 \cdot 2NT_{\Pi}} \times \\ &\times \exp \left[-\frac{(\omega - \omega_0)^2 \tau_{\text{и}}^2}{2\pi} \right] \sum_{m=-N}^N \sum_{i=-N}^N \overline{\exp[-j\omega(t_m^{(k)} - t_i^{(k)})]}. \end{aligned}$$

Воспользовавшись методикой [24] (с некоторыми уточнениями), после ряда преобразований получим

$$\begin{aligned} \Phi(\omega) &= \frac{A_{\text{изл}}^2 \tau_{\text{и}}^2}{2T_{\Pi}} \exp \left[-\frac{(\omega - \omega_0)^2 \tau_{\text{и}}^2}{2\pi} \right] \times \\ &\times \left[1 - |\theta_v(\omega)|^2 + |\theta_v(\omega)|^2 \frac{2\pi}{T_{\Pi}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta \left(\omega - \frac{2\pi k}{T_{\Pi}} \right) \right], \end{aligned}$$

где $\theta_v(\omega)$ — характеристическая функция случайной величины v . При равномерном распределении v (см. выражение (6.69))

$$\theta_v(\omega) = \frac{1}{\Delta T_{\Pi}} \int_{-\Delta T_{\Pi}/2}^{\Delta T_{\Pi}/2} \exp(-j\omega x) dx = \frac{\sin(\omega \Delta T_{\Pi}/2)}{\omega \Delta T_{\Pi}/2}. \quad (6.70)$$

Отсюда следует, что энергетический спектр рассматриваемого случайного импульсного процесса состоит из двух частей: непрерывного (сплошного) спектра

$$\Phi_{\text{спл}}(\omega) = \frac{A_{\text{изл}}^2 \tau_{\text{и}}^2}{2T_{\text{п}}} \exp \left[-\frac{(\omega - \omega_0)^2 \tau_{\text{и}}^2}{2\pi} \right] [1 - |\theta_{\text{в}}(\omega)|^2]$$

и дискретного спектра

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{дискр}}(\omega) = \\ = \frac{A_{\text{изл}}^2 \pi \tau_{\text{и}}^2}{T_{\text{п}}^2} \exp \left[-\frac{(\omega - \omega_0)^2 \tau_{\text{и}}^2}{2\pi} \right] |\theta_{\text{в}}(\omega)|^2 \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta \left(\omega - \frac{2\pi k}{T_{\text{п}}} \right). \end{aligned} \quad (6.71)$$

Для того чтобы оценить выигрыш в ЭИМ, который можно получить путем рандомизации периода повторения импульсов, найдем энергетический спектр в полосе 1 МГц. Удобно перейти к частоте в герцах:

$$\Phi_{\text{вых}}(f) = \Phi(f) |F_{\text{ф}}(f)|^2.$$

Пусть частотная характеристика фильтра гауссова и определяется формулой (6.49), но при условии, что $\tau_{\text{ф}}$ должна соответствовать полосе 1 МГц. Тогда энергетический спектр на выходе фильтра примет вид

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{вых}}(f) = \frac{A_{\text{изл}}^2 \tau_{\text{и}}^2}{2T_{\text{п}}} \exp \left[-2\pi(f - f_0)^2 (\tau_{\text{и}}^2 + \tau_{\text{ф}}^2) \right] \times \\ \times \left[1 - |\theta_{\text{в}}(f)|^2 + |\theta_{\text{в}}(f)|^2 \frac{1}{T_{\text{п}}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta \left(f - \frac{k}{T_{\text{п}}} \right) \right]. \end{aligned} \quad (6.72)$$

В показателе экспоненты можно пренебречь $\tau_{\text{и}}^2$ по сравнению с $\tau_{\text{ф}}^2$, поскольку $\tau_{\text{и}}^2 \ll \tau_{\text{ф}}^2$. Тогда

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{вых}}(f) = \frac{A_{\text{изл}}^2 \tau_{\text{и}}^2}{2T_{\text{п}}} \exp \left[-2\pi(f - f_0)^2 \tau_{\text{ф}}^2 \right] \times \\ \times \left[1 - |\theta_{\text{в}}(f)|^2 + |\theta_{\text{в}}(f)|^2 \frac{1}{T_{\text{п}}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta \left(f - \frac{k}{T_{\text{п}}} \right) \right]. \end{aligned} \quad (6.73)$$

При равномерном распределении v (см. (6.70))

$$\theta_v(\omega) = \frac{1}{\Delta T_{\Pi}} \int_{-\Delta T_{\Pi}/2}^{\Delta T_{\Pi}/2} \exp(-j2\pi f x) dx = \frac{\sin(\pi f \Delta T_{\Pi})}{\pi f \Delta T_{\Pi}}. \quad (6.74)$$

Величину $C = [\sin(\pi f \Delta T_{\Pi})/(\pi f \Delta T_{\Pi})]^2$ можно назвать коэффициентом рандомизации, так как именно этот коэффициент отражает влияние рандомизации периода повторения импульсов на энергетический спектр сигнала.

Подставив выражение (6.74) в (6.73), получим

$$\Phi_{\text{вых}}(f) = \frac{A_{\text{изл}}^2 \tau_{\text{и}}^2}{2T_{\Pi}} \exp[-2\pi(f - f_0)^2 \tau_{\Phi}^2] \times \\ \times \left[1 - \left(\frac{\sin \pi f \Delta T_{\Pi}}{\pi f \Delta T_{\Pi}} \right)^2 + \left(\frac{\sin \pi f \Delta T_{\Pi}}{\pi f \Delta T_{\Pi}} \right)^2 \frac{1}{T_{\Pi}} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{k}{T_{\Pi}}\right) \right]. \quad (6.75)$$

При $\tau_{\Phi} = 664 \cdot 10^{-9}$ с экспоненциальный множитель сохраняет в спектре только частоты, близкие к несущей. Уже при $|f - f_0| = 1,29$ МГц он падает до -20 дБ. Поэтому в дискретной части спектра останутся только одна-две спектральные линии. Кроме того, пределы случайных изменений периода повторения импульсов ΔT_{Π} могут быть очень малыми, порядка нескольких периодов несущего колебания $1/f_0$, чтобы коэффициент рандомизации C был близок к нулю. Действительно, *случайные изменения момента появления импульса в пределах нескольких периодов несущего колебания разрушают когерентность последовательности импульсов, что приводит к резкому снижению мощности дискретных спектральных линий*. На рис. 6.21 показан коэффициент рандомизации при изменении аргумента $mF_{\Pi}\Delta T_{\Pi} = f_0\Delta T_{\Pi}$ от -5 до 5 при условии, что $mF_{\Pi} = f_0$. На рисунке видно, что уже при $mF_{\Pi}\Delta T_{\Pi} = f_0\Delta T_{\Pi} > 3$ (т. е. $\Delta T_{\Pi} > 3/f_0$) коэффициент рандомизации в (6.74) меньше -20 дБ*, т. е. мощностью дискретной части спектра можно пренебречь.

Рассмотрим энергетический спектр (6.75) при условии, что $C \approx 0$ и что в сумме остается только одно-два слагаемых. Ясно, что при этом можно пренебречь обоими слагаемыми, содержащими коэффициент рандомизации C , по сравнению с единицей. Это зна-

* Поскольку коэффициент рандомизации C представляет собой квадрат модуля характеристической функции величины v , то при другом распределении вероятностей v он будет выражаться другой формулой. Однако из физических соображений следует, что при любых «естественных» распределениях v результат будет аналогичным, т. е. $C \approx 0$ при случайных отклонениях от среднего периода повторения импульсов T_{Π} порядка нескольких периодов несущего колебания $T_0 = 1/f_0$.

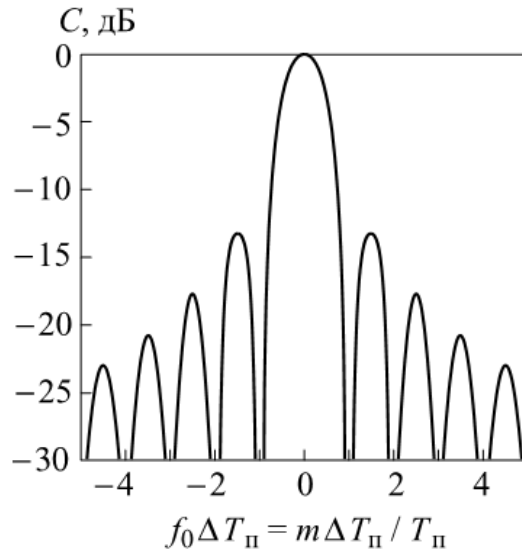


Рис. 6.21. Коэффициент рандомизации

чит, что в результате рандомизации периода повторения импульсов на выходе фильтра с полосой 1 МГц останется только непрерывный (сплошной) спектр. Средняя мощность сигнала на выходе фильтра

$$P_{\text{ср.вых}} = P_{\text{вых.спл}} = \int_{-\infty}^{\infty} \Phi_{\text{вых.спл}}(f) df = \frac{A_{\text{изл}}^2 \tau_{\text{и}}^2}{2T_{\Pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp[-2\pi(f - f_0)^2 \tau_{\text{ф}}^2] df = \frac{A_{\text{изл}}^2 \tau_{\text{и}}^2}{2\sqrt{2} \cdot T_{\Pi} \tau_{\text{ф}}}. \quad (6.76)$$

При $\tau_{\text{ф}} = 664 \cdot 10^{-9}$ с получим ($P_{\text{и}}$ — в ваттах, T_{Π} и $\tau_{\text{и}}$ — в секундах)

$$P_{\text{ср.вых}} = 1,07 \cdot 10^6 \frac{A^2 \tau_{\text{и}}^2}{2T_{\Pi}} = 1,07 \cdot 10^6 \frac{P_{\text{и}} \tau_{\text{и}}^2}{T_{\Pi}} \text{ Вт}. \quad (6.77)$$

Отсюда можно найти наибольшую допустимую по нормам ФКС США мощность в максимуме излучаемого импульса длительностью $\tau_{\text{и}}$:

$$P_{\text{и max}} = \frac{P_{\text{ср max}} T_{\Pi}}{1,07 \cdot 10^6 \tau_{\text{и}}^2} = \frac{0,074 \cdot 10^{-6}}{1,07 \cdot 10^6 \tau_{\text{и}}^2 F_{\Pi}} = \frac{6,92 \cdot 10^{-14}}{\tau_{\text{и}}^2 F_{\Pi}} \text{ Вт}, \quad (6.78)$$

где $\tau_{\text{и}}$ — в секундах, а $F_{\Pi} = 1/T_{\Pi}$ — в герцах.

Например, для сигнала на рис. 6.1, а при $\tau_{\text{и}} = 2 \cdot 10^{-9}$ с и $F_{\Pi} = 15 \cdot 10^6$ Гц $P_{\text{и max}} = 1,15$ мВт. Сравнивая это значение с полученным в формуле (6.66) при отсутствии рандомизации (82,2 мкВт), замечаем, что выигрыш составил 11,5 дБ.

Максимально допустимая ЭИМ

$$P_{\text{экв max}} = P_{\text{и max}} n_{\text{ког}} = \frac{6,92 \cdot 10^{-14} \Delta t F_{\Pi}}{\tau_{\text{и}}^2 F_{\Pi}} = 6,92 \cdot 10^{-14} \frac{\Delta t}{\tau_{\text{и}}^2} \text{ Вт.} \quad (6.79)$$

Например, при времени когерентного накопления $\Delta t = 0,5$ с и $\tau_{\text{и}} = 2 \cdot 10^{-9}$ с $P_{\text{экв max}} \approx 8\,650$ Вт, что на те же 11,5 дБ больше, чем без рандомизации при $F_{\Pi} = 15 \cdot 10^6$ Гц (см. формулу (6.66)) и на 1,5 дБ больше, чем без рандомизации при $F_{\Pi} = 1,5 \cdot 10^6$ Гц (см. формулу (6.68)).

Существенно (см. выражение (6.79)), что при рандомизации периода повторения *максимальная эквивалентная импульсная мощность (определяющая при прочих равных условиях суммарную энергию когерентно накапливаемых в приемнике импульсов, а значит, и отношение сигнал/шум после когерентного накопления) не зависит от средней частоты (периода) повторения импульсов*. Произведение наибольшей допустимой мощности в максимуме излучаемого СШП-импульса и средней частоты повторения определяется выражением ($\tau_{\text{и}}$ — в секундах)

$$P_{\text{и max}} F_{\Pi} = P_{\text{экв max}} / \Delta t = \frac{6,92 \cdot 10^{-14}}{\tau_{\text{и}}^2} \text{ Вт} \cdot \text{Гц.}$$

Отсюда следует, что при выбранной длительности СШП-импульса $\tau_{\text{и}}$ эта величина должна оставаться постоянной. Увеличение средней частоты повторения, т. е. увеличение коэффициента когерентного накопления, приводит к необходимости пропорционального снижения импульсной мощности, что сохраняет постоянной накапливаемую в приемнике энергию сигнала. Поэтому появляется определенная свобода выбора частоты повторения и импульсной мощности исходя из соображений технической реализации СШП-радиолокатора.

Как следует из формулы (6.77), увеличение допустимого времени когерентного накопления Δt пропорционально увеличивает максимально возможную ЭИМ. Однако, как показано в п. 6.4 и 6.5, здесь надо учитывать ограничения, связанные со сглаживанием полезного сигнала и возможным снижением эффективности подавления пассивных помех.

Важно подчеркнуть, что при рандомизации периода повторения импульсов необходимо одинаковое (полностью коррелированное) случайное изменение момента запуска каждого импульса передатчика и опорного импульса коррелятора приемника, чтобы при излучении некогерентной последовательности импульсов обеспечить когерентную обработку последовательности принимаемых эхо-сигналов.

Литература к главе 6

1. *Barnes Mark A., Nag Soumya, Payment Tim.* Covert situational awareness with handheld ultra-wideband short pulse radar, SPIE Conference on «Radar Sensor Technology VI», Orlando, Fla. 19 Apr. 2001. Proc. SPIE. 2001. Vol. 4374. P. 66—77.
2. Обнаружение и дистанционная диагностика людей за препятствиями с помощью РЛС / А.С. Бугаев, И.А. Васильев, С.И. Ивашов и др. // Радиотехника. 2003. № 7. С. 42—47.
3. *Immooev I., Samkov S., Teh-Ho Tao.* Short-Distance Ultra-Wideband Radars / IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine. Vol 20. No. 6. 2005.
4. UWB Signal Propagation Through Walls / P. Bezousek, V. Schejbal, D. Cermak et al. // Proc. of MRSS-2005. Kiev, 2005.
5. *Prism 100, Prism 200*, Cambridge Consultants Limited, UK.
www.cambridgeconsultants.com
6. Through Wall Radar Vision, Time Domain Corp., www.radarvision.com
7. Радар-01, Научно-производственная фирма «Плис-ЛТД», Москва, Россия.
8. СШП-радар для наблюдения живых объектов / А.В. Андрианов, М.Г. Домбек, С.В. Курамшев и др. // Труды РНТОРЭС им. А.С. Попова. Сер. Сверхширокополосные сигналы и сверхкороткие импульсы в радиолокации, связи и акустике. Москва, 2005. Вып. 1. С. 137—139.
9. www.camero-tech.com/xaver800.shtml, Xaver 800 Through-Wall Vision.
10. Through-Wall radar / J. Sachs, J. Friedrich, R. Zetik et al. // Proc. of the IRS 2005. Berlin, Germany. 6—8 September 2005.
11. UWB Radar for Human Being Detection/ A.G. Yarovoy, J. Matuzas, B. Levitas, L.P. Ligthart // Proc. EuRAD 2005, Paris, 6—7 October 2005. P. 85—88.
12. *Черняк В.С.* Теоретические вопросы обнаружения и определения местоположения людей в завалах с помощью многопозиционного сверхширокополосного радиолокационного устройства // Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике: Докл. 2-я Всерос. науч. конф. Муром, Россия, 4—7 июля 2006.
13. *Chernyak V.* Signal Processing in Multisite UWB Radar Devices for Searching Survivors in Rubble // Proc. EuRAD-2006. Manchester UK, 13—15 September 2006.
14. *Chernyak V.* Principles of UWB Multisite Radar Devices for Searching Survivors in Rubble // Proc. of CIE Int. Conf. on Radar, ICR-2006. Shanghai, China, 16—19 October 2006.
15. Радиолокационные методы выделения сигналов дыхания и сердцебиения / А.С. Бугаев, И.А. Васильев, С.И. Ивашов, В.В. Чапурский // Радиотехника и электроника. 2006. Т. 51. № 10. С. 1224—1239.

16. *Frazier L.* Radar surveillance through solid materials // SPIE Photonics East conference. Enabling technologies for law enforcement and security. Boston, MA. Paper 2938-20. November 18—22, 1996.
17. www.cis.rit.edu/info/IA_S2004_files/HuntCharts.pdf (Image formation through walls using a distributed radar sensor network. CIS Industrial Associates Meeting, 12 May 2004.)
18. *Stone W.* Electromagnetic Signal Attenuation in Construction Materials, NIST Construction Automation Program, Report No. 3, October 1997.
19. FCC 02-48, ET Docket 98-153, Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, 2002.
20. *Hanna S.A.* Ultra-Wideband Development within ITU Task Group 1/8, 2005 Int. Workshop on UWB Technologies, Yokosuka, Japan, December 8—10, 2005.
21. *Chernyak V., Immoreev I.* Detection of Extended Targets by Ultra-Wideband Radars // Proc. Int. Radar Symp. «IRS-2003». Dresden, Germany, 2003.
22. Теоретические основы радиолокации / Отв. ред. Я.Д. Ширман. М.: Сов. радио, 1970.
23. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982.
24. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники: В 3 т. М.: Сов. радио, 1975. Т. 2. 392 с.
25. FCC 04-285, ET Docket 98-153, Second Report and Order and Second Memorandum Opinion and Order, December 2004.
26. www.aptsec.org (Update of Worldwide UWB regulation status, IDA, Singapore, 2005) www.aptsec.org

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Биорадиолокационные системы, представленные в этой монографии, появились на стыке работ в области радиофизики и биологии — разделов науки достаточно далеких друг от друга. Тем не менее эти системы сразу привлекли внимание исследователей, а затем и потенциальных потребителей во многих странах мира. Главной причиной такого внимания явилась особенность, присущая радиолокационным системам как источникам информации — возможность дистанционно и бесконтактно контролировать положение и состояние наблюдаемой цели. А прогресс радиолокационной техники и технологии, позволивший существенно увеличить количество и повысить качество информации, получаемой о цели, «повернул» радиолокацию к наблюдению за такими нетрадиционными для нее объектами, как живые организмы.

Несмотря на то что разделы монографии различаются по своему содержанию и полноте описания биорадиолокационных систем различного типа, книга в целом дает читателю достаточно полную картину современного состояния этого интенсивно развивающегося направления техники. Широкий спектр представленных в монографии систем — от радиолокаторов, излучающих непрерывные колебания (разд. 3), до радиолокаторов, излучающих импульсы нано- и пикосекундной длительности (разд. 4) — позволяет получить представление о возможностях этих систем и оценить их достоинства и недостатки.

Специалисты, создающие биорадиолокационные системы, обычно не имеют образования в области биологии. Поэтому разделы монографии, посвященные биологическим особенностям человеческого организма (разд. 2.1 — 2.4), позволят им более точно представить предмет и помогут в дальнейшем более грамотно и целенаправленно проектировать такие системы.

Биорадиолокационные системы по своему назначению подразделяются на две группы. К первой относятся радиолокаторы, обеспечивающие наблюдение за живыми объектами в условиях особых и чрезвычайных ситуаций — от спасения людей, погре-

бенных под развалинами зданий или снежными лавинами, до тайного наблюдения за криминальными группами, находящимися в здании или скрывающимися за естественными преградами (разд. 3.1, 3.2, 4.5, 4.7 и гл. 5, 6). Во вторую группу входят радиолокаторы, имеющие чисто медицинское применение — от длительного дистанционного контроля за больными в реанимационных и ожоговых отделениях больниц до быстрого профилактического осмотра (скрининга) больших групп людей (разд. 4.2, 4.3, 4.4).

К биорадиолокаторам каждой из этих групп предъявляются различные требования. Так, радиолокаторы первой группы должны обнаруживать и наблюдать за людьми, находящимися за преградами различного типа на фоне мощных отражений от окружающих их предметов и подстилающей поверхности. Однако преграды вносят в излученный сигнал большое затухание, иногда исчисляемое десятками децибеллов. Чтобы обеспечить отношение сигнал/шум, которое позволит обнаружить объект, требуется относительно большой уровень мощности излучаемого сигнала. Кроме того, в большинстве случаев на радиолокаторы этой группы возлагается задача определения угловых координат живого объекта. Для ее решения необходимо применение сканирующих антенн (антенных решеток) либо антенн достаточно большого размера. Эти обстоятельства приводят к усложнению аппаратной части биорадиолокаторов первой группы.

В то же время «полевые» условия эксплуатации таких систем, как правило, требуют малого веса и габаритов, автономного питания в течение длительного периода времени, простоты управления. Эти же условия обычно диктуются требованием оперативно-го обнаружения живого объекта. Однако такой объект в спокойном состоянии совершает очень медленные и малые по амплитуде движения. Так, у неподвижного человека самый «информативный» движущийся орган — грудная клетка — совершает примерно шесть движений (вдохов) в минуту с амплитудой 1,5—2 см. Для обнаружения сигнала, отраженного от такого медленно движущегося объекта, может потребоваться несколько минут. Таким образом, важный оперативный параметр — время обнаружения объекта — является критическим для биорадиолокатора.

Дополнительной трудностью, стоящей на пути проектирования биорадиолокаторов первой группы, является выбор средней частоты спектра сигнала. Для уменьшения затухания сигнала в преградах, позволяющего снизить мощность передатчика, целесообразно выбрать по-возможности более низкое значение средней частоты спектра. Однако с понижением частоты растут размеры антенных систем (при равных требованиях к их парамет-

рам), что сказывается на эксплуатационных характеристиках радиолокатора. Одновременно уменьшается величина доплеровского приращения частоты, вызванного движением объекта, что снижает фазовую чувствительность системы обработки сигнала, особенно важную в биорадиолокации, где наблюдаемые объекты перемещаются с очень малыми скоростями.

На выбор средней частоты спектра сигнала влияют также законодательные ограничения. Широкополосные и сверхширокополосные биорадиолокаторы занимают в эфире весьма широкую полосу частот, которая может перекрывать диапазоны рабочих частот других радиотехнических систем. Для исключения взаимных помех для биорадиолокационных систем во многих странах в законодательном порядке вводятся так называемые маски, устанавливающие допустимый уровень излучаемой радиолокатором мощности в зависимости от диапазона частот. Особенно жесткие ограничения излучаемой мощности касаются широкополосных и сверхширокополосных радиосистем, работающих на частотах ниже 3 ГГц, поскольку в этом диапазоне используются космические системы навигации и связи, обеспечивающие эксплуатацию транспортных средств практически всех стран мира. Безусловно, при работе биорадиолокаторов первой группы в зоне катастрофы возможны определенные кратковременные отступления от норм, установленных законодательством. Однако сегодня такие отступления пока не регламентированы.

Учитывая большую востребованность этой группы биорадиолокаторов, вызванную ухудшением криминогенной обстановки в мире и появлением многочисленных антитеррористических программ, разработчикам таких биорадиолокаторов необходимо искать технические и технологические пути преодоления указанных выше трудностей и противоречий.

Биорадиолокаторы второй группы, используемые в медицинских целях, работают в значительно более благоприятных условиях. Дальность действия таких радиолокаторов не превышает нескольких метров, отсутствуют потери энергии в среде распространения сигнала, местоположение объектов наблюдения, как правило, известно и зафиксировано. Но к радиолокаторам этой группы предъявляются значительно более высокие требования по точности измерения параметров живого объекта и воспроизведения траектории его движения.

В наиболее распространенном случае биорадиолокаторы второй группы выполняют длительный мониторинг частоты дыхания и частоты сердечного ритма человека. В условиях реанимационных отделений больниц к этим функциям добавляется конт-

роль за превышением верхней и нижней границ частот дыхания и пульса, определяемых врачом.

Основное преимущество биорадиолокаторов перед традиционными методами длительного контроля состояния человеческого организма заключается в бесконтактном и не беспокоящем больного мониторинге его физиологических параметров. Биорадиолокатор не требует регулярной очистки инструментария, не требует использования одноразового инвентаря и в сочетании с невысокой стоимостью является перспективным прибором для широкого применения в медицине. Биорадиолокаторы этого типа с успехом могут заменить известные методы измерения механического перемещения абдоминального и торакального участков грудной клетки человека (разд. 2.2), перемещения поверхности грудной клетки при пульсациях сердца и сосудов (разд. 2.1) — кинетокардиографию, динамокардиографию, баллистокардиографию.

Наиболее информативными являются биорадиолокаторы второй группы, воспроизводящие траекторию движения грудной клетки или сердца человека. Полученные биорадиолокатором данные обычно верифицируются с помощью электрокардиограммы, снятой одновременно с радарограммой. Однако необходимо отметить, что электрокардиограф и радиолокатор выдают разную информацию о работе сердца. Электрокардиограф регистрирует электрические потенциалы, управляющие работой сердечных мышц, а радиолокатор фиксирует механическое движение сердца и его отдельных элементов. Эти данные не дублируют, а существенно дополняют друг друга. По мнению известного отечественного терапевта члена-корреспондента РАМН, доктора медицинских наук, профессора Московской медицинской академии им. И.М. Сеченова В.И. Маколкина, совместная обработка электрокардиограммы и радарограммы позволит существенно расширить диагностические возможности лечащего врача.

Для реализации этой возможности биорадиолокатор должен обеспечивать высокую точность воспроизведения истинного движения живого объекта. Трудность воспроизведения заключается в том, что грудная клетка и сердце человека совершают необычное для традиционной радиолокации поступательно-возвратное движение. Когда амплитуда этого движения становится сравнимой с длиной волны излучаемого сигнала или превосходит ее, форма принятого сигнала начинает существенно отличаться от формы излученного и для восстановления истинной траектории живого объекта применяются нетрадиционные методы обработки сигнала.

В дальнейшем на основе таких биорадиолокаторов возможно создание биорадиолокационного томографа, позволяющего получить объемную динамическую картину механического движения грудной клетки и сердца человека.

Биорадиолокация является новой технологией, совершающей первые попытки выхода на широкий технологический рынок, для чего есть все возможности. Авторы надеются, что настоящая монография станет инструментом ускорения этого процесса.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Введение	6
Литература	10
Глава 1. Обзор разработок в области биорадиолокации	11
Литература к главе 1	36
Глава 2. Общие сведения о биологических объектах радиолока-	
ционного наблюдения	38
2.1. Биомеханика дыхания и сердцебиения человека	38
2.1.1. Изменения формы поверхности грудной клетки при	
дыхании	38
2.1.2. Исследование биомеханики внешнего дыхания	41
2.1.3. Перемещение поверхности грудной клетки при	
пульсациях сердца и сосудов	44
2.2. Брюшной и грудной компоненты дыхательных движений ...	49
2.2.1. Дыхательные движения грудной клетки и выделение	
грудного и брюшного компонентов	50
2.2.2. Степени свободы и линейность	55
2.2.3. Методы исследования движений грудной клетки и	
методы калибровки	57
2.2.4. Модели механики дыхания	61
2.2.5. Эксперименты и факты	62
2.2.6. Невесомость и гравитационные перегрузки	64
2.3. Роль грудного и брюшного компонентов в спонтанном	
и произвольном дыхании	66
2.4. Диэлектрические характеристики биологических тканей ...	76
2.5. Физические основы биорадиолокации	83
2.5.1. Отражение электромагнитных волн от границы раз-	
дела двух сред	83
2.5.2. Отражение ЭМВ от слоистой структуры	85
2.5.3. Чувствительность коэффициента отражения ЭМВ	
от многослойной структуры к параметрам модели	88
Литература к главе 2	93

Глава 3. Биорадиолокаторы с непрерывным сигналом	98
3.1. Монохроматический биорадиолокатор	98
3.1.1. Математическая модель монохроматического биорадиолокатора	99
3.1.2. Эксперименты и результаты	100
3.2. Обнаружение и идентификация людей за оптически непрозрачными преградами с использованием квазинепрерывных, псевдослучайных, широкополосных сигналов	106
3.2.1. Концепции построения радиофизических систем для обнаружения биообъектов	107
3.2.2. Методы идентификации биообъектов по сигналу когерентно-доплеровского радиолокатора. Теория, математические модели и эксперимент	109
3.2.3. Методы и алгоритмы компенсации движения собственнo локатора	127
3.2.4. Экспериментальные данные по поглощению радиоволн СВЧ-диапазона в техногенных препятствиях	132
3.2.5. Методы электродинамической развязки между передающей и приемной антеннами когерентно-доплеровской РЛС	137
3.3. Радиоволновая интерферометрия движений тела человека, связанных с дыханием и сердцебиением	148
3.3.1. Одночастотная радиоволновая интерферометрия	149
3.3.2. Многочастотная радиоволновая интерферометрия	158
3.3.3. Программное обеспечение радиоволнового интерферометра физиологических параметров жизнедеятельности организма	161
Литература к главе 3	162
Глава 4. Биорадиолокаторы с импульсным сигналом	170
4.1. Особенности построения сверхширокополосных РЛС ближнего радиуса действия для регистрации физиологических параметров человека	170
4.1.1. Особенности построения СШП РЛС	170
4.2. Дистанционный контроль психофизиологического состояния человека с помощью СШП РЛС	202
4.2.1. Психофизиологические основы контроля состояния и работоспособности человека	203
4.2.2. Параметры, характеризующие ФС человека	205
4.2.3. Сравнение показателей ВСР с контрольными показателями ЭЭГ	206
4.2.4. Описание СШП РЛС, используемой для контроля ФС человека	208

4.2.5. Обработка принятых сигналов	212
4.2.6. Сравнение данных РЛС и электрокардиографа	217
4.2.7. Улучшение качества радиолокационной информации при нечетком входном сигнале	220
4.3. Использование СШП-технологии для диагностики сердечной и сосудистой систем человека	225
4.3.1. Актуальность измерений параметров пульса человека	225
4.3.2. Состав и технические характеристики СШП-измерителя пульса	229
4.3.3. Принцип работы СШП-измерителя	230
4.3.4. Определение СПВ	234
4.3.5. Определение ВСР	235
4.3.6. Проверка правильности данных, полученных СШП-измерителем пульса	238
4.4. Сверхширокополосный радар для дистанционной регистрации физиологических показателей и общих двигательных реакций человека	241
4.5. Использование СШП РЛС для обнаружения людей в лесном массиве	249
4.5.1. Описание использованной в эксперименте СШП РЛС	250
4.5.2. Схема, методика и результаты эксперимента	253
4.6. Антенны для излучения и приема сверхширокополосных сигналов в биорадиолокации	257
4.6.1. Элементарные излучатели	259
4.6.2. Передающий симметричный вибратор	260
4.6.3. Приемный симметричный вибратор	267
4.6.4. Согласованные передающий и приемный вибраторы	273
4.6.5. Согласованный ТЕМ-рупор	276
4.6.6. Конструкции и параметры эффективных СШП-антенн для биорадаров	276
4.7. Обнаружение движущихся объектов, расположенных за непрозрачными преградами, с помощью видеоимпульсного георадара	283
4.7.1. Обнаружение движущегося человека за различными преградами	284
4.7.2. Обнаружение неподвижного человека по его дыханию	286
4.7.3. Определение угла местоположения человека	287
4.7.4. Дистанционное выявление опасных предметов на теле человека	290
Литература к главе 4	293

Глава 5. Теоретические основы радиолокационного выделения сигналов дыхания и сердцебиения	296
5.1. Радиолокация живых объектов на основе монохроматического зондирующего сигнала	297
5.2. Радиолокация живых объектов на основе видеоимпульсных сигналов	302
5.3. Выделение биометрических сигналов на фоне местных предметов в радиолокаторе со ступенчатой частотной модуляцией	309
5.4. Математическое моделирование радиолокатора с СЧМ-сигналом при работе внутри помещения	318
5.5. Результаты лабораторных экспериментов на макете радиолокатора со ступенчатой частотной модуляцией	326
Литература к главе 5	334
Глава 6. Обнаружение неподвижных людей под завалами строительных конструкций с помощью сверхширокополосного радиолокатора	337
6.1. Основные особенности задачи обнаружения	337
6.2. Выбор параметров зондирующих сигналов	338
6.3. Синтез структуры обнаружителя полезных сигналов на фоне отражений от неподвижных окружающих предметов	341
6.3.1. Постановка задачи и исходные соотношения	341
6.3.2. Пространственная селекция пассивных помех и форма полезного сигнала после когерентного накопления	346
6.3.3. Оптимизация обработки после когерентного накопления	355
6.4. Анализ полученного алгоритма обнаружения	358
6.4.1. Обнаружение сигналов на фоне собственных шумов при отсутствии сглаживания сигнала при когерентном накоплении	359
6.4.2. Оптимизация коэффициентов когерентного и некогерентного накопления с учетом сглаживания сигнала при когерентном накоплении	366
6.5. Эффективность подавления пассивных помех	368
6.6. Максимизация энергетических параметров радиолокаторов с учетом требований электромагнитной совместимости	371
6.6.1. Эквивалентная импульсная мощность	373
6.6.2. Максимальная импульсная мощность и эквивалентная импульсная мощность, определяемые ограничением пиковой мощности излучения	374

6.6.3. Максимальная импульсная мощность излучения, определяемая нормируемой средней мощностью	376
6.6.4. Способы увеличения эквивалентной импульсной мощности	379
Литература к главе 6	386
Заключение	388

Научное издание

Авторы:

*Абрамов А.В., Амосова А.И., Анищенко Л.Н., Боголюбов А.С.,
Бугаев А. С., Васильев И.А., Вязьмитинов И.А., Дудник А.В.,
Дьяченко А.И., Журавлев А.В., Зайцев А.В., Зиганишин Э.Г.,
Ивашов С.И., Иммореев И.Я., Исайчев С.А., Копылов Ю.А.,
Миняев В.И., Миняева А.В., Мирошниченко Е.И., Морозов Г.И.,
Осадчий К.К., Павлов С.Н., Пазынин В.Л., Парашин В.Б.,
Петушков М.Н., Помозов В.В., Постельга А.Э., Разевиг В.В.,
Самков С.В., Сиренко К.Ю., Скрипаль Ал.В., Скрипаль Ан.В.,
Солодов Е.В., Сытник О.В., Усанов Д.А., Фесенко М.В.,
Чапурский В В, Черненко А.И., Черняк В.С., Шейко А.П.*

Биорадиолокация

Редактор *С.А. Виноградова*

Художник *Э.Ш. Мурадова*

Корректор *О.В. Калашникова*

Компьютерная графика *О.В. Левашовой*

Компьютерная верстка *Н.Ф. Бердавцевой*

Оригинал-макет подготовлен
в Издательстве МГТУ им. Н.Э. Баумана.

Подписано в печать 17.11.2017. Формат 60×90¹/16.

Печ. л. 25,0. Тираж 100 экз. Заказ №

Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана.
105005, Москва, 2-я Бауманская ул., д. 5, стр. 1.
press@bmstu.ru
www.baumanpress.ru

Отпечатано в ПАО «Т8 Издательские Технологии»
109316, Москва, Волгоградский проспект, д. 42, корп. 5.