

А.В. Мочалов, С.Н. Павликов, Е.И. Убанкин

# НОВЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ В РАЗВИТИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ



Министерство образования и науки Российской Федерации

Владивостокский государственный университет  
экономики и сервиса

---

**А.В. МОЧАЛОВ**  
**С.Н. ПАВЛИКОВ**  
**Е.И. УБАНКИН**

**НОВЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ  
В РАЗВИТИИ  
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ  
СИСТЕМ**

Монография

Владивосток  
Издательство ВГУЭС  
2016

УДК 621.396.49  
ББК 32.84  
М74

*Рецензенты:* В.А. Игнатюк, д-р физ-мат. наук, проф., профессор кафедры информационных технологий и систем ВГУЭС  
С.В. Глушков, д-р техн. наук, проф., декан электромеханического факультета МГУ им. адм. Г.И. Невельского

**Мочалов, А.В.**

М74      **НОВЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ В РАЗВИТИИ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ [Текст]: монография / А.В. Мочалов, С.Н. Павликов, Е.И. Убанкин. – Владивосток : Изд-во ВГУЭС, 2016. – 116 с.**

ISBN 978-5-9736-0369-4

Представлена классификация многоканальных телекоммуникационных систем. Показаны принципы их построения и их помехоустойчивость. Основное внимание уделено методу разделения каналов по форме сигналов. Приведены классификация и основные характеристики широкополосных сигналов, применяемых в телекоммуникационных системах. Рассмотрены основные типы последовательностей, используемых для формирования широкополосных сигналов.

Для аспирантов и инженерно-технических работников, занимающихся проектированием радио.

УДК 621.396.49  
ББК 32.84

ISBN 978-5-9736-0369-4

© Мочалов А.В.,  
Павликов С.Н.,  
Убанкин Е.И., 2016

# ОГЛАВЛЕНИЕ

---

---

ВВЕДЕНИЕ .....	5
Глава 1. ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ.....	7
1.1. Классификация инфокоммуникационных технологий .....	7
1.2. Информационные технологии и основные принципы построения телекоммуникационных систем.....	21
Глава 2. ОСОБЕННОСТИ СИСТЕМ СВЯЗИ С ШИРОКОЙ ПОЛОСОЙ.....	55
2.1. Принципы многоканальной связи и распределения информации по форме канальных сигналов .....	55
2.2. Основные характеристики сигналов в РТС с РКФ .....	61
2.3. Особенности применения шумоподобных сигналов.....	66
2.4. Особенности оптимальной обработки широкополосных сигналов .....	74
Глава 3. МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫЕ СИГНАЛЫ.....	82
3.1. Математическая модель мультипликативных сигналов .....	82
3.2. Низкочастотное представление и алгоритм генерации мультипликативных сигналов.....	92
3.3. Помехоустойчивость и разрешающая способность мультипликативных методов обработки сигналов .....	101
3.4. Оптимальная форма автокорреляционной функции сигнала для РКФ .....	106
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	110
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК.....	111

## ВВЕДЕНИЕ

---

---

Характерной особенностью современного этапа развития общества является широкое проникновение в различные области человеческой деятельности телекоммуникационных технологий, которые могут быть классифицированы по назначению, архитектуре построения, пропускной способности, помехоустойчивости, месту применения, связанности, методам модуляции, кодирования, шифрования и т.д.

Современные телекоммуникационные системы (ТКС) выполняют разнообразные задачи, основные из которых поиск, обнаружение, классификация, обмен, обработка, целеуказания, хранения и их сочетания, осваивают все большее количество функции, при этом наметились следующие тенденции:

- постоянный рост количества корпоративных, индивидуальных и мобильных абонентов;
- рост трафика;
- недостаток радиоканалов;
- ограниченная пропускная способность;
- недостаточный объем памяти;
- большое время считывания, записи и доставки информации потребителю;
- низкая помехоустойчивость и др.

Для решения этих и других проблем, которые только нарастают, предпринимаются следующие технические решения:

- внедрение сложных видов модуляции и кодирования;
- применение технологий многоуровневого уплотнения информационных потоков;
- увеличение базы и объема сигнала и размеров канала;
- применение адаптивных систем комплексного использования методов разделения сигналов, трасс распространения и информационных каналов.

Оптимизация систем обработки широкополосных сигналов сложная задача, так как их обнаружение должно происходить на

максимальной дистанции, т.е. при минимальных отношениях сигнал/помеха (ОСП). Для обеспечения максимального значения отклика при фиксированном ОСП на входе системы, схема приемника должна быть оптимальной.

Одним из главных направлений развития активных телекоммуникационных систем является внедрение сложных широкополосных сигналов [1]. Для передающих систем характерны большие энергетические потери при распространении, наличие окружающих шумов и реверберации. Поэтому применение широкополосных и достаточно протяженных во времени сигналов, как правило, с внутриимпульсной модуляцией, в совокупности с эффективными алгоритмами обработки, позволяет повысить помехоустойчивость и разрешающую способность при приеме.

Кроме того, широкополосные сигналы дали путевку в жизнь особому виду многоканальных сигналов, в которых носители перекрываются по времени и частоте, но различаются по своей структуре (форме).

Однако внедрение широкополосных сигналов связано с целым рядом трудностей и основная – это сложность их взаимно корреляционной обработки. Это объясняется декорреляцией передаваемых сигналов, искаженных вследствие эффекта Доплера и явлений нарушения когерентности при распространении в среде. При этом оказывается несправедливой аппроксимация доплеровского преобразования постоянным сдвигом частотных составляющих спектра сигнала [2].

Перспективным направлением является применение устойчивых методов обработки, основанных на принципе инвариантности интегрального преобразования Меллина сигнала относительно его сжатия (растяжения) и использующих понятие мультипликативной корреляционной функции [2, 3]. Среди широкополосных сигналов особый интерес представляют сигналы с гиперболической частотной модуляцией (ГЧМ-сигналы), благодаря своему свойству оставаться согласованным заданному фильтру даже при наличии радиальной скорости цели [4]. В то же время существующие методы обработки таких сигналов основаны на гипотезе узкополосности анализируемого процесса и с увеличением длительности и полосы, в ряде случаев, оказываются малоэффективными.

Настоящая работа обобщает результаты исследований в области обработки широкополосных сигналов.

# Глава 1. ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ РАЗВИТИЯ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

---

---

## 1.1. Классификация инфокоммуникационных технологий

Для классификаций областей научных исследований используются:

- государственный рубрикатор научно-технической информации (ГРНТИ);
- классификатор Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ);
- международный патентный код (МПК) и др.

Для примера в табл. 1.1.1 приведены основные коды ГРНТИ 49 раздела.

*Таблица 1.1.1*

### Наименование кодов 49 раздела ГРНТИ

Код ГРНТИ	Наименование
1	2
49.01	Общие вопросы связи
49.03	Теория связи
49.13	Проектирование и конструирование устройств связи. Технологии и оборудование для сборки и регулировки аппаратуры связи
49.27	Система передачи
49.29	Линии связи
49.31	Многоканальная связь

Окончание табл. 1.1.1

1	2
49.33	Сети и узлы связи
49.34	Службы и услуги связи
49.35	Телеграфная связь и аппаратура
49.37	Системы и аппаратура передачи данных
49.38	Телеинформационные службы и аппаратура
49.39	Телефонная связь и аппаратура
49.40	Системы передачи движущихся изображений и звука
49.41	Факсимильная связь и аппаратура
49.43	Радиосвязь и радиовещание
49.44	Световодная связь и аппаратура
49.45	Телевидение
49.46	Оптическая связь в свободном пространстве и аппаратура

Классификатор РФФИ относящийся к инфокоммуникационным технологиям приведен в табл. 1.1.2.

Таблица 1.1.2

### **Классификатор инфокоммуникационных технологий РФФИ**

Код	Наименование
07	Инфокоммуникационные технологии и вычислительные системы
07-100	Элементная база вычислительной техники и коммуникационных систем
07-200	Сетевые технологии
07-300	Алгоритмическое и программное обеспечение
07-900	Фундаментальные основы инфокоммуникационных технологий и Вычислительных систем

Как известно, основным информационным и юридическим механизмом контроля и закрепления интеллектуальной собственности являются Базы данных изобретений. Динамика подачи для

регистрации и поддержание изобретений показывает основные тенденции развития и способствует решению системных проблем.

Патентный поиск и анализ патентной информации позволяет определиться с областью исследований и определить границы защищаемых положений.

Патентные исследования позволяют определить патентную чистоту и условия патентоспособности научных разработок.

Патентные исследования – это исследования технического уровня объектов хозяйственной деятельности, их патентоспособности, патентной чистоты, конкурентоспособности (эффективности использования по назначению) на основе патентной и другой информации.

В свою очередь патентная чистота – это юридическое свойство объекта техники, заключающееся в том, что он может быть свободно использован в данной стране без опасности нарушения действующих на ее территории патентов. Патентная чистота определяется только в отношении конкретных стран и только на определенную дату, что обусловлено территориальностью и срочностью действия охранных документов.

Соответствие изобретения условиям патентоспособности определяется государственной экспертизой. Если в процессе экспертизы выясняется соответствие изобретения требуемым условиям, то заявителю выдаётся патент.

Патент на изобретение может быть выдан, если изобретение удовлетворяет трем основным условиям патентоспособности:

- является новым, то есть не известно из существующего уровня техники;

- имеет изобретательский уровень, то есть предлагаемое решение для специалиста явным образом не следует из уровня техники (является не очевидным);

- является промышленно применимым, то есть может быть использовано в промышленности, сельском хозяйстве и других отраслях деятельности.

В табл. 1.1.3 приведена общая классификация МПК

**Классификация МПК**

Раздел МПК	Наименование
А	Удовлетворение жизненных потребностей человека
В	Различные технологические процессы; транспортирование
С	Химия; металлургия
Д	Текстиль; Бумага
Е	Строительство; Горное дело
F	Машиностроение; Освещение; Отопление; Двигатели и насосы; оружие и боеприпасы; взрывные работы
G	Физика
Н	Электричество

Инфокоммуникационные технологии (ИКТ) относятся к разделам G и H. В табл. 1.1.4 и 1.1.5 приведена их структура в части касающейся инфокоммуникационных систем.

Таблица 1.1.4

**Перечень МПК раздела G, относящимся к ИКТ**

Раздел	Наименование
1	2
G01	Измерение
	G01C Измерение расстояний, горизонтов или азимутов; топография, навигация; гироскопические приборы; фотограмметрия или видеограмметрия
	G01P Измерение линейной или угловой скорости, ускорения, замедления или силы ударов (толчков); индикация наличия, отсутствия или направления движения
	G01S Радиопеленгация; радионавигация; измерение расстояния или скорости с использованием радиоволн; определение местоположения или обнаружение объектов с использованием отражения или переизлучения радиоволн; аналогичные системы с использованием других видов волн

1	2
	<p>G02F Приборы или устройства для управления интенсивностью, цветом, фазой, поляризацией или направлением света, оптические функции, которых изменяются при изменения оптических свойств среды в этих приборах или устройствах например для переключения, стробирования, модуляции или демодуляции; оборудование или технологические процессы для этих целей; преобразование частоты; нелинейная оптика; оптические логические элементы; оптические аналого-цифровые преобразователи</p> <p>G03H Способы или приборы для голографии</p> <p>G04F Измерение интервалов времени</p> <p>G06E Оптические вычислительные устройства</p> <p>G06F Обработка цифровых данных с помощью электрических устройств</p> <p>G06G Аналоговые вычислительные машины</p> <p>G06J Гибридные вычислительные устройства</p> <p>G06K Распознавание, представление и воспроизведение данных; манипулирование носителями информации; носители информации</p> <p>G06T Обработка или генерация данных изображения, вообще</p> <p>G08 Сигнализация</p> <p>G08B Сигнальные устройства или устройства вызова; командные телеграфные аппараты; системы тревожной сигнализации</p> <p>G08C Системы для передачи измеряемых переменных величин, управляющих или подобных сигналов</p> <p>G10K Звуковоспроизводящие устройства; акустическая техника, не отнесенная к другим подклассам</p> <p>G10L Анализирование или синтезирование речи; распознавание речи</p> <p>G11 Накопление информации</p> <p>G11B Накопление информации, основанное на относительном перемещении носителя записи и преобразователя</p>
H	<p>Электричество</p> <p>H01 Основные элементы электрического оборудования - H01Q Антенны</p> <p>H02 Производство, преобразование и распределение электрической энергии</p>

1	2
	<p>Н03 Электронные схемы общего назначения</p> <p>Н03В Генерирование электрических колебаний; непосредственное или посредством изменения частоты; с использованием схем с активными элементами, работающими не в режиме коммутации /переключения/; генерирование шумов с помощью таких схем</p> <p>Н03С Способы и устройства для модуляции</p> <p>Н03D Способы и устройства для демодуляции или переноса модулированного сигнала с одной несущей на другую</p> <p>Н03F Усилители</p> <p>Н03G Регулирование усиления</p> <p>Н03Н Цепи полного (активного и реактивного) сопротивления, например резонансные контуры; резонаторы</p> <p>Н03J Настройка резонансных контуров; избирательность резонансных контуров</p> <p>Н03К Импульсная техника</p> <p>Н03L Автоматическое управление, запуск, синхронизация и стабилизация генераторов электронных колебаний или импульсов</p> <p>Н03М Кодирование, декодирование или преобразование кода вообще</p>
	<p>Н04 Техника электрической связи</p> <p>Н04В Передача сигналов</p> <p>Н04Н Радиовещание</p> <p>Н04J Многоканальные системы связи</p> <p>Н04К Секретная связь; создание искусственных помех</p> <p>Н04L Передача цифровой информации, например телеграфная связь</p> <p>Н04М Телефонная связь</p> <p>Н04N Передача изображений, например телевидение</p> <p>Н04Q Избирательные устройства</p> <p>Н04R Громкоговорители, микрофоны, адаптеры или аналогичные электромеханические преобразователи звука; слуховые аппараты; звукоусилительные устройства</p>

## Состав подкласса Н04 техника

Подкласс	Название
1	2
Н04В	<p>Передача сигналов</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- системы для передачи измеряемых переменных величин, управляющих или подобных сигналов G 08C;</li> <li>- анализ и синтез речи G 10L; кодирование, декодирование, преобразование кода вообще H 03M;</li> <li>- радиовещание H04H;</li> <li>многоканальные системы связи H 04J;</li> <li>- секретная связь H 04K;</li> <li>- передача цифровой информации как таковая H 04L</li> </ul>
Н04Н	<p>Радиовещание</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- передача сигналов вообще H 04B;</li> <li>- многоканальная связь H 04J</li> </ul>
Н04J	<p>Многоканальные системы связи</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- передача сигналов вообще H 04B;</li> <li>- применительно к передаче цифровой информации H 04L 5/00;</li> <li>- системы для одновременной или последовательной передачи более чем одного телевизионного сигнала H 04N 7/08;</li> <li>- на телефонных станциях H 04Q 11/00;</li> <li>- стереофонические системы H 04S</li> </ul>
Н04К	Секретная связь; создание искусственных помех
Н04L	<p>Передача цифровой информации, например телеграфная связь</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- телеграфные системы G 08B;</li> <li>- оптические телеграфные аппараты G 08B, G 08C;</li> <li>- фототелеграфные системы G 08C;</li> <li>- шифровальные или дешифровальные устройства как таковые G 09C;</li> <li>- кодирование, декодирование или преобразование кода вообще H 03M;</li> <li>- устройства, применяемые как для телеграфной, так и для телефонной связи H 04M;</li> <li>- избирательные устройства H 04Q</li> </ul>

Продолжение табл. 1.1.5

1	2
H04M	<p>Телефонная связь</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- схемы управления нетелефонной аппаратурой по телефонному кабелю и не содержащие коммутационных устройств G 08;</li> <li>- катушки или другие натяжные устройства для телефонных шнуров H 02G 11/00;</li> <li>- многоканальная передача между коммутационными центрами H 04J;</li> <li>- устройства для выбора линий H 04Q;</li> <li>- громкоговорители, микрофоны, адаптеры или подобные электромеханические преобразователи звука H 04R</li> </ul>
H04N	<p>Передача изображений, например телевидение измерения, испытания G 01;</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- системы для оригиналов рукописей например, пишущие телеграфные аппараты, которые рассматриваются в подклассе G 08;</li> <li>- накопление информации, основанное на относительном перемещении носителя записи и преобразователя G 11B;</li> <li>- кодирование; декодирование или преобразование кодов вообще H 03M;</li> <li>- радиовещание или регистрация использования радиосети H 04H</li> </ul>
H04Q	<p>Избирательные устройства</p> <p>переключатели, реле, селекторы H 01H;</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- электронная коммутация H 03K 17/00</li> </ul>
H04R	<p>Громкоговорители, микрофоны, адаптеры или аналогичные электромеханические преобразователи звука; слуховые аппараты; звукоусилительные устройства</p> <p>генерирование механических колебаний вообще B 06B;</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- преобразователи для измерения определенных переменных G 01;</li> <li>- преобразователи в часах G 04;</li> <li>- получение звуковых сигналов с частотой, не определяемой частотой сети G 10K;</li> <li>- преобразователи в записывающих или воспроизводящих головках G 11B;</li> <li>- преобразователи в электродвигателях H 02</li> </ul>

1	2
H04S	Стереофонические системы хранения информации, записанной на дисках или ленте G 11B; - широковещательные системы для распределения стереофонической информации H 04H 5/00; - многоканальные системы вообще H 04J
H04W	Сети беспроводной связи

Инфокоммуникационные технологии могут быть классифицированы и по месту их в структуре обработки сигналов и помех, при этом в качестве типового канала телекоммуникационных преобразований удобно использовать модель, приведенная на рис. 1.1.1, где обозначены следующие преобразования информации и сигнала:

1. Формирование информации;
2. Форматирование;
3. Кодирование источника;
4. Шифрование;
5. Канальное кодирование;
6. Уплотнение;
7. Синхронизация;
8. Импульсная модуляция;
9. Полосовая модуляция;
10. Расширение спектра;
11. Обеспечение множественного доступа;
12. Усиление и передача;
13. Распространение в канале;
14. Воздействие помех;
15. Прием и усиление;
16. Реализация множественного доступа;
17. Сужение спектра;
18. Демодуляция и дискретизация;
19. Обнаружение;
20. Разуплотнение;
21. Канальное декодирование;
22. Дешифрование;
23. Декодирование источника;

24. Форматирование;  
25. Воспроизведение.

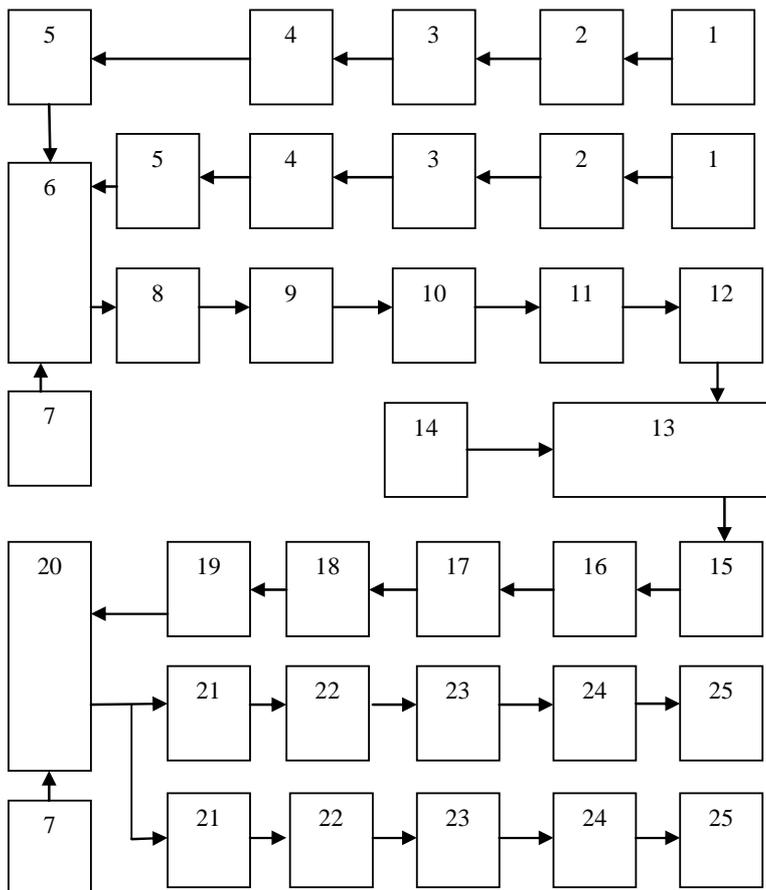


Рис. 1.1.1. Модель канала связи

Связь методов и устройств ИКТ (согласно рассмотренной модели) с МПК изобретений представлена в табл. 1.1.6.

Таблица 1.1.6

## Соответствие технологий ИКТ и МПК

№ п/п	Преобразования	МПК
1	2	3
1	Формирование информации	H04R, H04M, B06B, G01
2	Форматирование	G06F, G06G, G06J, H03F, H03G
3	Кодирование источника	H04B, H03M, G10L
4	Шифрование	H04K
5	Канальное кодирование	H03M
6	Уплотнение	H04K, H03M
7	Синхронизация	H03L, G08C
8	Импульсная модуляция	H03K, H03C, H04J, G02F, H03B
9	Полосовая модуляция	G02F, H03K, H03C, H04J, H03B
10	Расширение спектра	G02F, H04B, H03M, H03C, H04J, H03B, G10L, H03K
11	Обеспечение множественного доступа;	H03C, H03D, H04J, H04Q
12	Усиление и передача	H04L, H04M, H01Q, H03H, H04N, H03J, H03K, H04B, H04H
13	Распространение в канале	H04Q, H04K
14	Воздействие помех	H04K
15	Прием и усиление	H04Q, H03D, H03F, H03G
16	Реализация множественного доступа	G01C, G01S, G02F, G03H, G04F, G06K, H04J, H03J
17	Сужение спектра	G06K
18	Демодуляция и дискретизация	G02F, H03K, H03C, H04J, H03B
19	Обнаружение	G01S, G01P, G06F, G06K,
20	Распознавание	H03M, H04H, G06K, G10L
21	Разуплотнение и коммутация	G09C, H03M, H04J, H04Q, H01H, H03K17/00
22	Канальное декодирование	H03M

1	2	3
23	Дешифрование	H04K, G09c
24	Декодирование источника	H04B, H03M, G10L
25	Форматирование	G06F, G06G, G06J, H03F, H03G
26	Запоминание, хранение и воспроизведение информации	H04R, G10K, G10L, G08, G06T, G06K, G11B
27	Производство, преобразование и распределение электрической энергии	H02, H03

Таблица 1.1.6 показывает наличие неопределенности в выборе подкласса МПК, но при проведении патентного поиска все определяется на конечном этапе выбором МПК прототипа.

Анализ реализованных в технике информационных технологий показывает, что они удовлетворяют требованиям технических заданий, но в последнее время ситуация кардинально изменилась, это связано с широким развитием технологий снижающих заметность физических полей объектов. Следовательно, проблема недостаточности информации (И) для принятия эффективных управленческих решений на всех уровнях взаимодействия ТКС становится всё более актуальной, а задача сохранения эффективности информационного обеспечения управления на всех уровнях приобретает особую значимость.

Исходя из этого все информационные технологии могут быть разделены на два взаимосвязанные научные направления: теория наблюдения (оценки) и теория обмена информацией. В свою очередь в каждом из этих направлений можно выделить три составляющие – это получение и передача информации (ППИ); защита информации (ЗИ) и поражение информации (ПИ).

Рассмотрим подробнее назначение технологий связанных с обнаружением и оценкой параметров (табл. 1.1.7).

Составляющие направления обмена информацией приведены в табл. 1.1.8.

Таблица 1.1.7

**Назначение информационных технологий наблюдения  
и оценки параметров**

ППИ	ЗИ	ПИ
об окружающей среде	от поражения	путём её разрушения на физическом и логическом уровнях
об объектах	от искажения	путём её искажением
о методах ПП противника	от несанкционир. доступа	путём изменения параметров среды
о методах ПИ противника		путем навязывания режима работы средствам ППИ противника
о методах ЗИ противника		путем провоцирования на применение резервных методов ППИ противником
о ИТ разрабатываемых противником		

Таблица 1.1.8

**Информационных технологий обмена информацией**

Технологии ППИ	Технологии ЗИ	Технологии ПИ
об окружающей среде, как канале распространения	защиты от разрушения	путем разрушения информации на физическом и логическом уровнях
о методах ПП противника	защиты от искажения	путем искажения информации
о методах ПИ противника	защиты от съёма несанкционированного	путем изменения параметров среды
о методах ЗИ противника	защиты от имитационных помех	путем навязывания режима работы средств противника
о ИТ противника	защита от потенциальных и разрабатываемых методов ПИ	для провоцирования и раскрытия разрабатываемых или имеющихся методов ППИ и ЗИ

Для каждого из разделов существует своя критериальная система, так для технологий ППИ основными критериями являются достоверность, оперативность, точность и скрытность.

Для технологий ЗИ основными критериями будут: помехоустойчивость, помехозащищенность, скрытность, имитостойкость, целостность, доступность и готовность.

Для технологий ПИ основными критериями являются время эффективного воздействия, оперативность, скрытность, достоверность и точность.

Даже поверхностный анализ существующих информационных технологий показывает актуальность разработки новых и совершенствования существующих способов и средств их реализации в современных телекоммуникационных системах.

Так ключевые технологии построения перспективных телекоммуникационных систем связи включают:

- применение узко, широко и сверх широкополосных сигналов, с регулируемой базой;
- использование пространственных фильтров;
- модернизация методов разделения каналов;
- построение приемников и антенных решеток с малым уровнем собственных и взаимных шумов;
- расширение теории ортогональных информационных пространств;
- построение методов многоэтапного обратимого преобразования сигналов;
- стандартизация и унификация транспортных протоколов обмена на всех уровнях системы;
- разработка методов управления точностью измерения параметров;
- разработка методов инструментального зондирования сред для обоснованного выбора технологий радиобмена;
- разработка методов дистанционного оперативного обнаружения опасных явлений для объектов и элементов глобальной системы;
- применение бортового оборудования ИСЗ и космических аппаратов для построения сетей с распределенной обработкой информации;

- совмещение в системе технологий радио и иных диапазонов, форм сигналов, в том числе и неэнергетических;
- разработка технологий проектирования элементов сетей с позиции объект как комплекс пространственных фильтров;
- разработка методов эффективного использования пространственно-разнесенных интеллектуальных (вычислительных) и иных ресурсов, например энергетических для устойчивого управления и обеспечения функционирования элементов глобальной системы информационного обмена;
- разработка технологий формирования и поддержания функционирования глобальных баз данных на элементах формируемой сети, системы, в том числе и на спутниковых группировках, для эффективного использования;
- разработка технологий межспутниковых линий связи, электромагнитных, оптических и других;
- повышение надежности функционирования за счет адаптации системы информационного обмена в реальных условиях;
- разработка технологий использования пространственно-распределенных, в том числе и случайных антенных решеток в целях повышения качественных параметров разрабатываемой системы под существующие и гипотетические задачи.

При этом построение систем связи нового поколения должно быть основано на принципах:

- управления синтезом траекторий информационного обмена;
- применения узкополосных и широкополосных технологий;
- построения сетей с распределенной обработкой информации;
- расширения пространства методов управления разделением информационных каналов.

## **1.2. Информационные технологии и основные принципы построения телекоммуникационных систем**

Теория информации является основой развития информационных технологий в ТКС. Основными задачами радиоэлектронных ТКС являются извлечение, обмен и преобразование инфор-

мации, сохранение функциональных возможностей в условиях противодействия.

Анализ ТКС различного назначения позволил выделить общую проблему снижения их эффективности, а так же эффективности их носителей – систем высшего уровня (СВУ).

Во-первых, ТКС не единственный участник подготовки принятия решений СВУ, но именно информация позволяет принять правильное решение.

Во-вторых, СВУ использует только часть информации, получаемой от ТКС. Так как современные ТКС настроены на выдачу информационного ресурса для стандартных условий, которые часто не соблюдаются – СВУ выдвигают требования интеллектуальных возможностей настройки и адаптации.

В-третьих, отсутствие сбалансированных информационных потоков и их быстрое устаревание значительно снижают эффективность СВУ.

Извлечение, преобразование, управление качеством информационного обеспечения малоэффективно без участия потребителя информации ТКС. Информация требует затрат, а эффективное применение информации приносит прибыль. Потеря информации несет вред своей системе и потенциально обогащает систему противника. Сегодня нельзя подходить к проектированию и применению ТКС только как к системе генерирования, преобразования и обмена информацией для СВУ. Работы по созданию теории систем информационного обеспечения СВУ очень важное направление, однако, это только начало, дальнейшее развитие связано с необходимостью формирования нового научного направления построения и функционирования информационных систем. Это связано с тем, что информация пронизывает все элементы и ресурсы СВУ, ТКС, их носителя и т.д., информационный ресурс становится основным. Информационная система превращаются в пространственно распределенную систему управления процессами формирования, применения, эксплуатации и потребления, а также управления качеством информации. Нужна не только информация более высокого качества получаемая быстрее и в большем объеме, но требуется и активное и эффективное использование её для достижения положительных конечных результатов.

В теории сигналов накоплен огромный потенциал информационных технологий, однако на практике используется ограниченный набор традиционных методов и технических решений. Требуется обобщить накопленный потенциал, определить законы, принципы и методы их применения. Для этого следует провести системную классификацию и унификацию информационных потоков для решения задач обработки информации в ТКС, систематизацию моделей, методов, технических и программных средств реализации.

Построение и функционирование ТКС подчиняется основным законам теории систем, а именно синергии, самосохранения, развития, информированности, пропорциональности, единства анализа и синтеза. Законы определяют взаимосвязь целей управления и средств, а так же методов их достижения, характеризуются условиями применения, правилами функционирования и реализуются через принципы.

Под информацией понимается некоторая мера данных несущих новизну и полезность для принятия решения по планированию, организации, координации и контролю.

Мерой информации при функционировании ТКС является величина уменьшения степени неопределенности в описании исследуемого пространства функционирования. Степень неопределенности зависит от количества состояний элементов информационного пространства и объектов в нем. Информационная емкость элемента исследуемого пространства вычисляются по формулам

$$I(X) = -\log P(x_i) ,$$

$$I_{\text{ср}}(X) = - \sum_{i=1}^n P(x_i) \log P(x_i) , \quad (1.2.1)$$

где  $\log P(X_i)$  – информация, получаемая от сигнала  $X_i$  или частная информация, полученная от  $I$ -го сигнала;

$P(X_i)$  – вероятность появления значения  $X_i$  из  $n$  возможных;

$I_{\text{ср}}(X)$  – среднее количество информации, получаемое от  $n$  сигналов.

Наибольшую информацию несут значения сигнала, которые были до опыта наименее вероятны, т.е.

$$I(X_i) = \log 1/P(X_i).$$

Когда значения сигнала равновероятны  $P(X_i) = P(X_j) = 1/n$  частное количество информации равно

$$I(X_i) = \log 1/P(X_i) = n,$$

среднее количество информации согласно формуле (1.2.1) равно

$$I_{\text{cp}}(X) = -n(1/n) \log 1/n = \log n,$$

где  $n$  – количество степеней свободы исследуемого пространства.

Число степеней свободы различных характеристик в элементах разрешения характеризует объем сигнала или помехи. Число степеней свободы используемых при обработке сигнала характеризует потенциальную базу сигнала, которая связана с объемом сигнала. Известно [5], что объем сигнала определялся по формуле

$$V_c = M_c \cdot T_c \cdot F_c,$$

где  $T_c$  – длительность;

$F_c$  – ширина спектра сигнала;

$M_c$  – относительная мощность сигнала,

$$M_c = \log(P_c/P_{\Pi}) \quad (1.2.2)$$

где  $P_c/P_{\Pi}$  – отношение мощности сигнала к мощности помехи;

$P_{\Pi} = P_{\Pi \text{ собств}} + P_{\Pi \text{ внеш}}$  – мощность помехи складывается из собственных и внешних помех.

Мощность сигнала изменяется в определенном диапазоне, сигнал распространяется всегда в присутствии помех, поэтому правомерно привести (1.2.2) к виду

$$M_c = \log[(P_{c \text{ max}} + P_{\Pi}) / (P_{c \text{ min}} + P_{\Pi})],$$

где  $M_c$  – характеризует относительно мощности помех, количество уровней или диапазон мощности сигнала и является более логичным параметром, удовлетворяющим требованиям соизмеримости при расчетах.

С учетом сделанных допущений основные характеристики сигнала принимают вид:

– объем сигнала

$$V_c = T_c F_c \log[(P_{c \text{ max}} + P_{\Pi}) / (P_{c \text{ min}} + P_{\Pi})], \quad (1.2.3)$$

– объем информации

$$I = T_c F_c \log[(P_{c \text{ max}} + P_{\Pi}) / (P_{c \text{ min}} + P_{\Pi})], \quad (1.2.4)$$

– скорость передачи информации

$$C_c = I / T_c = F_c \log[(P_{c \max} + P_{\Pi}) / (P_{c \min} + P_{\Pi})]. \quad (1.2.5)$$

В развитие меры Шеннона используется функционал [6]

$$I(X) = -F_1 \left\{ \frac{F_2(P(x_i))}{F_3(P(x_{\ell} / x_j))} \right\},$$

где  $F_1$  – монотонно нарастающая функция;

$F_2$  и  $F_3$  – непрерывные функции.

Например, при  $F_1 = \ln$ ,  $F_2(x) = x$  и  $F_3 = 1$  – получаем меру Хартли;

при  $F_1 = \ln$ ,  $F_2(x) = (1-P)/P$  и  $F_3 = 1$  – выражение описывает меру Кульбака;

при  $F_1 = \text{осреднение}$ ,  $F_2(x) = \ln(x_i / x_j)$ ,  $i \neq j$  и  $F_3 = 1$  – получаем меру Фишера;

при  $F_1 = 1$ ,  $F_2 = \sum$ ,  $F_3(P) = \sum P \log P$  – формулу Шеннона, измеряющую количество информации с учетом статистической связи между символами сообщений.

Кроме того, известны такие меры как числа принятых сообщений, условные меры, относительные и др., что в свою очередь объясняет условность и возможность выбора меры или системы мер для решения заданного класса задач. Меры для удобства использования или сравнения могут быть пересчитаны к тому или иному типу, поэтому основным принципом построения ТКС является выбор меры или комплекса мер информации в соответствии с принятой критериальной системой.

Под информационной мерой (совокупность параметров и характеристик информации) понимается объем, достоверность, своевременность, ценность, насыщенность, скрытность, конфиденциальность и т.п.

Все информационные системы имеют определенное назначение, решают конкретный набор задач, оцениваются системой качественных характеристик и количественных параметров, условиями функционирования, но и располагают ограниченными ресурсами. Исходя из перечисленного, при построении ТКС необходимо использовать принципы формирования информационных моделей различного уровня (структуры, потоков, измерения, контроля и управления). Каждая задача требует измерения и контроля различных информационных параметров, а для совокупности

одновременно решаемых задач выбор параметров обеспечивается принципами координации, ограничения, согласованности, совместимости, избыточности планирования и развития, а также принципами закона информационной упорядоченности с точки зрения достоверности, ценности и своевременности требуемого объема информации и противодействия несанкционированному перехвату, искажению и использованию.

Для информационного обеспечения систем управления ТКС используют каналы получения и передачи сообщений, в которых происходят процессы энергетического, поляризационного, пространственного, частотного, временного и других преобразований сигнала-переносчика информации. Приемник предназначен для выделения необходимой информации.

Рассмотрим характеристики источника, передатчика, канала, приемника и потребителя информации. Обобщенные показатели канала определяются выражениями:

– емкость канала

$$V_k = M_k \cdot T_k \cdot F_k, \quad (1.2.6)$$

где  $T_k$  – время работы канала;

$F_k$  – полоса частот, пропускаемая каналом;

$M_k$  – допустимый диапазон мощности, передаваемой через канал,

$$M_k = \log \Delta P_k,$$

где  $\Delta P_k$  – допустимый диапазон изменения мощности, передаваемой через канал;

– пропускная способность канала

$$C_k = V_k / T_k = F_k \log(1 + P_c / P_{\Pi}). \quad (1.2.7)$$

По аналогии с  $M_c$  изменим определение  $M_k$ , формула которого примет вид

$$M_k = \log[(P_{k \max} + P_{\Pi}) / (P_{k \min} + P_{\Pi})], \quad (1.2.8)$$

где  $P_{k \max} - P_{k \min} = \Delta P_k$  – допустимый диапазон изменения мощности, передаваемой через канал, при этом  $M_k$  характеризует, допустимый диапазон мощностей сигнала относительно мощности помех способных распространяться в канале без искажения.

Предложенное определение более ёмко характеризует канал как передаточное звено, обладающее кроме известных парамет-

ров еще и минимальным пороговым уровнем передаваемого  $P_{к\ min}$  сигнала и характеризует объективно существующее энергетическое поле помех в канале.

При  $P_{к\ min} = 0$ , выражение (1.2.8) принимает вид второго сомножителя в (1.2.7) и становится понятна логическая связь (1.2.6), (1.2.7) и (1.2.8) выражений, построенных аналогично подобным характеристикам сигнала, которые приведены в табл. 1.2.1

Считается, что если соблюдается условие

$$V_k > V_c, \quad (1.2.9)$$

то сообщение передается по радиоканалу без искажений, чем больше отношение  $V_k/V_c$  тем выше помехоустойчивость радиоканала. При значительном превышении  $V_k$  над  $V_c$  уменьшается эффективность использования радиоканала.

Приведенные выражения частично характеризуют площадь частотно-временного пространства сигнала и в не полной мере отвечают требованиям практики, более того не учитывают разрешающей способности приемной аппаратуры, от которой во многом зависит успешность решения задач ТКС и его носителя.

С ростом требований к информационной пропускной способности канала, стали использоваться новые параметры. Для количественного измерения информационной емкости сигнала дополнительно предложены пространства его независимых информационных степеней свободы [6]:

–  $N_2$  – число пространственных степеней;

–  $N_3$  – число поляризационных степеней, которые следует учесть в выражениях (1.2.3) ÷ (1.2.5), (1.2.6), (1.2.7).

Общая информационная емкость сигнала определяется произведением или логарифмом от произведения перечисленных степеней свободы сигнала. По аналогии такие же степени свободы характеризуют объем канала, а в соответствии с табл. 1.2.1 и пропускную способность канала.

Число независимых степеней свободы может быть определено по теореме Котельникова, которая устанавливает связь между продолжительностью сигнала, шириной его спектра и числом независимых дискретных значений сигнала, передача которых позволяет на приемной стороне полностью восстановить сигнал на выходе информационной системы.

## Характеристики сигнала и канала

Характеристика	Сигнал	Канал
Объем	$V_c = T_c \cdot F_c \cdot \log[(P_{c \max} + P_{\Pi}) / (P_{c \min} + P_{\Pi})]$	$V_k = T_k \cdot F_k \cdot \log[(P_{k \max} + P_{\Pi}) / (P_{k \min} + P_{\Pi})]$
Информационная емкость	$I_c = T_c \cdot F_c \cdot \log[(P_{c \max} + P_{\Pi}) / (P_{c \min} + P_{\Pi})]$	$I_k = T_k \cdot F_k \cdot \log[(P_{k \max} + P_{\Pi}) / (P_{k \min} + P_{\Pi})]$
Скорость передачи	$C_c = F_c \cdot \log[(P_{c \max} + P_{\Pi}) / (P_{c \min} + P_{\Pi})]$	—
Пропускная способность канала	—	$C_k = F_k \cdot \log[(P_{k \max} + P_{\Pi}) / (P_{k \min} + P_{\Pi})]$

Волновое поле описывается непрерывными функциями координат и времени  $p(x, y, z, t)$  и содержит бесконечное число данных, разделенных бесконечно малыми интервалами координат и времени. Теорема Котельникова устанавливает, что для передачи информации сигналом, занимающим определенный диапазон по спектру и времени, можно ограничиться дискретной выборкой значений сигнала во временной или пространственной области. Если спектр функции  $f(t)$  ограничен частотой  $f_{\max}$ , то для неискаженной передачи информации достаточно передавать ее дискретными выборками, называемыми временными отчетами, с шагом

$$\Delta t = 1/2f_{\max} = T_{\min}/2, \quad (1.2.10)$$

как правило, на практике шаг в  $1,5 \div 2$  раза меньше, чем в выражении (1.2.10).

Аналогично, если пространственная зависимость поля задана в ограниченном диапазоне пространственных частот, то пространственные выборки сигнала можно брать с шагом

$$\Delta x \approx \pi / 2\omega_{x \max}; \Delta y \approx \pi / 2\omega_{y \max}.$$

При этом одномерная функция времени  $f(t)$  со спектром, ограниченным  $\omega_{\max}$  и, следовательно, неограниченная по продолжительности, может быть представлена в виде

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f\left(\frac{n\pi}{\omega_{\max}}\right) \frac{\sin(\omega_{\max}t - \pi n)}{\omega_{\max}t - \pi n}, \quad (1.2.11)$$

где  $f(\pi n/\omega_{\max}) = f(n \cdot \Delta t)$  – мгновенные значения сигнала или временные отсчеты

Теорема отсчетов может быть записана также и в спектральной, и пространственной областях. Так, для функций, ограниченных во времени от 0 до  $\tau$ , в пространстве ( $-L/2 \leq x \leq L/2$ ), спектры определяются следующим образом:

$$F(j\omega) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F\left(j\frac{\pi n}{T}\right) \frac{\sin(\omega T - \pi n)}{\omega T - \pi n}, \quad (1.2.12)$$

$$F(j\omega_x) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} F\left(j\frac{\pi n}{L}\right) \frac{\sin(\omega_x L - \pi n)}{\omega_x L - \pi n}. \quad (1.2.13)$$

На практике приходится иметь дело с функциями, которые одновременно ограничены и по спектру, и по продолжительности. Поскольку реальные сигналы ограничены в пространстве и времени и полоса пропускания каналов также ограничена, поэтому все чаще спектральный анализ дополняют вейвлет анализом, использующим локальный носитель в пространственно-временной плоскости. В общем случае ряды (1.2.11) ÷ (1.2.13) ограничены конечным числом членов.

Число независимых выборок поля рассчитывается по формулам:

$$N1 = T_c \cdot \omega_{\max};$$

$$N2 = N_{x,y} = [2L_x^2 / (\lambda D)] \cdot [2L_y^2 / (\lambda D)] = [2L_x^2 / (\lambda D)] \cdot [2L_y^2 / (\lambda D)],$$

где  $\omega_{\max}$  и  $T_c$  – максимальные частот и продолжительность сигнала;

$L_x$  и  $L_y$  – размеры приемной антенны;

$\lambda$  – длина волны звука;

$a_x$  и  $a_y$  – угловые апертуры антенны в плоскостях  $xOz$  и  $yOz$  ( $a_x = L_x / D$ ,

$a_y = L_y / D$ );

$D$  – расстояние от антенны до объекта, абонента.

Таким образом, информационная емкость сигнала по  $N1$  и  $N2$ , при  $N3 = 1$  составит [5]

$$V_c = T_c \omega_{\max} [2L_x^2 / (\lambda D)] \cdot [2L_y^2 / (\lambda D)]. \quad (1.2.14)$$

С учетом количества уровней мощности сигнала, выражение примет вид

$$V_c = T_c \omega_{max} \log[(P_{c\ max} + P_{\Pi}) / (P_{c\ min} + P_{\Pi})] [2L_x^2 / (\lambda/D)] \times [2L_y^2 / (\lambda/D)], \quad (1.2.15)$$

Число частотных степеней свободы в полосе частот  $\Delta f$  с учетом (1.2.12) равно

$$N4 = \Delta f \cdot T_c. \quad (1.2.16)$$

Тогда информационная емкость сигнала

$$V_c = 2\Delta f \cdot T_c^2 \cdot \omega_{max} \cdot \log[(P_{c\ max} + P_{\Pi}) / (P_{c\ min} + P_{\Pi})] \times [2L_x^2 / (\lambda/D)] \cdot [2L_y^2 / (\lambda/D)] \cdot N3, \quad (1.2.17)$$

Скорость передачи информации, согласно табл. 1.3, составит

$$C_c = 2\Delta f \cdot T_c \cdot \omega_{max} \cdot \log[(P_{c\ max} + P_{\Pi}) / (P_{c\ min} + P_{\Pi})] \times [2L_x^2 / (\lambda/D)] \cdot [2L_y^2 / (\lambda/D)] \cdot N3, \quad (1.2.18)$$

Таким образом, информационная емкость сигнала и скорость передачи информации могут быть значительно увеличены за счет многоканальности.

Наибольшее практическое значение такой подход получил в сотовой связи, где используются следующие методы разделения каналов:

1) частотное разделение: технологии FDMA:

$$n_f = F / (\Delta f + \Delta f_{\text{раздела кан.}}),$$

где  $\Delta f$  – полоса канала;

$\Delta f_{\text{раздела кан}}$  – разделительная полоса между каналами;

2) временное разделение: технологии TDMA:

$$n_t = T / (\Delta t + \Delta t_{\text{раздела кан.}}), \quad (1.2.19)$$

где  $\Delta t$  время работы канала;

$\Delta t_{\text{раздела кан.}}$  – временной интервал между работой каналов;

3) поляризационное разделение:

$N3 = 2$  (горизонтальное, вертикальное, эллиптическое);

4) амплитудное с ограничением по максимуму для защиты чувствительных каскадов приемника и сокращение (исключение) времени восстановления его чувствительности, поиска в интервале прогнозируемых значений сигнала;

5) пространственная:  $n_{\text{простр.}} = n_{\text{сот}} n_{\text{сек}}$ ,  
 где  $n_{\text{сот}}$  – количество формируемых сот;  
 $n_{\text{сек}}$  – количество секторов в соте, в дополнении к которой  
 можно расширить плоскостное деление пространства, до объем-  
 ного, введя ярусы сот, тогда формула примет вид

$$n_{\text{простр.}} = n_{\text{сот}} \cdot n_{\text{сек}} \cdot n_{\text{ярус}}, \quad (1.2.20)$$

где  $n_{\text{ярус}}$  – количество ярусов сотовой структуры;

б) разделение сигналов по форме  $n_{\text{форм}}$ , системы таких сигна-  
 лов построены на узкополосных, широкополосных и сверхширо-  
 кополосных сигналах-переносчиках информации, сигналы долж-  
 ны быть квазиортогональными и взаимное мешающее действие  
 сведено к минимуму, применение сверхширокополосных связано  
 с проблемами создания: стабильного генератора; усилителей;  
 антенн и согласованных с прогнозируемыми преобразованиями и  
 оптимальных фильтров, построение которых до сих пор считает-  
 ся искусством;

7) кодовое разделение: технологии CDMA

$$N_{\text{код}} = N_{\text{сигн}}(n_{\text{алфавита}}, n_{\text{слова}}),$$

где  $N_{\text{сигн}}$  – правило формирования кодовой системы или множест-  
 ва сигналов из алфавита;

$n_{\text{алфавита}}$  – объем алфавита символов;

$n_{\text{слова}}$  – длина кодовой последовательности или слова, число  
 сигналов в системе называется базой системы сигналов  $n_{\text{сс}}$ ,  
 большинство известных систем сигналов являются малыми  
 $n_{\text{сс}} \ll 2T_c \cdot F_c$  и нормальными  $n_{\text{сс}} = 2T_c \cdot F_c$ , большие системы сиг-  
 налов  $n_{\text{сс}} \gg 2T_c \cdot F_c$  только разрабатываются;

8) методы разделения на основе систем протоколов органи-  
 зации информационного взаимодействия  $n_{\text{прот}}$ .

В результате применения рассмотренных методов количест-  
 во каналов и пропускная способность системы увеличивается  
 пропорционально количеству степеней свободы  $N$ .

По аналогии с сотовыми системами связи каналы получения  
 информации в ТКС должны строиться в виде много параметриче-  
 ской пространственно-распределенной информационной системы  
 с использованием тех же способов увеличения количества кана-  
 лов независимых измерений. В этом заключается следующий  
 принцип построения ТКС – полнота функций, выражающих объ-

емы сигнала и канала для увеличения информационного пространства и приближения его к потенциально возможному.

Избыточность позволяет в процессе применения компенсировать часть потерь информации за счет корреляционных связей между символами и не равновероятного их появления в сообщении. Реализация расширенных возможностей позволяет вести перераспределение объема получаемой информации между различными каналами или степенями свободы параметров сигналов, что определяется особенностями решаемых задач и условиями функционирования ТКС.

Пространственно-частотно-временная эквивалентность сигналов основана на представлении математической модели сигнала в виде амплитудно-фазовых соотношений представленных выражением [5, 6]

$$A_1(t) \cdot \exp [jA_2 \cdot (A_3 \cdot (\omega_x x + \omega_y y + \omega_z z) - A_4 \omega t)], \quad (1.2.21)$$

где  $A_i$  – некоторые функции, позволяющие строить группы множества независимых каналов.

Множество параметров сигнала, измеряемых самостоятельно, в виде независимых степеней свободы сигнала постоянно расширяется с целью удовлетворения все возрастающих требований практики. Так, например, радиальная скорость вначале вычислялась как приращение дальности во времени, затем скорость стали вычислять через доплеровский сдвиг, сейчас скорость определяется через параметр доплеровской деформации. Ускорение цели ранее вообще не определялось, затем её определяли как приращение скорости в единицу времени, далее мы узнаем, что ускорение может быть измерено за один цикл излучения сложного сигнала [7]. Технологии постоянно совершенствуются, теперь для получения необходимой информации иногда достаточно одного отраженного сигнала, чтобы обеспечить принятия эффективного управленческого решения. При этом за счет структурной скрытности можно обеспечить минимально возможную заметность активного режима ТКС.

Перед ТКС стоит, как правило, конкретная задача с заданной областью исследуемого пространства, для которой можно определить потенциальную информационную характеристику в виде числа возможных независимых измерений элементов пространства, объектов, их состояний, режимов работы и другие:

$$N = \prod_{i=1}^{N1} n_i, \quad (1.2.22)$$

где  $N1$  – число элементов разрешения по горизонтальной дальности, рассчитываемое по формуле

$$N1 = \Delta R / \delta R,$$

где  $\Delta R$  – пределы области измерения горизонтальной дальности (окно дальности), например, от максимальной дальности до мертвой зоны или максимальная и минимальная границы окна наблюдения;

$\delta R$  – разрешающая способность ТКС по дальности зависит от метода обработки отраженного сигнала и определяется шириной сечения функции неопределенности сигнала по оси временной задержки на заданном уровне принятия решения; классификация методов измерения параметров и их потенциальные точностные параметры приведены далее;

$N2$  – число элементов разрешения по курсовому углу, рассчитываемое по формуле

$$N2 = \Delta КУ / \delta КУ,$$

где  $\Delta КУ$  – пределы области или сектора измерения курсового угла цели;

$\delta КУ$  – разрешающая способность ТКС разделять цели по курсовому углу, зависящая от метода обработки отраженного сигнала и определяемая шириной характеристики направленности антенны или отклика пространственного фильтра в горизонтальной плоскости на заданном уровне;

$N3$  – число элементов разрешения по углу места, рассчитываемое по формуле

$$N3 = \Delta УМ / \delta УМ,$$

где  $\Delta УМ$  – пределы области или сектора измерения угла места цели;

$\delta УМ$  – разрешающая способность ТКС разделять цели по углу места, зависящая от метода обработки отраженного сигнала и определяемая шириной характеристики направленности антенны или отклика пространственного фильтра в вертикальной плоскости на заданном уровне, аналогичные (1.2.19) и (1.2.20) выражения определяют ниже приведенные параметры;

N4 – число элементов разрешения по радиальной скорости;  
N5 – число элементов разрешения по путевой скорости;  
N6 – число элементов разрешения по скорости изменения типа и подтипа помех.

Выбор необходимых для конкретных задач элементов разрешения из известного перечня позволит при прочих равных условиях, увеличить информационный объем и эффективность задач ТКС. Ранее ТКС имели ограниченный или жесткий набор технических параметров. С внедрением цифровых методов обработки появилась возможность изменять технические и другие параметры в широких пределах. В работе [2] приведено более ста методов повышения точности и разрешающей способности всех без исключения информационных параметров, на примере возможностей многопараметрической, в том числе и пространственной фильтрации.

Таким образом, возникла необходимость с одной стороны увеличить количественные характеристики сигнала, с другой стороны требуется согласовать сигнал с каналом, а в-третьих – на приемной стороне эффективно использовать информационные характеристики сигнала, прошедшие преобразования в канале. В этом заключается принцип согласованного построения ТКС с моделью функционирования, который нашел свое отражение в уточненной математической модели информационного взаимодействия. Таблица 1.3 должна быть дополнена еще одним столбцом с такими характеристиками как объем принятого сигнала, информационная емкость сигнала на входе и выходе приемника и пропускная способность приемника. Дальнейшие изменения таблицы связаны с расширением принципа согласованности ТКС с характеристиками источника и потребителя информации, информационные параметры которых также характеризуют объем, информационную емкость, скорость или пропускную способность.

Условие (1.2.9) потенциальной неискаженной передачи информации от источника к потребителю примет вид

$$C_{\text{потр}} > C_{\text{пр}} > C_{\text{к}} > C_{\text{с}} > C_{\text{ист}}, \quad (1.2.23)$$

где  $C_{\text{потр}}$  – пропускная способность потребителя информации;

$C_{\text{пр}}$  – пропускная способность приемника информации

$C_{\text{ист}}$  – скорость производства информации источником, при этом эффективность ТКС зависит не только от соотношений ско-

рость – пропускная способность передаточных звеньев информационной цепи, но и от соотношений их составляющих:

$$T_{\text{потр}} > T_{\text{пр}} > T_{\text{к}} > T_{\text{с}} > T_{\text{ист}}, \quad (1.2.24)$$

$$F_{\text{потр}} > F_{\text{пр}} > F_{\text{к}} > F_{\text{с}} > F_{\text{ист}}, \quad (1.2.25)$$

аналогично и по другим параметрам, степеням свободы

$$N_{i, \text{потр}} > N_{i, \text{пр}} > N_{i, \text{к}} > N_{i, \text{с}} > N_{i, \text{ист}}, \quad (1.2.26)$$

где  $N_{i, \text{потр}}$  – количество степеней свободы по  $i$ -му параметру потребителя информации;

$N_{i, \text{пр}}$  – количество степеней свободы по  $i$ -му параметру приемника информации;

$N_{i, \text{ист}}$  – количество степеней свободы по  $i$ -му параметру источника информации.

Расширенное и детализированное пространство степеней свободы сигнала и канала потребовали создания подсистемы контроля состояния канала и подсистемы управления динамикой соответствующих параметров сигнала, чтобы в любой момент времени не превысить соответствующих параметров канала, иначе, при отсутствии дублирующих каналов, это приведет к потере информации. Подсистема управления обеспечивает восстановление условий (1.2.23) ÷ (1.2.26) для всех элементов математической модели. При этом возможен расширенный круг преобразований в элементах данной математической модели.

Основной перечень измеряемых параметров элементов информационного пространства и объектов уточняются при синтезе ТКС. Множество полученных элементов разрешения может привести к перегрузке приемника и потребителя, поэтому возникает проблема выбора достаточного для решения конкретной задачи объема информации для построения ТКС по критерию стоимость – эффективность. С другой стороны ТКС, как правило, в течение жизненного цикла используются для решения достаточно широкого круга задач, поэтому требуется реализация принципов модернизируемости, расширяемости, наращиваемости, настройки на новые задачи, новые объекты, новые условия функционирования и на основе нового набора эффектов и явлений.

Анализ множества элементов разрешения позволяет унифицировать известные процедуры:

– обнаружения – принятие решения с двумя возможными ситуациями в элементах разрешения;

- распознавания -выбор между групп и внутри групп элементов разрешения по типам и подтипам объектов;
- селекции – принятие решения о наличии двух и более степеней свободы в элементе разрешения;
- фильтрации – определения границ изменения состояния элементов разрешения;
- сопровождения – определяется функция изменения местоположение выбранного параметра степени свободы по элементам разрешения.

В унификации процедур заключается принцип организационного построения ТКС и стандартизации методов формирования её информационного пространства.

Желательно разработать систему сигналов и методов их преобразований, которые бы соответствовали требованиям при решении всех без исключения задач. Согласно теории сигналов этим условиям соответствуют сложные, шумоподобные сигналы или сигналы с большой базой. Однако согласно существующей теории база определяется только в частотно-временном пространстве. Характеристики наиболее распространенных систем сигналов приведены в табл. 1.2.2.

Практика показала, что рамки шенноновского подхода не в полной мере отображают действительность. Для преодоления противоречий внесём изменения в существующие определения объема сигнала и канала согласно приведенным выше выражениям, а определения базы сигнала оставим без изменения ( $F_c \cdot T_c$ ). Таким образом, коэффициенты сжатия в миллион и более раз превышающие теоретический предел Шеннона становятся объяснимы, а для реализации таких возможностей необходимо воспользоваться приведенными выше принципами построения систем сигналов, моделей трансформации и согласованных с ними методов обработки.

Анализ характеристик систем сигналов позволяет выбрать одну из них для решения конкретной задачи, т.к. ни одна из них не может удовлетворить всему диапазону требований.

На практике наибольшее распространение получили технологии FDMA. Возможности увеличения эффективности ЧМ сигналов заложены в выражении (1.2.21), изменяя внутреннюю структуру которого, можно управлять параметрами системы сигналов путем изменения масштабов функции и аргумента их корреляционных функций. Процедуры таких преобразований приведены в работе [2].

Таблица 1.2.2

## Характеристики базы систем сигналов

№ п/п	Частотно-модулированные (ЧМ)	Многочастотные (МЧ)	Фазоманипулированные (ФМ <sub>0</sub> )	Дискретные частотные (ДС)	Дискретные составные частотные (ДСЧ)	Производные системы сигналов (ПСС)
База	$B = F_{\text{с}} \cdot T_{\text{с}}$	$B = F_{\text{с}} \cdot T_{\text{с}}$	$B = F_{\text{с}} \cdot T_{\text{с}} = \tau / \tau$ $\tau$ – длительность одного импульса	$B = F_{\text{с}} \cdot T_{\text{с}} = M_0^2 \cdot M_0^2$ $M_0 = 1$ число импульсов в одном частотном элементе $M$ – число элементов	$B = F_{\text{с}} \cdot T_{\text{с}} = M_0^2 \cdot M^2$ $M_0$ – число импульсов в одном частотном элементе $M$ – число элементов	$B = B_1 \cdot B_2$ $B_1$ – Базы перемножаемых сигналов
Количество каналов	$N = B \cdot U_{\text{сов}}$ , $U_{\text{сов}}$ – параметр модуляции	$N = B$	$N = B$	$N = B^{1/2}$	$N = B/M = M_0^2 \cdot M^2$	$N = B \cdot U_{\text{сов}}$ , $U_{\text{сов}}$ – параметр согласования систем сигналов
Максимум ВКФ	$K_1 / N$ $K_1 + K_6$ – коэффициенты систем сигналов	$K_2 / N$	$K_3 / N$	$K_4 / B^{1/2}$	$K_5 / N$	$K_6 / N$
Помехоустойчивость	$(P / IP_{\text{с}})_{\text{сов}} = B(P / IP_{\text{с}})_{\text{с}}$	$(P / IP_{\text{с}})_{\text{сов}} = B(P / IP_{\text{с}})_{\text{с}}$	$(P / IP_{\text{с}})_{\text{сов}} = B(P / IP_{\text{с}})_{\text{с}}$	$(P / IP_{\text{с}})_{\text{сов}} = B(P / IP_{\text{с}})_{\text{с}}$	$(P / IP_{\text{с}})_{\text{сов}} = B(P / IP_{\text{с}})_{\text{с}}$	$(P / IP_{\text{с}})_{\text{сов}} = B(P / IP_{\text{с}})_{\text{с}}$

Пространственная модуляция давно используются в современных системах наблюдения, но только новые информационные технологии [2] позволяют вести эффективное пространственное кодирование. Данные методы обеспечивают повышение точности и разрешающей способности измеряемых параметров в миллионы раз, что расширяет возможности выбора необходимого и эффективно управляемого комплекса методов измерения параметров сигнала, канала, объектов наблюдения и процессов информационного взаимодействия.

При проектировании и применении ТКС необходимо выбрать ограниченный, но эффективный состав измеряемых параметров объекта. При этом не следует забывать, что случайные характеристики канала влияют на точность, достоверность и другие качественные параметры работы ТКС воздействуя на внутреннюю структуру сигнала. Необходимо признать, что существующие подходы повышения эффективности обработки сигналов основаны на методах, не учитывающих реальных изменения носителя информации в процессе распространения. Этим вызвана малая эффективность реализации возможностей вытекающих из теории оптимальной фильтрации. И по сей день развитие ТКС заключается в основном за счёт увеличения размеров антенн, эксплуатации ГГц-го диапазона, увеличение мощности излучений, прямых методов расширения спектра, наращивания служебного обмена по обратному каналу, применения «тяжелых» протоколов обмена и предела частотного плана.

Объективные трудности радиоинформационных технологий наращивания пропускной способности, повышения привлекательности «стоимость-эффективность» привели к смещению информационного трафика в волоконно-оптические линии связи и в замене радиолокации на лазерные системы. Если эта тенденция не будет преодолена, и не будут реализованы новые технологии, в том числе и широкополосной обработки сигналов, то доля радио технологий в общем объёме технологий ТКС существенно снизится.

Принципы построения новых технологий в области ТКС охватывают весь спектр преобразований информации в комплексе, от источника до потребителя. Принципы построения ТКС основаны не только на эффективной передаче информации, но и обеспечении скрытности, электромагнитной и иной совместимо-

сти, безопасности и экологии. Сумма внешних и внутренних потенциальных возможностей развития системы должна превосходить суммарный потенциал объектов, наносящих ей вред. При выборе системы сигналов следует учитывать и тот фактор, что сигнал наблюдается и противоборствующей стороной и относиться к каналу не как к мешающему фактору, а по возможности использовать его характеристики для повышения эффективности систем обработки информации. В активных системах принимаемый сигнал обладает большей информацией, чем излучаемый, в системах связи часть информации теряется, поэтому используется обратный канал. Наличие двух каналов, прямого и обратного, позволяет унифицировать информационные технологии и совмещать связанные технологии с локационными, например, в автоматизированных информационных идентификационных системах (АИС).

Такая унификация требует согласования методов разделения каналов в дуплексном режиме. В радиосвязи для этого используется FDMA, а в радиолокации – TDMA, поляризационные, частотные и пространственные методы разделения. Для реализации этих технологии применимы принципы оптимальности и соответствия, которые в свою очередь взаимосвязаны с принципами управления.

В случае эпизодического поступления информации возможно расчетное дозированное увеличение требуемой разрешающей способности в цикле измерения того или иного параметра с учетом естественного роста энтропии за период паузы. Избыточное увеличение разрешающей способности параметра должно обеспечить сохранение необходимого объема информации в допустимых пределах вплоть до поступления с очередным сигналом необходимого очередной порции информации. Организация управления ТКС и её информационного обеспечения основана на законах оптимальной загрузки, информационного отражения, гармонии, устойчивости, соответствия и развития. Для реализации принципов непрерывности, гибкости, удовлетворения растущих потребностей развития, разработаны методы управления качеством информационных технологий, обоснованы направления увеличения информационного объема сигналов за счет методов измерения и оценки требуемого количества независимых параметров сигналов с учетом цены за достижимое качество.

Ограниченность методов получения независимых измерений не позволяет расширить информационное пространство сигналов, каналов и методов обработки. Известно, что выборки отстоящие друг от друга на величину большую интервала корреляции являются независимыми. При сдвиге по задержке больше  $T_c/B$  сигнал становится ортогональным исходному, аналогичную ортогональность можно получить и при смещении по частоте на величину  $\Delta f/B$ . Чем сложнее сигнал, тем эта величина меньше, поэтому плотность независимых измерений может быть выше. При дискретном изменении параметров величину шага удобно принять равной значениям этой расстройки, чем достигается ортогональность смещенных выборок. В этом случае область неопределённости разбивается на самостоятельные дискретные элементы измерения, чем достигается решение проблемы принципа неопределенности. Количество элементов будет равно по каждому из параметров:

$$N_\tau = T_c / (T_c/B) = B; N_f = 2\Delta f/B / \Delta f = 2B$$

и общее количество разрешаемых элементов в частотно-временном пространстве после обработки составит

$$N = N_\tau N_f = 2B^2,$$

что эквивалентно получению базы принимаемого сигнала как квадрат базы исходного сигнала, что приведет к изменению параметров систем сигналов и согласуется с выражениями (1.2.14) ÷ (1.2.18).

Традиционно предлагалось использовать сигналы с большой базой, но не удавалось реализовать весь его потенциальный информационный объём.

Для устранения этого недостатка обработка должна вестись с учетом не только базы, но и объема принимаемого сигнала, используя дозированную величину сдвига, искусственно добиваться независимости измерений, при меньшем удалении их друг от друга по параметрическому пространству.

Одним из примеров реализации данного принципа применительно к совместной авто- и взаимной корреляционной обработке для повышения точности измерения реализован в [8], где вводятся временные сдвиги процессов обоих каналов корреляционного измерителя для смещения рабочего участка в диапазон с наибольшей крутизной корреляционных функций, на пересечении

которых, определяется искомая задержка, корректируется на величину искусственного относительного сдвига сигналов каналов и используется для вычисления относительной параметра динамики объекта.

Принципы системного подхода при анализе и синтезе информационного пространства позволяют построить многомерное пространство параметров по способам обработки амплитудных и фазовых составляющих сигнала (1.2.21). Для анализируемого сигнала существует множество параметров, рассмотрим их.

Производная от фазы во времени  $\frac{\partial \varphi(t)}{\partial t}$  при фиксированном положении объекта по пространственным координатам  $x$  и  $y$  и фиксированных пространственных частотах (угловых направлений  $\alpha$  и  $\beta$ ) являются мерой доплеровского смещения частоты, пропорциональной радиальной скорости движения объекта при известном начале отсчета (частота зондирующего сигнала  $\omega_0$ ).

Производная от фазового спектра по частоте  $\frac{\partial \varphi(\omega)}{\partial \omega}$  при фиксированном положении объекта  $x$  и  $y$  и фиксированных пространственных частотах  $\alpha$  и  $\beta$ , является мерой группового времени запаздывания (частотного запаздывания), пропорционального дальности до объекта при известном начале отсчета (момент излучения зондирующего сигнала  $t_0$ ).

Производные от пространственных фаз по соответствующим пространственным координатам  $\frac{\partial \varphi(x)}{\partial x}$ ,  $\frac{\partial \varphi(y)}{\partial y}$ , для определенной частоты  $\omega$ , при известных началах отсчета  $\alpha_0$ ,  $\beta_0$  являются мерой угловых направлений на объект  $\alpha$  и  $\beta$  (мерой пространственных частот).

Производные от пространственных фазовых спектров по соответствующим пространственным частотам  $\frac{\partial \varphi(\alpha)}{\partial \alpha}$ ,  $\frac{\partial \varphi(\beta)}{\partial \beta}$  в фиксированный момент времени  $t$ , на фиксированной частоте  $\omega$  при известных началах отсчета  $x_0$ ,  $y_0$  несут информацию о пространственных координатах  $x$  и  $y$  движущегося объекта.

Измерение временных, частотных и пространственных производных от амплитуды, амплитудного спектра, пространственной амплитуды и пространственного амплитудного спектра не

сильно распространено в локации, в отличие от измерения аналогичных производных от фазы (фазового спектра, пространственной фазы и пространственного фазового спектра).

Измерение последних удобно для исследования точечных параметров носителей информации и радиоэлектронных средств, а измерение первых проводят для построения оптимального приемника, а вторых – для изучения характеристик протяженных объектов и объемов взаимодействия.

Известные локаторы в основном оценивают доплеровский сдвиг частоты, наклонную дальность и угловые координаты.

Рассмотрим, какую информацию можно получить при измерении пространственных, частотных и временных амплитудных параметров принятого сигнала.

Производная функции огибающей по времени  $\frac{\partial A(t)}{\partial t}$  при фиксированном положении объекта  $x$  и  $y$  и фиксированных угловых направлениях  $\alpha$  и  $\beta$ , фиксированной частоте  $\omega$  характеризует вращение объекта относительно локатора.

Производная амплитудного спектра по частоте  $\frac{\partial A(\omega)}{\partial \omega}$  при фиксированном положении объекта, координат  $x$  и  $y$ , угловых направлениях  $\alpha$  и  $\beta$  и момента времени  $t$ , даёт представление о наблюдаемых размерах объекта по линии визирования, что соответствует среднеквадратической длительности отраженного от объекта сигнала, центрированного относительно среднего времени запаздывания.

Производные пространственных огибающих по соответствующим пространственным координатам  $\frac{\partial A(x)}{\partial x}$ ,  $\frac{\partial A(y)}{\partial y}$  при фиксированных угловых направлениях  $\alpha$  и  $\beta$ , частоте  $\omega$  и времени  $t$ , связаны с наблюдаемой формой объекта и соответствующей среднеквадратической ширине спектров пространственных частот отраженного сигнала (угловым размерам), центрированных относительно средних пространственных частот (угловых координат объекта в соответствующих плоскостях).

Производные пространственных амплитудных спектров по соответствующим пространственным частотам (угловым направлениям),  $\frac{\partial A(\alpha)}{\partial \alpha}$ ,  $\frac{\partial A(\beta)}{\partial \beta}$  при фиксированных пространственных

координатах  $x$  и  $y$ , частоте  $\omega$  и времени  $t$  характеризуют изменение наблюдаемых размеров объекта и соответствуют среднеквадратическим пространственным протяженностям отраженного сигнала, центрированным относительно пространственных координат объекта в целом.

Таким образом, измерение пространственных, частотных и временных дифференциальных и интегральных преобразований от соответствующих пространственных, частотных и временных параметров отраженного локационного сигнала позволяет решать задачи обнаружения, распознавания, идентификации объектов и др., перечень параметров приведен табл. 1.2.3.

Таблица 1.2.3

**Соотношения параметров сигналов и характеристика объекта наблюдения**

№ п/п	Параметр	Единицы измерения	Характеристика
1	2	3	4
1	$t$ и $t_0$	с	Время и начало отсчета
2	$\omega$ и $\omega_0$	Гц	Частота и центральная частота
3	$x, y, z$ и $x_0, y_0, z_0$	м	Текущие пространственные координаты и координаты точки
4	$\alpha, \beta, \gamma$ и $\alpha_0, \beta_0, \gamma_0$	рад, град	Текущие пространственные частоты и пространственные частоты точки наблюдения
5	$\Delta t$	с	Сдвиг по времени, временной интервал
6	$\Delta \omega$	Гц	Сдвиг по частоте, частотный интервал
7	$\Delta x, \Delta y, \Delta z$	м	Расстояние или интервал пространственной координаты
8	$\Delta \alpha, \Delta \beta, \Delta \gamma$	рад, град	Угловой сектор, сдвиг или интервал пространственной частоты
9	$A(t)$	В	Огибающая амплитуды по времени

Продолжение табл. 1.2.3

1	2	3	4
10	$\varphi(t)$	рад	Функция изменения фазы по времени
11	$A(\omega)$	B	Амплитудный спектр по частоте
12	$\varphi(\omega)$	рад	Фазовый спектр по частоте
13	$A(x)$	B	Пространственная огибающая по координате $x$ амплитудная огибающая по координате $x$
14	$\varphi(x)$	рад	Фазовая огибающая по координате $x$ , пространственная фаза по координате $x$
15	$A(y)$	B	Амплитудная огибающая по координате $y$ . Пространственная огибающая по координате $y$
16	$\varphi(y)$	рад	Фазовая огибающая по координате $y$ , пространственная фаза по координате $y$
17	$A(z)$	B	Амплитудная огибающая по координате $z$
18	$\varphi(z)$	рад	Фазовая огибающая по координате $z$
19	$A(\alpha)$	B	Амплитудная огибающая по пространственной частоте в горизонтальной плоскости. Пространственный амплитудный спектр в горизонтальной плоскости
20	$\varphi(\alpha)$	рад	Фазовая огибающая по пространственной частоте в горизонтальной плоскости, фазовый пространственный спектр в горизонтальной плоскости
21	$A(\beta)$	в	Амплитудная огибающая по пространственной частоте в вертикальной плоскости
22	$\varphi(\beta)$	рад	Фазовая огибающая по пространственной частоте в вертикальной плоскости

1	2	3	4
23	$\frac{\partial \varphi(t)}{\partial t}$	рад/ с	Скорость изменения фазы во времени, характеризует радиальную скорость объекта
24	$\frac{\partial \varphi(\omega)}{\partial \omega}$	рад/ с	Скорость изменения фазового спектра, характеризует наклонную дальность
25	$\frac{\partial \varphi(x)}{\partial x}, \frac{\partial \varphi(z)}{\partial z}, \frac{\partial \varphi(y)}{\partial y}$	рад/ м	Скорость изменения пространственной фазы по пространственным координатам, характеризует угловую скорость
26	$\frac{\partial \varphi(\alpha)}{\partial \alpha}, \frac{\partial \varphi(\beta)}{\partial \beta}$		Скорость изменения пространственного фазового спектра по пространственным частотам, характеризует координаты местоположения цели
27	$\frac{\partial A(t)}{\partial t}$	В/с	Скорость изменения амплитудной огибающей по времени, характеризует изменение формы сигнала во времени
28	$\frac{\partial A(\omega)}{\partial \omega}$	В·с	Скорость изменения амплитудного спектра по частоте
29	$\frac{\partial A(x)}{\partial x}, \frac{\partial A(y)}{\partial y}, \frac{\partial A(z)}{\partial z}$	В/м	Скорость изменения пространственных огибающих по пространственным координатам, характеризует изменение линейной формы
30	$\frac{\partial A(\alpha)}{\partial \alpha}, \frac{\partial A(\beta)}{\partial \beta}$	В/рад, В/град	Скорость изменения пространственного амплитудного спектра по пространственным частотам, характеризует изменение размеров
31	$\int_{t_1}^{t_2} A(t) dt$	В <sup>2</sup>	Площадь амплитудной огибающей временного сигнала от $t_1$ до $t_2$
32	$\int_{t_1}^{t_2} \varphi(t) dt$	(рад) <sup>2</sup>	Площадь огибающей фазы временного сигнала от $t_1$ до $t_2$

1	2	3	4
33	$\int_{\omega_1}^{\omega_2} A(\omega) d\omega$	$B^2$	Площадь амплитудного спектра сигнала от $\omega_1$ до $\omega_2$
34	$\int_{\omega_1}^{\omega_2} \varphi(\omega) d\omega$	(рад) <sup>2</sup>	Площадь фазового спектра сигнала от $\omega_1$ до $\omega_2$
35	$\int_{x_1}^{x_2} A(x) dx, \int_{y_1}^{y_2} A(y) dy,$ $\int_{z_1}^{z_2} A(z) dz$	$B^2$	Площадь амплитудных пространственных огибающих по координате $x$ или $y$ или $z$ в заданных пределах
36	$\int_{x_1}^{x_2} \varphi(x) dx, \int_{y_1}^{y_2} \varphi(y) dy,$ $\int_{z_1}^{z_2} \varphi(z) dz$	(рад) <sup>2</sup>	Площадь фазовых пространственных спектров по координате $x$ или $y$ или $z$ в заданных пределах
37	$\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} A(\alpha) d\alpha,$ $\int_{\beta_1}^{\beta_2} A(\beta) d\beta$	$B^2$	Площадь амплитудных пространственных спектров сигнала по пространственным частотам в заданных пределах
38	$\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} \varphi(\alpha) d\alpha,$ $\int_{\beta_1}^{\beta_2} \varphi(\beta) d\beta$	(рад) <sup>2</sup>	Площадь фазовых пространственных спектров по пространственным частотам в заданных пределах

Анализ таблицы позволяет определить взаимосвязь некоторых пространственно временных параметров, расширить и унифицировать функциональные связи групп данных параметров. Преимущественно в существующих информационных технологиях применяются параметры, определяемые из фазы входного сигнала. Чем сложнее сигнал, тем существеннее связи между параметрами, тем чувствительнее они к различного рода, преобразованиям, особенно в нестационарном канале.

Сложные сигналы не получили широкого распространения по ряду причин и главным образом из-за недостаточного прогноза процессов деформации тонкой фазовой структуры сигнала в канале от источника до приемника информации. Деформации

подвергается временная, пространственная, частотная и комплексная структуры сигнала. Кроме того, прием сигнала ведется без учета прогнозируемого расширения информационной емкости сигнала, скорости передачи и измененной базы сигнала. Одним из направлений исследований является построение методов анализа и синтеза сигналов с учетом расширенного информационного пространства. Управление не только базой излучаемого сигнала, но и объемом или сложностью сигнала, с целью оптимизации процедуры обработки, под конкретную задачу ТКС, составляют группу принципов соответствия и включают принципы: подчиненности, эффективности-экономичности, соответствия целей и ресурсов, согласованности теории информационного пространства потребностям ТКС и возможностям информационных технологий. Когда возможности ограничены, следует применять принцип комплексного использования информационных технологий (ИТ). Практическое применение этот принцип находит в системах мобильной связи третьего и четвертого поколений, когда ведущие центры по разработке мобильных телекоммуникаций и других мультимедийных технологий используют все перечисленные выше методы разделения каналов. Основным направлением развития в наращивании абонентной базы и возможностей ИТ является модернизация кодового разделения, к ним относятся программы: WCDMA, CDMA-2000, CDMAII, SCDMA, UTRA. В радиолокационных ТКС модернизация кодового разделения ведется в АИС [9-11].

Задача синтеза сигналов по множеству информационных параметров является краеугольным камнем. Интегро-дифференциальные преобразования прозрачны только для тональных сигналов. Поэтому в составе групп сигналов существующих ТКС можно встретить ограниченный набор сигналов: среди ЧМ сигналов ЛЧМ и его сочетания с различными значениями знака и производной функции, среди методов кодирования – коды Баркера и М-последовательности, Рида-Соломона, Голда и функций Уолша, различающиеся длительностью и частотным диапазоном, а также их комбинаций.

Следует констатировать факт, что методов разделения каналов по форме не достаточно для удовлетворения растущих потребностей. Известны системы шумоподобных сигналов: сверхширокополосные сигналы с использованием широтно-импульсного хаотического кодирования [9, 10], системы передачи и приема ин-

формации с использованием динамического хаоса [9, 11], системы передачи информации с пространственной обратной связью [12] и «прямо хаотические» системы сигналов и др. [11, 12].

Системный анализ потенциала таких сигналов позволил выделить основные, доступные информационные параметры, среди которых: параметры странного аттрактора, параметр Ляпунова, интервал раскорреляции, ширина спектра и др.

Поиски новых систем сигналов основаны на законе синергии, благодаря которому стало возможно получение эффектов превышающих простую сумму свойств явлений, входящих в систему сигналов. Способы поиска таких систем основаны на методах технического творчества, когда отдельные элементы создаваемой системы при функционировании вошли в такое взаимодействие, что обеспечили возникновение нового, сверхсуммарного положительного эффекта. На основе данного подхода создано и прошло апробацию более 30 способов обработки информации в ТКС различного назначения.

Как бы не была хороша та или иная система сигналов, она не может обеспечить эффективность решения широкого круга задач ТКС ИО. Поэтому, при проектировании ТКС следует определить цели, задачи, методы, процессы управления, законы и принципы построения, эффекты и явления, функции, технологии, технические решения, функциональную и организационную структуры, средства и методы, информационное и программное обеспечения, методы принятия решений и механизмы реализации решений и контроля, а также действия и развитие технологий противной стороны.

Однако самым трудным остаются синтез системы сигналов, базы, потенциального объема информации и методов их реализации.

Принципы, использующие вероятностный подход при проектировании ТКС, применяют методы введения расширенного информационного пространства в виде числа распознаваемых сигналов в допустимый диапазон мощностей принимаемого сигнала [13]

$$M_k = \log[(P_{k \max} + P_{\Pi}) / (P_{k \min} + P_{\Pi})] = \log(1 + q_c^2) = \log(1 + 2(\ln n_c - \ln P_{o.p.}) / (1 - P_{п.р.})),$$

где  $n_c$  – число распознаваемых сигналов;

$P_{o.p.}$  – вероятность ошибки при распознавании;

$P_{п.р.}$  – вероятность правильного решения при распознавании.

Подставляя полученное выражение в (1.2.17) с учетом (1.2.22) получим

$$V_c = 2\Delta f T_c^2 \omega_{max} [2L_x^2/(\lambda D)] \cdot [2L_y^2/(\lambda D)] N_3 \cdot \log[1 + 2(\ln n_c - \ln P_{o.p.})/(1 - P_{п.п.})] = N \log[1 + 2(\ln n_c - \ln P_{o.p.})/(1 - P_{п.п.})],$$

полагая участие параметров информационного пространства, как в энергетических соотношениях, так и в формировании объема  $V_c$  и сложности  $N_c$  информационной меры сигнала. Реализуемый вариант объема системы сигналов или сигнала предлагается назвать параметром сложности  $N_{ci}$  соответственно системы сигналов или сигнала.

В таблице 1.2.4 приведен принцип формирования требуемого объема системы сигналов и информационного объема для решения различных задач. В таблице по строкам даны параметры методов разделения каналов, а по столбцам сверху вниз – пределы от минимума до максимума значений параметров. Прохождение линий указывает на значения выбранных параметров, участвующих в формировании  $i$ -го коэффициента сложности  $N_{ci}$ .

Если траектории формируемых сигналы не пересекаются, значит, не имеют общих параметров и не мешают друг другу – ортогональны, а в случае пересечений – квазиортогональны, при этом влияние может быть сведено к минимуму выбором системы управления каждым параметром и параметром сложности в целом  $N_{ci}$ , например выбором иерархии подсистем протоколов информационного взаимодействия. Определяется необходимость и форма реализации синхронизации, оценивается помехоустойчивость при действии различных помех, синтезируется структура передающей, приемной и обеспечивающей аппаратуре, ведется распределение функции между программной и аппаратной частями, проводится учет преобразований и потерь при прохождении сигнала всех элементов аппаратуры и канала.

Известно, что эффективность согласованного фильтра прямо пропорциональна корню квадратному из базы сигнала. В соответствии рассмотренному принципу, вместо базы сигнала следует применять параметр сложности, а он на много порядков может быть больше базы сигнала, что не отражено в теории, но уже частично используется на практике: многократная модуляция и кодирование реализовано во всех технологиях мобильной связи третьего, четвертого поколения и станет основным в 5G. Выигрыш составит

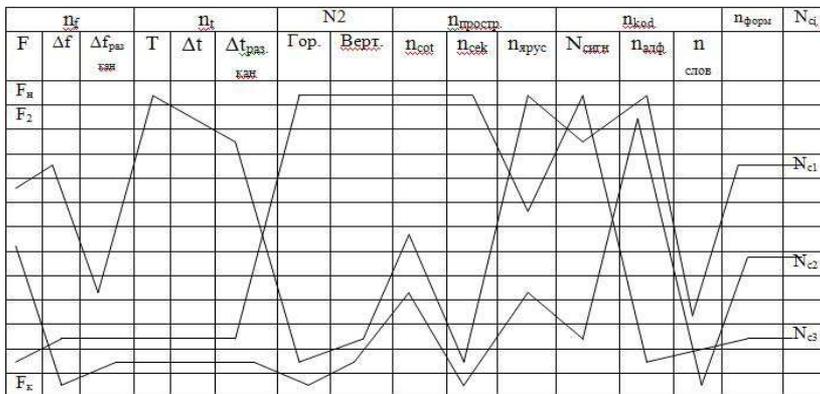
$$g = (N_{ci}/B)^{1/2}.$$

Таков потенциальный выигрыш, превышающий предел Шеннона, реализация которого требует изучения законов и прин-

ципов построения ТКС различного назначения. Требуется прогноз преобразований сигналов на всех этапах от источника до потребителя информации. Формирование математической модели требуется проводить, тщательно оценивая влияние различных эффектов и явлений на преобразования сигнала, в этих условиях недопустимы, используемые повсеместно, упрощенные представления эффектов: Доплера, отражений и взаимодействий волн. Формирование математических моделей таких преобразований удастся только для частных случаев, но даже в этих условиях возможно получения заявленного выигрыша за счет применения хорошо согласованных сигналов к каналам [7, 8].

Таблица 1.2.4

### Принцип формирования информационного пространства и объема сигнала



Условия (1.2.23) ÷ (1.2.26) должны быть соблюдены и для параметров табл. 1.2.4. В конечном итоге оценивается соответствие  $N_{ci}$  выполнению поставленной задачи. Проводится согласование работы ТКС по одновременно – и последовательно выполняемым задачам, учитываются специфические особенности задач ТКС и др. Поэтому обязательным законом построения ТКС и её информационного пространства является единство анализа и синтеза задачи построения ТКС, в которую входят: блок постановки задачи, блок имитации: систем обеспечения ТКС и её функций в виде замкнутой системы информационной технологии. Например, требуется синтез многопараметрического генера-

тора сигнала, линейной передающей части; прогноз канала распространения сигнала до объекта, преобразований при формировании отраженного сигнала, канала распространения отражённого сигнала; синтез преобразований в приемной части, состоящей из аппаратуры, производящей предварительную, первичную, вторичную и комплексную обработки; а также синтез требований от потребителей информации, системы высшего уровня. Которые оценивают результаты работы ТКС и принимают решения о выборе того или иного сценария выполнения задачи и контроля; методов реализации в ТКС указанных выше процедур или отказа от её использования. В этом случае проводятся корректуры задачи, требований, условий, состава аппаратуры, средств обеспечения, алгоритмов выработки рекомендаций на перенос решения задачи до изменения тактической ситуации и условий функционирования.

Принципы закона развития инерции, само зависимости, эластичности, непрерывности и стабилизации дополняют предыдущие для параллельного решения ТКС ряда задач, с учетом прогнозируемых временных, энергетических, вычислительных, экономических и др. ресурсов.

Даже в рамках решения одной задачи изменение условий требуют комплексного использования принципов функционирования: инвариантности, адаптации и оптимизации. Поэтому так важны принципы реализации ТКС – унификация стандартизация и модульность составных элементов её аппаратной и программной частей. Оптимальная адаптация работы системы в условиях конкурирующих требований к работе ТКС, управление качеством результатов работы с оценкой затрат для их достижения и принятия решения о целесообразности применения и изменении решений с прогнозом последствий принятых решений. Законы и принципы позволяют синтезировать информационные технологии (ИТ) в реальном масштабе времени, для этого проводятся:

- анализ соответствия параметров существующих ИТ ТКС требуемым и потенциально возможным параметрам, при решении конкретных задач;

- выбор сигналов, систем сигналов и анализ их как переносчиков информации: методы разделения каналов по извлечению, обмену, преобразованию и сохранению информации;

– построение с максимально возможной точностью математической модели их использования, для учета влияния различных эффектов и явлений;

– определение границ точности измерений различных параметров для тех или иных способов измерений;

– анализ путей решения согласованного построения функциональной, структурной схем и программного обеспечения ТКС;

– систематизация и унификация: задач, структур, методов и процедур обработки информации;

– применение методов оптимизации, принципа адаптации и построение системы управления качеством информационного обеспечения.

Информационные технологии и основные принципы построения ТКС позволяют сформировать, организовать и управлять информационным обеспечением деятельности системы высшего уровня, для которой и предназначена ТКС. Для этого требуется цели разложить на задачи и подзадачи, последние представить в виде набора функций, а систему в виде структур (функциональную и управления). Далее описать процессы управления, методы разработки решений, правила их выполнения и контроля, опираться на законы и принципы, учитывая возможность реализации в сложившихся условиях, контролировать эти условия, прогнозировать их, а так же исследовать эффекты и явления сопутствующие решению данных задач.

Через все этапы данной технологии проходит информация. Параметры и характеристики информации должны соответствовать основным принципам и системе показателей, включающей своевременность, актуальность, полноту, релевантность, толерантность, глубину, достоверность, адекватность, целостность, безопасность и др. Для того чтобы эффективно управлять сложными информационными процессами в ТКС нужны автоматизированные системы управления качеством информационного обеспечения СВУ. Рассмотренное в данной работе представление информационного пространства позволяет на основе известных принципов и законов организовать гибкую адаптивную систему надежного функционирования ТКС по обеспечению высокого качества информационного обеспечения СВУ.

Одним из важнейших критериев надёжности ТКС связи – обеспечение требуемого качества передачи информации. Пере-

чень основных критериальных показателей ТКС связи приведен на таблице 1.2.5 и включает пропускную способность узлов и рибер, время задержки передачи информации, соотношение объема полезной и служебной информации, время прогнозирования с учетом динамики изменения трафика в течение суток, по сезонам, времени построения маршрута и времени его удержания, вычислительная сложность методов управления в пространственно-распределенной подсистеме, параметры контроля и способы оповещения пользователя о надежности процесса маршрутизации, услугах и их стоимости.

В табл. 1.2.5 введены следующие обозначения:

- $V$  – скорость передачи информации;
- $C$  – пропускная способность канала;
- $F_k$  – ширина полосы канала радиосвязи;
- $\Delta F$  – частотный диапазон СС;
- $s/n_0$  – энергетический показатель;
- $N$  – количество секторов;
- $S$  – общая площадь обслуживания;
- $K$  – количество каналов;
- $\Delta t$  – интервал времени;
- BER – вероятность ошибки;

Таблица 1.2.5

**Основные качественные характеристики ТКС связи**

$\begin{matrix} \text{Э}_i \\ \text{Э}_j \end{matrix}$	$V$ , [м/с]	$C$ , [бит/с]	$F_k$ , [Гц]	$\Delta F$ , [Гц]	$s/n_0$	$N$	$S$ , [м <sup>2</sup> ]	$K$	$\Delta t$ , [с]	BER
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$V$ , [м/с]	$\text{Э}_{11}$	$\text{Э}_{12}$	$\text{Э}_{13}$	$\text{Э}_{14}$	$\text{Э}_{15}$	$\text{Э}_{16}$	$\text{Э}_{17}$	$\text{Э}_{18}$	$\text{Э}_{19}$	$\text{Э}_{110}$
$C$ , [бит/с]	$\text{Э}_{21}$	$\text{Э}_{22}$	$\text{Э}_{23}$	$\text{Э}_{24}$	$\text{Э}_{25}$	$\text{Э}_{26}$	$\text{Э}_{27}$	$\text{Э}_{28}$	$\text{Э}_{29}$	$\text{Э}_{210}$
$F_k$ , [Гц]	$\text{Э}_{31}$	$\text{Э}_{32}$	$\text{Э}_{33}$	$\text{Э}_{34}$	$\text{Э}_{35}$	$\text{Э}_{36}$	$\text{Э}_{37}$	$\text{Э}_{38}$	$\text{Э}_{39}$	$\text{Э}_{310}$
$\Delta F$ , [Гц]	$\text{Э}_{41}$	$\text{Э}_{42}$	$\text{Э}_{43}$	$\text{Э}_{44}$	$\text{Э}_{45}$	$\text{Э}_{46}$	$\text{Э}_{47}$	$\text{Э}_{48}$	$\text{Э}_{49}$	$\text{Э}_{410}$
$s/n_0$	$\text{Э}_{51}$	$\text{Э}_{52}$	$\text{Э}_{53}$	$\text{Э}_{54}$	$\text{Э}_{55}$	$\text{Э}_{56}$	$\text{Э}_{57}$	$\text{Э}_{58}$	$\text{Э}_{59}$	$\text{Э}_{510}$

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
$N$	$\mathfrak{E}_{61}$	$\mathfrak{E}_{62}$	$\mathfrak{E}_{63}$	$\mathfrak{E}_{64}$	$\mathfrak{E}_{65}$	$\mathfrak{E}_{66}$	$\mathfrak{E}_{67}$	$\mathfrak{E}_{68}$	$\mathfrak{E}_{69}$	$\mathfrak{E}_{610}$
$S, [\text{км}^2]$	$\mathfrak{E}_{71}$	$\mathfrak{E}_{72}$	$\mathfrak{E}_{73}$	$\mathfrak{E}_{74}$	$\mathfrak{E}_{75}$	$\mathfrak{E}_{76}$	$\mathfrak{E}_{77}$	$\mathfrak{E}_{78}$	$\mathfrak{E}_{79}$	$\mathfrak{E}_{710}$
$K$	$\mathfrak{E}_{81}$	$\mathfrak{E}_{82}$	$\mathfrak{E}_{83}$	$\mathfrak{E}_{84}$	$\mathfrak{E}_{85}$	$\mathfrak{E}_{86}$	$\mathfrak{E}_{87}$	$\mathfrak{E}_{88}$	$\mathfrak{E}_{89}$	$\mathfrak{E}_{810}$
$\Delta t, [\text{с}]$	$\mathfrak{E}_{91}$	$\mathfrak{E}_{92}$	$\mathfrak{E}_{93}$	$\mathfrak{E}_{94}$	$\mathfrak{E}_{95}$	$\mathfrak{E}_{96}$	$\mathfrak{E}_{97}$	$\mathfrak{E}_{98}$	$\mathfrak{E}_{99}$	$\mathfrak{E}_{910}$
BER	$\mathfrak{E}_{101}$	$\mathfrak{E}_{102}$	$\mathfrak{E}_{103}$	$\mathfrak{E}_{104}$	$\mathfrak{E}_{105}$	$\mathfrak{E}_{106}$	$\mathfrak{E}_{107}$	$\mathfrak{E}_{108}$	$\mathfrak{E}_{109}$	$\mathfrak{E}_{1010}$

В таблице включен расширенный спектр параметров, среди которых есть и известные качественные характеристики, например  $\mathfrak{E}_{51} = \beta = \frac{V}{s/n_0}$  – энергетическая эффективность;

$\mathfrak{E}_{31} = \gamma = V/F_k$  – частотная эффективность;  $\mathfrak{E}_{21} = \eta = V/C$  – информационная эффективность;  $\mathfrak{E}_{41} = V/\Delta F$  – средняя частотная эффективность;  $\mathfrak{E}_{61} = V/N$  – средняя скорость передачи информации в секторе, а также ранее не получившие широкого распространения:  $\mathfrak{E}_{71} = V/S$  – скорость передачи информации на единицу площади;  $\mathfrak{E}_{81} = V/K$  – средняя скорость передачи информации в канале;  $\mathfrak{E}_{91} = V/\Delta t$  – ускорение скорости передачи информации.

### Выводы

1. Рассмотрены классификация и технологий многоканальных телекоммуникационных систем (ТКС). Приведены основные недостатки и тенденции их развития.

2. Уточнены основные математические модели сигналов и процессов преобразований на различных участках канала передачи информации и приведены:

- обобщенная модель меры информации;
- расширенное пространство параметров сигналов;
- качественные характеристики и параметры сигналов, каналов и ТКС.

3. Предложен принцип формирования параметрического и информационного пространства.

4. Предложено в ТКС использовать широкополосные технологии.

## Глава 2. ОСОБЕННОСТИ СИСТЕМ СВЯЗИ С ШИРОКОЙ ПОЛОСОЙ

### 2.1. Принципы многоканальной связи и распределения информации по форме канальных сигналов

Многоканальная связь возможна, когда пропускная способность совместно используемого оборудования больше суммарной информационной производительности всех источников. При этом ресурсы линии связи должны быть некоторым образом распределены между пользователями.

На рисунке 2.1.1 изображена упрощенная схема передающей и приемной частей многоканальной системы передачи информации (СПИ), предназначенной для передачи в одном направлении.

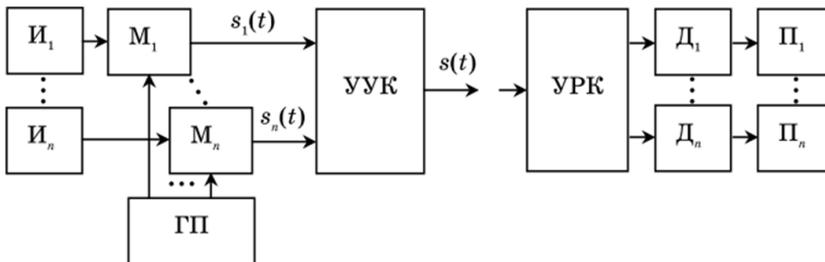


Рис. 2.1.1. Упрощенная схема многоканальной СПИ:

$I_1, \dots, I_n$  – источники информации (сообщений); ГП – генераторы поднесущих;  $M_1, \dots, M_n$  – каналные модуляторы; УУК – устройство уплотнения каналов; УРК – устройство разделения каналов;  $D_1, \dots, D_n$  – каналные демодуляторы;  $P_1, \dots, P_n$  – получатели сообщений

Операция уплотнения каналов – это обычное суммирование канальных сигналов

$$S(t) = \sum_{j=1}^n s_j(t).$$

Для разделения каналов, как правило, применяются линейные устройства. Считают, что в приемнике происходит разделение канальных сигналов без возникновения межканальных помех, если выполняется следующее условие: при любых значениях сообщений, передаваемых в каналах, напряжение на  $j$ -м выходе линейного устройства разделения каналов равно нулю тогда и только тогда, когда  $S_j(t) = 0$ .

Известно, что для выполнения этого условия необходимо и достаточно, чтобы система  $n$  функций, описывающих канальные сигналы, была линейно независимой при любых значениях передаваемых сообщений.

Если выполняется лишь это условие, устройство разделения каналов может оказаться достаточно сложным.

Поэтому обычно выдвигают еще одно, дополнительное требование: канальные сигналы должны быть к тому же попарно ортогональны

$$\int_{-\infty}^{+\infty} s_j(t) \cdot s_k(t) dt = \begin{cases} E_j, & j=k \\ 0, & j \neq k \end{cases}, \quad (2.1.1)$$

где  $E_j$  – энергия  $j$ -го канального сигнала.

Типовые примеры обеспечения ортогональности канальных сигналов:

1. Канальные сигналы не перекрываются во времени. Условие (2.1.1) здесь выполняется, так как при любом  $t$  подынтегральное выражение равно нулю при  $j \neq k$ . Это метод временного разделения каналов (ВРК).

2. Спектры канальных сигналов не перекрываются на оси частот. Условие (2.1.1) здесь выполняется для спектров, следовательно, и для функций времени. Это метод частотного разделения каналов (ЧРК).

3. Для случая одновременной передачи канальных сигналов (перекрываются во времени) в общей полосе частот (их спектры также перекрываются), взаимная ортогональность сигналов обеспечивается различием их по форме.

Устройство разделения каналов по форме – это набор  $n$  параллельно включенных корреляционных приемников или согласованных фильтров, на входы которых подается принимаемый групповой сигнал. В каждом приемнике весовая функция  $w(t)$  совпадает по форме с соответствующим канальным сигналом, поэтому он реагирует лишь на сигнал данного канала. Такой метод называется многоканальной передачей с разделением по форме сигналов.

Все рассмотренные методы разделения и соответствующие им методы объединения могут использоваться как при передаче многоканального сообщения через один передатчик центральной станции (ЦС), так и при использовании каждым абонентом своего передатчика, что имеет место в системах типа «каждый с каждым». При этом групповой сигнал в передатчике ЦС или сигнал на входе приемника в системах типа «каждый с каждым» формируется путем линейного суммирования абонентских сигналов.

Интересен ещё один метод объединения – комбинационный, который может использоваться только в системах с ЦС. Абоненты должны иметь дискретные источники, например, двоичные. При этом все источники должны работать синхронно на одинаковых или кратных скоростях. Групповой сигнал является отображением комбинаций символов источников.

Очень важной характеристикой является свободный доступ абонентов в систему, когда абоненты могут связываться по мере необходимости. Этот принцип реализуется в системе типа «каждый с каждым», а также при других способах организации связи, в том числе при использовании спутника-ретранслятора [14, 15]. В общем случае организация обмена сообщениями в группе радиостанций называется многостанционным доступом (МСД). Задача МСД сводится к минимизации взаимных помех между сигналами различных станций, а также к оперативности установления контактов, удобству вхождения в связь, повышению эффективности использования спектра, энергетики, времени и т.д.

В настоящее время многоканальные радиотехнические системы (РТС), использующие разделение каналов по форме сигналов (РКФ) обычно предназначаются для передачи цифровой информации. Чаще всего источники вырабатывают только два возможных символа: 1 и 0. В принципе могут использоваться и  $m$ -ичные источники.

В системах с РКФ двоичные символы информации 1 и 0 передаются с использованием множества сигналов  $S_i(t)$ , где  $i$  – номер абонента,  $i = \overline{1, K}$ ,  $K$  – число абонентов, объединенных в систему. В общем случае сигналы различных абонентов должны быть попарно ортогональны на интервале длительности двоичных символов  $T$ :

$$\int_0^T S_i(t) \cdot S_j(t) dt = 0, \text{ где } i \neq j, \quad i, j = \overline{1, K}. \quad (2.1.2)$$

Передача символов сообщения с помощью сигналов  $S_i(t)$  показывает, что это сообщение предназначено  $i$ -му абоненту, т.е. сигнал  $S_i(t)$  является одновременно и адресом сообщения. Поэтому системы с РКФ часто называют адресными системами. Сигналы  $S_i(t)$  часто формируют в виде двоичных кодовых последовательностей. Вследствие этого разделение каналов по форме сигналов иногда называют кодовым разделением каналов (КРК).

Разделение по форме может использоваться как в системах с центральной станцией (при централизованном объединении сигналов абонентов), так и в автономных многоканальных системах. В системах с ЦС все источники информации работают синхронно, существует временная синхронизация между ними, и такие системы называют синхронными адресными. При автономном объединении сигналов абоненты работают по принципу «каждый с каждым», необходимости в синхронизации источников информации по времени и частоте нет, и такие системы называют асинхронными адресными системами связи (ААСС). В синхронных адресных системах можно обеспечить высококачественную работу большого количества абонентов, но необходимость их синхронизации обуславливает сложность всей системы и организации связи. Асинхронные адресные системы связи обеспечивают одновременную работу большого количества абонентов, разбросанных по значительной территории, но качество связи в них хуже. На вход приемника приходят сигналы абонентов, работающих в данный момент времени с различными случайными временными сдвигами, и условие ортогональности между сигналами абонентов обычно нарушается:

$$\int_0^T S_i(t) \cdot S_j(t + \tau_j) dt \neq 0.$$

так как невозможно выбрать большой ансамбль сигналов, которые были бы ортогональны при любых временных сдвигах. Отсутствие ортогональности приводит к тому, что на выходе приемника наряду с полезным сигналом будут присутствовать отклики сигналов других, работающих в данный момент времени, абонентов. Эти отклики создают дополнительные помехи, которые называются внутрисистемными.

Внутрисистемные помехи появляются вследствие нарушения ортогональности между сигналами «своего» и других абонентов, их иногда называют шумами неортогональности. Наличие внутрисистемных помех является основным недостатком ААСС. Этим они отличаются от синхронных адресных систем, в которых можно обеспечить ортогональность сигналов всех абонентов, а внутрисистемные помехи свести до уровня аппаратурных погрешностей.

ААСС обеспечивает простоту организации связи, и они, как многоканальные автономные системы, могут использоваться тогда, когда использование ЦС невозможно по некоторым причинам, как-то: случайное размещение абонентов на большой территории, движение абонентов с относительно большой скоростью, необходимость обеспечения живучести системы.

В системах с РКФ сигналы различных абонентов передаются одновременно в общей полосе частот, равной полосе частот системы. Ширина спектра сигналов  $F$  оказывается намного больше ширины спектра сообщения  $F_{\text{сооб}}$ . Сигналы, используемые в системах с РКФ, являются сложными, т.е. имеют большую базу:  $B = FT = F/F_{\text{сооб}} \gg 1$ .

Величина базы сигналов определяет возможное число ортогональных сигналов, т.е. объем ансамбля сигналов. При объединении в систему числа абонентов  $K \gg 1$  потребуется большое число возможных сигналов, равное приблизительно  $K$ , т.е. необходимо использовать сигналы с базой  $B \gtrsim K$ . Все сигналы выбранного ансамбля должны формироваться с использованием определенных правил и удовлетворять условию ортогональности (2.1.2) или почти ортогональности:

$$\frac{1}{E} \int_0^T S_i(t) \cdot S_j(t) dt \ll 1,$$

где  $E$  – энергия сигнала  $S(t)$ .

Как при ЧРК, в синхронных системах имеет место неэффективное использование мощности передатчика. В приемнике после демодуляции по несущей частоте стоят демодуляторы канальных сигналов, которые строятся как оптимальные приемники различения двух сигналов с использованием корреляторов. На корреляторы подаются адресные сигналы, формируемые специальными генераторами. Генераторы копий адресных сигналов синхронизируются синхросигналом так, чтобы их начало совпадало с началом соответствующих адресных сигналов на входе приемника (синхронизация по времени). Кроме того, синхросигнал используется для формирования специальных сигналов, необходимых для работы корреляторов. Синхросигнал формируется из принимаемого сигнала специальным устройством – синхронизатором. Наличие синхронизации работы всех абонентов ограничивает возможности синхронных адресных систем, например, абоненты должны работать на одинаковых или кратных скоростях, что возможно при работе их из одного пункта. Такие же требования предъявляются к системам с ВРК.

В ААСС передатчик и приемник обычно используются одним абонентом, и на выходе модулятора несущей частоты в передатчике действует канальный сигнал одного источника. Пикфактор сигнала на входе модулятора будет определяться одним адресным сигналом. Для повышения эффективности использования мощности передатчика сигналы выбираются так, чтобы обеспечить минимальный пикфактор канального сигнала. В этих системах синхронизация работы всех абонентов отсутствует, но необходима синхронизация работы генераторов адресного сигнала в передатчике и приемнике.

Повысить эффективность использования средней мощности передатчика в многоканальных системах можно, используя комбинационное объединение сигналов. Комбинационный принцип обычно применяется при объединении синхронных двоичных сигналов. Канальные сигналы определяются комбинациями символов всех  $K$  объединяемых источников. Таких комбинаций всего  $2^k$ , и каждой комбинации должен соответствовать свой сигнал.

При комбинационном объединении фактически используются многопозиционные сигналы, при которых символы одного двоичного сообщения объединяются в группы по  $k$  символов.

К настоящему времени комбинационное объединение реализовано только применительно к узкополосным системам при малом числе объединяемых сигналов. Основным препятствием на пути широкого использования комбинационного объединения до настоящего времени была ограниченность ансамбля ортогональных сигналов, существующая в рамках узкополосных систем (напомним, что объем ансамбля ортогональных сигналов определяется базой сигналов).

## 2.2. Основные характеристики сигналов в РТС с РКФ

Сигналы с большой базой, используемые при РКФ, различаются между собой только по форме (по структуре). Их прием возможен с использованием корреляторов или согласованных фильтров [16-18].

На вход коррелятора подается смесь полезного сигнала  $S_k(t)$ , мешающих сигналов без учёта доплеровской дисперсии (узкополосное приближение)  $a_p S_p(t - \tau_p)$  и шума  $n(t)$ :

$$y(t) = S_k(t) + \sum_{p=1}^{k_0} a_p S_p(t - \tau_p) + n(t). \quad (2.2.1)$$

Генератор копии сигнала формирует сигнал  $S_k(t)$ , который совпадает по форме с полезным сигналом на входе приемника с точностью до фазы высокочастотного заполнения. Следует также подчеркнуть, что эти сигналы синхронизированы во времени. Такая ситуация характерна для когерентного приема. Мешающие сигналы других абонентов ( $p \neq k$ ) приходят на вход приемника со случайными амплитудами  $a_p$  и временем задержки  $\tau_p$ .

Обработка принимаемого сигнала (2.2.1) в приемном устройстве состоит, во-первых, в перемножении с копией сигнала  $S_k(t)$  и, во-вторых, в последующем интегрировании полученного произведения на интервале длительности сигнала  $T$ .

Можно записать

$$U_{\text{аио}} = \int_0^T S_k^2(t) dt + \sum_{p=1, p \neq k}^{k_0} a_p \int_0^T S_p(t - \tau_p) S_k(t) dt + \int_0^T n(t) S_k(t) dt.$$

В этом выражении, кроме полезной составляющей  $\int_0^T S_k^2(t) dt = E_k$ , равной энергии полезного сигнала на входе приемника, содержится шумовая составляющая  $\int_0^T n(t) S_k(t) dt$  и помеховая

$$\sum_{p=1}^{k_0} a_p \int_0^T S_p(t - \tau_p) S_k(t) dt, \quad p \neq k.$$

Помеховая составляющая характеризует внутрисистемные помехи и определяется значениями взаимной корреляционной функции (ВКФ) между полезным и мешающим сигналами при случайной задержке  $\tau_p$ :

$$R_{kp}(\tau_p) = \int_0^T S_k(t) S_p(t - \tau_p) dt.$$

Считается, что помехоустойчивость определяется базой сигналов, но не зависит от их корреляционных функций. Это объясняется введением предположения, что внутрисистемные помехи нормализуются, а их спектральная плотность мощности в общей полосе частот принята равномерной. Ни то, ни другое предположение не выполняется и корреляционные характеристики систем сигналов являются определяющими при решении вопроса о помехоустойчивости передачи информации в ААСС.

В качестве набора канальных сигналов можно использовать любую известную из курса математики систему ортогональных функций (функции Эрмита, Лагерра, Чебышева и т. п.), но все эти функции имеют довольно сложную форму. Поэтому на практике используется более простой вариант метода, когда в качестве канальных сигналов применяются импульсы с дискретной модуляцией – манипулированные по фазе, амплитуде и частоте, причем закон модуляции каждого канального сигнала задается индивидуальной двоичной кодовой комбинацией. При АМ двоичная последовательность представляется в виде последовательности 1 и 0, а при ФМ – двоичная последовательность должна быть преобразована в последовательность символов +1 и -1. В таком виде метод получил название кодового разделения каналов (КРК).

Сигналы с дискретной частотной модуляцией, называемые также дискретно-частотными сигналами (ДЧ – сигналы), получаются в результате скачкообразного изменения частоты несущей по какому-то закону в заданном диапазоне частот. Закон, или программа перестройки частоты, известен на передающей и приемной сторонах.

Сигнал длительностью  $T$  состоит из  $M$  элементов, каждый из которых передается на своей частоте. Обычно используются  $M$  частот и  $M$  временных позиций, элементов сигнала. Основным преимуществом ДЧ-сигнала является получение большой базы при относительно небольшом числе элементов.

В интервале времени  $T$  укладывается  $M$  временных элементов; каждый элемент длительности  $T/M$  передается на своей частоте, ширина спектра при этом равна  $F_1 = 1/T = M/T$ .

Весь сигнал имеет спектр в  $M$  раз шире, так как используется  $M$  различных частот:  $F = M \cdot F_1$ . База ДЧ-сигнала

$$B = M \cdot F_1 \cdot T = M \frac{M}{T} T = M^2.$$

При числе элементов  $M = 10$  база сигнала будет равна  $B = 100$ , а для получения базы  $B = 10^3$  следует использовать сигнал, состоящий примерно из 30 элементов.

При ограничении выбросов ВКФ и боковых выбросов КФ значением  $1/M$  объем ансамбля сигналов будет небольшим – порядка  $M$ . Увеличение объема ансамбля приведет к увеличению боковых выбросов КФ. Однако благодаря положительному свойству обеспечивать большую базу при относительно небольшом числе элементов ДЧ-сигналы привлекают внимание специалистов. Основной проблемой, которая требует своего разрешения является получение большого ансамбля сигналов с «хорошими» корреляционными свойствами.

Для увеличения объема ансамбля с сохранением корреляционных свойств используются комбинированные методы модуляции, например, частотная и фазовая, частотная и амплитудная и т.д. Для получения ДЧ-ФМ сложного сигнала каждый элемент ДЧ-сигнала манипулируется по фазе псевдослучайной двоичной последовательностью (ПСП) длиной  $N$ . База сигнала будет  $B = M^2 \cdot N$ , при этом следует ожидать значительного уменьшения значений боковых выбросов.

Итак, в ААСС наибольшее применение находят ФМ сложные сигналы. Поэтому дальнейшее изложение будет касаться двоичных последовательностей, состоящих из элементов +1 и -1. Будут рассмотрены последовательности, которые при относительной простоте генерации позволяют обеспечить большие базы и большие ансамбли с «хорошими» корреляционными свойствами.

В одноканальной СПИ с ФМ для передачи каждого бита от источника используется радиоимпульс прямоугольной формы, начальная фаза которого определяется значением этого бита, например,  $0^\circ$  при передаче единицы и  $180^\circ$  при передаче нуля. Длительность этого информационного импульса  $\tau_{\text{и}} = 1/V$ , где  $V$  – скорость передачи, бит/с. Ширина спектра такого сигнала примерно равна  $\Delta f \approx 2/\tau_{\text{и}} = 2V$  (для случая соблюдения узкополосного приближения аппроксимации доплеровской дисперсии). При малой скорости передачи сигнал занимает узкую полосу частот.

В многоканальной СПИ для организации кодового разделения каналов каждый канальный информационный импульс разбивается на  $B$  частей равной длины ( $B$  импульсов-чипов). Для каждого канала раз и навсегда задана  $B$ -разрядная двоичная последовательность, определяющая закон внутриимпульсной фазовой модуляции, причем элементы этой последовательности можно обозначить как +1 и -1. Далее каждый элемент сигнала умножается на соответствующий элемент последовательности, то есть остается без изменений, если множитель равен +1 и инвертируется в случае -1.

В итоге ширина спектра канального сигнала увеличивается в  $B$  раз по сравнению с традиционным методом передачи без внутриимпульсной модуляции, так как теперь сигнал фактически состоит из более коротких импульсов.

Все канальные сигналы передаются одновременно в одной и той же полосе частот. Каждому канальному сигналу присваивается своя двоичная последовательность, определяющая закон внутриимпульсной ФМ, так, чтобы сигналы всех каналов были взаимно ортогональны.

Два канальных ФМ сигнала ортогональны, если в двоичных последовательностях, определяющих законы их внутриимпульсной ФМ, число совпадающих элементов равно числу несовпадений. Например, если одному из каналов присвоена последова-

тельность  $+1, -1, -1, +1, -1, +1, +1, -1$ , то другим каналам можно присвоить, допустим, такие последовательности:

$+1, -1, +1, -1, -1, +1, -1, +1$

$+1, -1, -1, +1, +1, -1, -1, +1$

Максимальное число ортогональных последовательностей равно  $B$ , следовательно, именно таково количество каналов, работающих без взаимных помех.

Так как в системах дискретного кодового разделения каналов не предусматривается взаимная синхронизация каналов, т.е. модулирующие последовательности в разных каналах произвольно сдвинуты во времени, это может привести к нарушению их ортогональности и явиться причиной межканальных помех.

Для формирования сложных сигналов используются ортогональные и квазиортогональные двоичные последовательности.

Ортогональные последовательности (Уолша, Хаара, Радемахера и др.) имеют небольшой ансамбль, равный или меньший их длине, и ортогональность только в точке, т.е. при нулевом сдвиге. Их взаимные корреляционные функции имеют большие боковые выбросы. В связи с этим ортогональные последовательности для систем со свободным доступом при разделении по форме находят очень ограниченное применение: их использование возможно только в синхронных адресных системах, а также при комбинационном объединении.

В системах со свободным доступом используются двоичные сигналы, имеющие минимальные боковые выбросы [19]. Такие последовательности называются квазиортогональными. Среди квазиортогональных сигналов наибольшее применение нашли так называемые  $M$ -последовательности.

$M$ -последовательности имеют хорошие периодические корреляционные функции: боковые выбросы ПКФ принимают одно значение, равное  $-1$ . Все это обусловило широкое применение  $M$ -последовательностей и глубокое изучение их свойств.  $M$ -последовательности позволяют получать большие объёмы ансамблей:  $L = 2^{2^{m-1}} - m$ , однако это сопряжено с трудностями, связанными с определением вида нелинейной обратной связи. Кроме того, нелинейный характер обратной связи приводит к значительным трудностям при их исследовании. Только этим можно объяснить очень скудные сведения об этих последовательностях.

## 2.3. Особенности применения шумоподобных сигналов

Важным параметром системы с использованием шумоподобных сигналов (ШПС-системы) является (processing gain) – выигрыш при обработке ( $BO$ ), определяющий степень улучшения отношения сигнал/шум при преобразовании полученного приемником шумоподобного сигнала (ШПС) в требуемый информационный сигнал. Эта процедура получила название сжатия или дераспределения (dispreading). Согласно классическому определению,  $BO$  равен:

$$BO = 10 \text{ Lg} [C_k / C_u].$$

где  $C_k$  – частота следования чипов псевдослучайной последовательности, чип/с;

$C_u$  – скорость передачи информации, бит/с.

По этому определению система, которая имеет скорость передачи информации 1 Мбит/с и частоту следования чипов 11 Мчип/с (а значит, каждый бит информации кодируется псевдослучайной последовательностью из 11 битов), будет иметь  $BO$ , равный 10,41 дБ. Полученный результат показывает, что работоспособность системы передачи информации сохранится с тем же коэффициентом BER, если полезный сигнал на входе уменьшится на 10,41 дБ.

В обычных коммерческих шумоподобных радиомодемах наибольшее значение зачастую уделяется скорости передачи информации, а не скрытности или помехоустойчивости. Поскольку инструкциями Федеральной комиссии по связи в США для подобных устройств предусмотрено минимальное значение  $BO = 10$  дБ, а также выделена минимально допустимая ширина полосы частот одного канала (что накладывает ограничения на максимальную частоту следования чипов  $C_k$ ), то длина псевдослучайной кодовой последовательности должна быть не менее 10 чипов на бит. Обычно для выполнения этого условия используется код Баркера длиной 11 чипов. Если увеличить длину кодовой последовательности до 64 чипов на бит (это максимально возможная длина для известного процессора ШПС Z87200 фирмы Zilog), то при той же частоте следования чипов 11 Мчип/с выигрыш при

обработке будет  $10Lg(64) = 18,06$  дБ, а скорость передачи информации уменьшится в  $64:11 = 5,8$  раза.

Для использования в ШПС-системе кодовые последовательности должны обладать определенными математическими и другими свойствами, основные из которых – хорошие автокорреляционные и взаимокорреляционные свойства. Кроме того, кодовая последовательность должна быть сбалансирована, то есть число единиц и нулей в ней должно отличаться не более чем на один символ. Последнее требование важно для исключения постоянной составляющей информационного сигнала.

В итоге приемник сравнивает полученную кодовую последовательность с точной ее копией, хранящейся в памяти. Когда он обнаруживает корреляцию между ними, то переходит в режим приема информации, устанавливает синхронизацию и начинает операцию декодирования полезной информации. Любые частичные корреляции могут привести к ложному срабатыванию и нарушению работы приемника, вот почему кодовая последовательность должна обладать хорошими корреляционными свойствами.

Для высокоскоростных ШПС-систем, предназначенных скорее для передачи информации, чем для кодового разделения каналов, обычно используются коды Баркера, обладающие хорошими автокорреляционными свойствами. С помощью компьютерного моделирования были найдены так называемые коды Уилларда, которые при той же длине, что и коды Баркера, обладают иногда лучшими корреляционными свойствами. Кодовые последовательности Баркера длиной более 13 символов неизвестны, поэтому для получения большего  $BO$ , высокой помехоустойчивости, а также для кодового разделения каналов используют последовательности большей длины, значительную часть которых образуют  $M$ -последовательности.

Одними из наиболее известных фазоманипулированных сигналов являются сигналы, кодовые последовательности которых имеют максимальную длину или  $M$ -последовательности. Для построения  $M$ -последовательностей обычно используют регистры сдвига или элементы задержки заданной длины. Длина  $M$ -последовательности равна  $2N-1$ , где  $N$  – число разрядов регистра сдвига. Различные варианты подключения выходов разрядов к цепи обратной связи дают некоторый набор последовательностей.

В результате исследований выяснилось, что M-последовательность длиной 15 символов обладает худшими автокорреляционными свойствами, чем последовательность Баркера длиной 13 символов.

M-последовательность имеет несколько больших боковых пиков, что может значительно ухудшить приемные качества ШПС-системы, а иногда может привести к ложному обнаружению сигнала.

Таким образом, короткие M-последовательности значительно уступают последовательностям Баркера по автокорреляционным свойствам, несмотря на лучший баланс нулей и единиц.

Из наиболее известных систем, использующих M-последовательности, можно назвать подвижную систему связи с кодовым разделением (Code Division Multiple Access (CDMA)) IS-95 и систему глобальной навигации GPS. В системе CDMA IS-95 применяются три кодовых последовательности. Первая из них, предназначенная для синхронизации работы всего оборудования, обладает переменной длиной  $N = (32 \div 131)10^3$  символов. Вторая M-последовательность обладает максимальной длиной  $N = 2^{42} - 1$  и используется для идентификации абонентских станций со стороны базовой станции. Третья последовательность используется для передачи полезной информации между базовой и абонентской станциями и представляет собой одну из последовательностей Уолша.

Последовательности Уолша (в их качестве выступают строки или столбцы матрицы Адамара) обладают свойством ортогональности по отношению друг к другу. С математической точки зрения, ортогональность означает, что при отсутствии временного сдвига между последовательностями Уолша, их скалярное произведение равно нулю. С радиотехнической точки зрения, это позволяет устранить взаимные помехи при передаче информации от базовой станции к нескольким абонентским и тем самым резко повысить пропускную способность системы связи. Данное преимущество ортогональности имеем место только в случае точной синхронизации передачи последовательностей всем абонентам. Точная синхронизация базовых и абонентских станций CDMA IS-95 осуществляется главным образом с помощью глобальной навигационной системы GPS. Кроме последовательностей Уолша в

системах связи используются другие ортогональные последовательности: последовательности Диджилок и Стиффлера.

Кроме  $M$ -последовательностей в системах связи нашли применение составные кодовые последовательности, представляющие собой комбинации  $M$ -последовательностей с некоторыми специфическими свойствами. Наиболее распространенными являются последовательности Гоулда. Они формируются с помощью простого генератора последовательностей на основе двух регистров сдвига одинаковой разрядности и обладают по отношению к  $M$ -последовательностям двумя достоинствами. Во-первых, генератор кодовых последовательностей, построенный на основе двух регистров сдвига длиной  $N$  каждый, может генерировать кроме двух исходных  $M$ -последовательностей еще  $N$  последовательностей длиной  $2N - 1$ , то есть значительно расширяется число генерируемых кодовых последовательностей. Во-вторых, коды Гоулда могут быть выбраны так, что ВКФ для всех получаемых от одного генератора кодовых последовательностей будет одинаковой, а величина ее боковых пиков ограничена.

Для  $M$ -последовательностей нельзя гарантировать, что боковые пики ВКФ не будут превосходить определенную заданную величину. Кодовые последовательности Гоулда также применяются в глобальных системах навигации, например в GPS. Так называемый "грубый" код (C/A – clear/acquisition) использует последовательность Гоулда длиной 1023 символа, передающуюся с тактовой частотой 1,023 МГц. Точный же код (P – precision), доступ к которому имеют военные и специальные службы, использует сверхдлинную составную последовательность с периодом повторения 267 дней и тактовой частотой 10,23 МГц. Кроме составных последовательностей Гоулда наиболее часто применяются последовательности Касами.

Сформированная по одному из вышеназванных алгоритмов псевдослучайная последовательность ( $PN$ -последовательность) используется для управления несущей составляющей. Именно эта последовательность и определяет, в какой мере смогут быть реализованы преимущества той или иной ШПС технологии. Для каждой из ШПС технологий существует ряд ориентированных на нее  $PN$ -последовательностей ( $PN$ -кодов).

В стандарте CDMA IS-95 для кодового разделения каналов используются ортогональные коды Уолша. Коды Уолша – одни

из немногих ортогональных кодов, которые можно использовать для кодирования и последующего объединения ряда информационных сигналов.

Для выделения сигнала на выходе приемника применяется цифровой фильтр. При ортогональных сигналах фильтр можно настроить таким образом, что на его выходе всегда будет логический 0, за исключением случаев, когда принимается сигнал, на который он настроен.

Прием ШПС осуществляется оптимальным приемником, который для сигнала с полностью известными параметрами вычисляет корреляционный интеграл

$$Z = \int_0^T y(t)u(t)dt,$$

где  $y(t)$  – входной сигнал, представляющий собой сумму полезного сигнала  $u(t)$  и помехи  $n(t)$  (в данном случае белый шум). Затем величина  $Z$  сравнивается с порогом  $z_q$ . Значение корреляционного интеграла находится с помощью коррелятора или согласованного фильтра. Коррелятор осуществляет "сжатие" спектра входного сигнала путем умножения его на эталонную копию  $u(t)$  с последующей фильтрацией в полосе  $1/T$ , что и приводит к улучшению отношения сигнал/шум на выходе коррелятора в  $B$  раз по отношению ко входу. При возникновении задержки между принимаемым и опорным сигналами амплитуда выходного сигнала коррелятора уменьшается и приближается к нулю, когда задержка становится равной длительности элемента псевдослучайной последовательности (ПСП)  $t_q$ . Это изменение амплитуды выходного сигнала коррелятора определяется видом автокорреляционной функции (АКФ) (при совпадающих входной и опорной ПСП) и ВКФ функции (при отличающихся входной и опорной ПСП).

В заключении следует заметить, что псевдослучайные последовательности нашли применение не только для кодового разделения каналов в системах связи.

По-видимому, раньше всего они начали использоваться для получения псевдослучайного шума в устройствах радиоизмерительной и измерительной техники [20]. Прежде всего это касается М-последовательностей, что обусловлено простотой их генерации.

При увеличении числа разрядов сдвигового регистра  $m$  резко возрастает длина ПСП  $N = 2^m - 1$ . Например, при  $m = 20$  формируемая в регистре ПСП повторяется только после прохождения  $2^{20} - 1$  фактически не коррелированных двоичных цифр. Для интервалов наблюдения, более коротких, чем период ПСП  $N$ , законы распределения первого и второго порядков, полученные при ее обработке совершенно идентичны аналогичным законам распределения, которые получаются для истинного шумового случайного процесса, формируемого по схеме Бернулли путем независимой выборки результатов действительных случайных испытаний. В этих испытаниях с равной вероятностью появляются величины  $+a$  и  $-a$ . Сумма  $S$  из  $n < m \ll 2^m - 1$  смежных двоичных цифр (0 или 1), принадлежащих ПСП, во всех имеющих практическую значимость случаях обладает биномиальным распределением, характеризующим ситуацию, когда в  $n$  независимых испытаниях получается  $S$  благоприятных исходов. Таким образом, используя простые счетчики, можно получать случайные числа с биномиальным или (при больших  $n$ ) примерно гауссовским распределением. Пропуская псевдослучайный сигнал через ФНЧ с постоянной времени значительно превышающей длительность элемента ПСП  $\tau$  (но не большей значения  $m \cdot \tau$ ), можно получить сигнал, у которого распределение первого порядка совершенно не отличается от гауссовского.

Спектральная плотность мощности псевдослучайного прямоугольного аналогового сигнала является обязательно линейчатой. Расстояние между спектральными линиями обратно пропорционально длительности периода  $N \cdot \tau$  [17]. Воздействие псевдослучайного шума аналогично воздействию белого шума с ограниченным спектром, неравномерность которого не превышает 0,1 дБ вплоть до частоты  $0,2 \cdot \pi \cdot \tau$ . При помощи формирующих фильтров можно легко трансформировать спектр мощности требуемым образом.

Генераторы псевдослучайных шумовых сигналов обладают несколькими преимуществами по сравнению с аналоговыми: псевдослучайный шумовой сигнал формируется при помощи надежной цифровой схемы; ширина спектра двоичного шумового сигнала пропорциональна частоте тактовых импульсов; сдвиговый регистр может быть возвращен в исходное состояние, что

позволяет точно повторять данную реализацию последовательности случайных событий.

Сложные сигналы, полученные на основе ПСП, широко используются для повышения помехоустойчивости и эффективности связи в каналах с многолучевым распространением радиоволн. Ранее для этой цели использовались различные методы разнесенного приема /22/, которые относятся к пассивным методам борьбы с замираниями сигналов.

Активные методы предполагают, во-первых, использование сигналов, специально предназначенных для передачи информации по многолучевым каналам, во-вторых, они предполагают получение более полных данных о свойствах и состоянии канала связи и использование этих данных для повышения эффективности системы связи и улучшения ее помехоустойчивости. Данные о состоянии канала получаются на основании изучения параметров принимаемого сигнала. Такое изучение обычно проводится параллельно с приемом информации, а его результаты используются при обработке сигналов.

Главным преимуществом таких систем является то, что они дают возможность разделить пришедший в точку приема суммарный многолучевой сигнал на отдельные нефлюктуирующие лучи – сигналы, пришедшие по каждому из лучей распространения. Это достигается применением для обработки сигнала согласованного фильтра, который, как известно, сжимает сложные сигналы во времени пропорционально их базе. При этом основные максимумы сигналов отдельных лучей разделяются во времени. Незначительное изменение задержки одного из лучей не приведет к изменению амплитуды суммарного сигнала (после фильтра). Сместится по времени лишь один из максимумов сигнала.

Ширина основного максимума АКФ сигнала, как известно, равна  $\tau_{\text{ЭК}} = 1/F$  ( $F$  – ширина спектра сигнала). Поэтому для разделения лучей с минимальной разностью времени распространения  $\Delta\tau$  необходимо использовать сигналы с  $F > 1/\Delta\tau$ . Такие же результаты можно получить в многоканальном корреляционном устройстве. Для эффективного разделения лучей сигналы должны обладать хорошими автокорреляционными свойствами.

При разделении лучей появляется возможность эффективно использовать энергию всех лучей, т.к. при этом можно осуществ-

вить некогерентное их накопление. Впервые на практике это было реализовано в коротковолновой системе связи «Rake» («Грабли») [21], в которой применены дискретные ЧМ сигналы, полученные на основе M-последовательности. В настоящее время это название системы стало нарицательным; rake – процедура используется, как указывалось выше, в системах с кодовым разделением каналов CDMA.

Последовательности Голда и M-последовательности нашли применение для формирования сигналов в спутниковых радионавигационных системах (СРНС), в которых последние используются как для передачи различного рода навигационной информации, так и для кодового разделения сигналов различных спутников. Принципы работы СРНС и построения аппаратуры потребителей достаточно подробно освещено в [22].

Внедрение сложных широкополосных сигналов является одним из главных направлений развития радиотехнических систем, так как их применение в совокупности с эффективными алгоритмами обработки, позволяет повысить помехоустойчивость и разрешающую способность при приеме. Кроме того, возможность варьировать и подбирать в соответствии с теми или иными требованиями различные характеристики сигнала является важным фактором развития современных РТС использующих сложные методы обработки широкополосных сигналов.

При оптимизации системы обработки широкополосных сигналов основной задачей является обнаружение сигнала, т.е. принятие оператором или автоматически решения о наличии или отсутствии полезного сигнала в наблюдаемом входном процессе. Это сложная задача, предъявляющая к приемнику наиболее высокие требования, так как обнаружение сигнала должно происходить на максимальной дистанции, т.е. при минимальных отношениях сигнал/помеха (ОСП). Для обеспечения максимального значения отклика при фиксированном ОСП на входе системы, схема приемника должна быть оптимальной.

Внедрение широкополосных сигналов ( $\Delta F/F_{cp} \gg 1$ , где  $\Delta F = F_{max} - F_{min}$  – абсолютная ширина спектра сигнала,  $F_{cp} = (F_{max} + F_{min})/2$  – средняя частота спектра сигнала,  $F_{max}$  – максимальная частота в спектре сигнала,  $F_{min}$  – минимальная частота в спектре сигнала) связано с целым рядом трудностей. Ограниченность использования широкополосных сигналов объясняется сложностью

их взаимно корреляционной обработки, а именно существенной декорреляцией сигналов искаженных вследствие эффекта Доплера и явлений нарушения когерентности при распространении в среде. При этом оказывается несправедливой аппроксимация доплеровского преобразования постоянным сдвигом частотных составляющих спектра сигнала (узкополосное приближение).

Перспективным направлением является применение инвариантных методов обработки, основанных на принципе инвариантности интегрального преобразования Меллина сигнала относительно его сжатия (растяжения) и использующих понятие мультипликативной корреляционной функции. Среди широкополосных сигналов особый интерес представляют сигналы с гиперболической частотной модуляцией (ГЧМ-сигналы), благодаря своему свойству оставаться согласованным заданному фильтру даже при наличии радиальной скорости цели. В то же время существующие методы обработки таких сигналов основаны на гипотезе узкополосности анализируемого процесса и с увеличением длительности и полосы, в ряде случаев, оказываются малоэффективными.

При пользовании современными средствами связи абонент не задумывается по каким физическим и логическим каналам связи и каким именно образом происходит обмен информацией. В процессе одного сеанса связи могут быть задействованы проводные, волоконно-оптические радиорелейные, спутниковые и другие радиоканалы и линии связи. При этом используются различные сигналы, каналы и методы обработки.

С развитием техники произошло смещение акцента от разработки устройств единственным критерием качества, которых была их работоспособность, к созданию систем способных обеспечить оптимальную или близкую к ней обработку сигналов.

## **2.4. Особенности оптимальной обработки широкополосных сигналов**

Применение широкополосных сигналов для передачи информации связано с целым рядом трудностей и малое количество работ посвященных их использованию объясняется трудностью их взаимно корреляционной обработки.

Существенными являются также искажения, накладываемые на такие сигналы вследствие специфики работы конечных каскадов передающих систем [23], а также трудности создания широкополосных антенн [2].

При работе со сложными сигналами большой длительности значительно усложняется учет эффекта Доплера. Это объясняется существенной декорреляцией сигналов искаженных вследствие доплеровской дисперсии и явлений нарушения когерентности при распространении в среде. При этом оказывается несправедливой аппроксимация доплеровского преобразования постоянным сдвигом частотных составляющих спектра сигнала. Действительно, сдвиг по частоте является вполне правомерным приближением эффекта Доплера при дисперсионном произведении много меньше единицы [24]. В широкополосных радиотехнических системах, дисперсионное произведение значительно больше 1, то есть принятие в расчет только смещения по частоте не является справедливым и, как следствие, параметры сигнала не могут быть определены на основании функции неопределенности (ФН) Вудворда. При работе с широкополосными сигналами наличие радиальной скорости цели приводит к декорреляции и существенно сказывается на характеристиках систем. Это обусловлено, главным образом, изменением амплитуды сигнала и его растяжением во времени; при этом сигнал, преобразованный эффектом Доплера, имеет вид [1, 25]:

$$S(t) = \sqrt{\alpha} \cdot S(\alpha t), \quad (2.4.1)$$

где  $\alpha = 1 \pm 2V/C$  – доплеровский параметр;

$V$  – радиальная скорость цели;

$C$  – скорость распространения сигнала в среде.

Другими словами, при действии эффекта Доплера структура сигнала остается неизменной с точностью до временного масштаба [3].

Известно [24], что отношение уровней сигнала и помехи (ОСП) на выходе согласованного фильтра прямо пропорционально ОСП на его входе и корню квадратному из произведения полосы Фурье сигнала  $W$  и его аддитивной длительности  $T$ , то есть эффективность работы коррелятора прямо пропорциональна базе сигнала  $WT$ :  $ОСП_{\text{вых}} = ОСП_{\text{вх}} \cdot \sqrt{WT}$ . Однако известно [25], что величина максимального значения отклика согласованного

фильтра и значение дисперсионного произведения  $WT(1 - \alpha)$  связано соотношением:

$$\frac{\langle G_{\nu} \rangle_{\max}}{2E} = \left[ \frac{Si \frac{\pi WT(1 - \alpha)}{2}}{\frac{\pi WT(1 - \alpha)}{2}} \right], \quad (2.4.2)$$

где  $Si$  – функция гиперболического синуса;

$E$  – энергия сигнала;

$\langle \rangle$  – операция математического осреднения.

Анализ выражения (2.4.2) показывает, что существует максимальный выигрыш, который можно реализовать, применяя согласованный фильтр с компенсацией доплеровского смещения. При этом если выполняется соотношение  $WT(1 - \alpha) \leq 1$ , то ослабление выходного сигнала не превышает 2 дБ. С увеличением сложности сигнала величина выигрыша быстро уменьшается, например, при  $WT(1 - \alpha) = 2$  ослабление вследствие доплеровской дисперсии составит 6 дБ, при 10 – уже 18 дБ, а при  $10^2$  соответственно порядка 40 дБ. Величины допустимой расстройки по скорости для широкополосных систем могут быть достаточно малыми.

Так как одним из наиболее существенных видов искажений широкополосного сигнала является преобразование, связанное с изменением его временного масштаба, обусловленное доплеровским эффектом и свойствами среды [26], представление и методы обработки сигналов, основанные на принципе инвариантности относительно их временного сжатия (растяжения) являются актуальными и перспективными.

В основе математического аппарата такого подхода лежит интегральное преобразование Меллина и понятие мультипликативной корреляционной функции. Необходимо отметить, что указанное направление впервые было предложено советскими авторами [3] и развито в работах [2, 27]. Несколько позже работы, посвященные этому направлению, появились и за рубежом [28]. В работе [29] рассмотрены два координатных преобразования сигнала: одно – для излучаемого, второе – для принятого сигналов. После приема сигнал подвергается экспоненциальному преобразованию временных координат, а перед излучением преобразованию в логарифмическом масштабе.

Значительно упрощает проблему доплеровского поиска использование сигналов инвариантных к эффекту Доплера, фаза

которых логарифмически меняется во времени (ГЧМ-сигналов), впервые предложенных в работе [4]. ГЧМ-сигнал остается согласованным данному фильтру даже при наличии доплеровских искажений и имеет вид:

$$S(t) = A \cdot \sin\left(\frac{\Omega}{k} \ln(1 - kt)\right), \quad (2.4.3)$$

где  $A$  – амплитуда;

$\Omega$  – начальная частота;

$k$  – масштабный множитель.

В узкополосном случае, т.е. при дисперсионном произведении много меньше единицы, таким же свойством обладает сигнал с линейной ЧМ (ЛЧМ). Действительно, при разложении аргумента ГЧМ-сигнала в степенной ряд, первые два члена точно соответствуют аргументу сигнала с ЛЧМ. В системе сжатия ЛЧМ импульса, для больших произведений  $WT$ , члены высшего порядка становятся значительными и должны приниматься во внимание, поскольку в этом случае наличие радиальной скорости цели приводит к существенному растяжению (сжатию) сигнала [30]. В настоящее время под инвариантными сигналами, как правило, подразумеваются сигналы, инвариантные с точки зрения эффекта Доплера, то есть сигналы с ЛЧМ в узкополосном случае и ГЧМ-сигналы.

В результате корреляционной обработке таких сигналов, фаза отклика из-за эффекта Доплера является случайной величиной, зависящей от неизвестного доплеровского параметра  $\alpha$ , т.е. в широкополосных системах такая обработка будет затруднена [31].

Кроме того, необходимо отметить еще один существенный недостаток присущий всем сигналам с ГЧМ, это наличие временного сдвига корреляционного отклика под воздействием эффекта Доплера, что может привести к совпадению сигналов от целей, движущихся с различными радиальными скоростями [4], возможная ошибка по дальности при этом составляет:

$$\Delta D = \frac{C \cdot \tau}{2} = \pm \frac{V}{K},$$

где  $K = \frac{2\pi W}{T(\Omega + 2\pi W)}$ .

Таким образом, приемник не может различать сигналы от целей, у которых дальности и радиальные скорости таковы, что спустя  $\Delta t = \pm 1/t$ , цели имеют одинаковую дальность. Сле-

довательно, искажение сигнала с ГЧМ, вызванное Доплеровским эффектом, сводится к сдвигу во времени отклика согласованного фильтра, что может привести к совпадению откликов от целей, движущихся с различной радиальной скоростью.

Задача обработки узкополосного сигнала хорошо исследована в радиотехнике [1]. Известные схемы обработки сигналов, как правило, используют синфазный и квадратурный каналы, применение которых позволяет избежать потерь в отношении сигнал/помеха на 3 дБ, что имеет место при использовании только одного канала [32]. При этом принимаемый сигнал подвергается полосовой фильтрации и расщепляется на две квадратурные составляющие с помощью ортогональных напряжений опорного гетеродина, что эквивалентно сдвигу преобразования Фурье сигнала так, чтоб оно оказалось сконцентрированным около нулевой частоты [33]. Возведение в квадрат выходных сигналов синфазного и квадратурного каналов согласованного фильтра и сложение полученных значений дает выходной сигнал, соответствующий возведенному в квадрат сжатому импульсу. Указанные действия используются при выделении комплексной огибающей узкополосного процесса.

Проблеме фильтрации сигнала на фоне шумовой и реверберационной помех при квадратичном детектировании посвящена работа [32]. При этом излученный сигнал представляется в виде отрезка Гауссова случайного процесса. Квадратурное представление сигнала может быть использовано и при анализе более сложных процессов. В работе [26] рассматривается корреляционная обработка сигнала вида:

$$S(t) = A \cdot \cos(\omega t - \Phi(t)),$$

модулированного случайным процессом  $n(t)$  по фазе  $\Phi(t) = kn(t)$ , либо по частоте  $\Phi(t) = k \int_0^t n(t) dt$ .

Процесс с учетом его нестационарности анализируется на основе изучения свойств его квадратурных составляющих. При этом модулированный сигнал предполагается узкополосным и может быть представлен в виде:

$$S(t) = S_c(t) \cos \omega t + S_s(t) \sin \omega t.$$

Однако необходимо отметить, что трудности анализа широкополосного сигнала связаны со сложностью его квадратурного

представления [34]. Это проявляется в необходимости учета сложных перекрестных связей, появляющихся между синфазной и квадратурной составляющими сигнала [33].

При разработке существующих радиотехнических систем, как правило, используют узкополосные методы, разработанные в радиолокации. При этом применяется один канал корреляционного сравнения принятого сигнала и эталонного сигналов с ГЧМ. Но такая обработка не позволяет получить максимум сигнала взаимно корреляционной функции при обработке широкополосных ГЧМ-сигналов, подвергнутых доплеровской деформации. Действительно, при использовании зондирующего сигнала вида (2.4.3) принятый после отражения от цели сигнал с учетом доплеровского преобразования (2.4.1) имеет вид:

$$S_s(t) = \sqrt{\alpha} \cdot A \cdot \sin \left[ \frac{\Omega}{k} \ln(1 - \alpha k(t - \tau)) \right],$$

или

(2.4.4)

$$S_s(t) = \sqrt{\alpha} \cdot A \cdot \sin[1 - k(t - \tau - \tau_\alpha)];$$

где  $\tau_\alpha = \frac{1 - \alpha}{k\alpha} \approx \frac{2V}{Ck}$ ;

$\tau$  – задержка, обусловленная конечной скоростью распространения волн в среде.

Временной сдвиг  $\tau_\alpha$ , как отмечалось выше, обусловлен корреляционной связью между параметрами сигнала характеризующими дальность и доплеровское преобразование. Воспользовавшись известными свойствами логарифмической и тригонометрической функций, преобразуем (2.4.4) к виду:

$$S_s(t) = \sqrt{\alpha} \cdot A \cdot \sin \left( \frac{\Omega}{k} \ln \alpha \right) \cos \left[ \frac{\Omega}{k} \ln(1 - k(t - \tau - \tau_\alpha)) \right] + \\ + \sqrt{\alpha} \cdot A \cdot \cos \left( \frac{\Omega}{k} \ln \alpha \right) \sin \left[ \frac{\Omega}{k} \ln(1 - k(t - \tau - \tau_\alpha)) \right].$$

При корреляционном сравнении входного сигнала  $S_s(t)$  с опорным  $S(t)$ , корреляционный отклик имеет вид:

$$R(\tau + \tau_\alpha) = \int_0^\tau S(t) \cdot S_s(t - \tau - \tau_\alpha) dt =$$

$$\begin{aligned}
&= \sqrt{\alpha} \cdot A^2 \cdot \sin\left(\frac{\Omega}{k} \ln \alpha\right) \int_0^T \sin\left(\frac{\Omega}{k} \ln(1-kt)\right) \cos\left(\frac{\Omega}{k} \ln(1-k(t-\tau-\tau_\alpha))\right) dt + \\
&+ \sqrt{\alpha} \cdot A^2 \cdot \cos\left(\frac{\Omega}{k} \ln \alpha\right) \int_0^T \sin\left(\frac{\Omega}{k} \ln(1-kt)\right) \sin\left(\frac{\Omega}{k} \ln(1-k(t-\tau-\tau_\alpha))\right) dt.
\end{aligned}$$

Первое слагаемое в силу ортогональности сигналов под знаком интеграла равно нулю в момент компенсации задержки  $\tau + \tau_\alpha = 0$ , а второе равно  $\sqrt{\alpha} \cdot A \cdot \cos\left(\frac{\Omega}{k} \ln \alpha\right) E$ , где  $E$  – выходной эффект корреляционной обработки, представляющий энергию сигнала

$$E = \int_0^\infty S^2(t) dt. \text{ Фаза сигнала } H[S_m(t)] = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \frac{S_m(\tau) d\tau}{\ln\left(\frac{\tau}{t}\right) \tau}$$

является случайной величиной, зависящей от неизвестного параметра  $\alpha$ . Необходимо отметить, что в радиолокации при обработке низкочастотной огибающей сигнала и при изменении параметра  $\alpha$  в пределах  $1 \div 1 \pm 10^{-5}$  эта «случайность» не имеет решающего значения. Однако в широкополосных радиотехнических системах, для которых характерно значительное влияние доплеровского эффекта, корреляционная обработка будет затруднена.

### Выводы

Анализ основных проблем, связанных с использованием радиотехнических систем показывает, что с точки зрения обеспечения повышения скорости передачи информации, борьбы с реверберацией и многолучевостью, а так же с точки зрения скрытности, наиболее предпочтительными считаются широкополосные сигналы.

При этом в асинхронных адресных системах связи должны использоваться сигналы, имеющие большую базу и ансамбль, «хорошие» корреляционные и взаимные корреляционные функций, а также формироваться и обрабатываться с помощью достаточно простых устройств.

Этим условиям в той или иной степени удовлетворяют сигналы, сформированные на базе двоичных последовательностей. Наибольшее применение находят фазоманипулированные сложные сигналы.

Среди двоичных последовательностей, используемых для формирования сложных фазоманипулированных сигналов, известны ортогональные и квазиортогональные двоичные последовательности.

Ортогональные последовательности (Уолша, Хаара, Радемахера и др.) находят ограниченное применение вследствие того, что они имеют ограниченный объем ансамбля, да и ортогональность у них наблюдается только в точке, а при рассогласованиях во времени и частоте они дают большие боковые выбросы.

Среди квазиортогональных последовательностей известны последовательности Лежандра, М-последовательности, нелинейные рекуррентные последовательности и др. Последовательности Лежандра известны для небольшой длины, объем ансамбля их невелик, поэтому они находят пока ограниченное применение. Для М-последовательностей нельзя гарантировать, что боковые пики ВКФ не будут превосходить определенную заданную величину. Нелинейные рекуррентные последовательности образуют очень большой ансамбль сигналов, но пока неизвестны нелинейные рекуррентные последовательности, обладающие «хорошими» корреляционными функциями.

Так как отклик согласованного фильтра зависит от значения дисперсионного произведения, величина допустимой расстройки по скорости для широкополосных систем может быть достаточно малой, т.е. гетеродинная аппроксимация доплеровского эффекта для широкополосных сигналов оказывается несправедливой и, как следствие, параметры сигнала не могут быть определены на основе функции неопределенности Вудворда.

В этих условиях перспективным направлением является применение мультипликативных сигналов и инвариантных методов их обработки, основанных на принципе инвариантности интегрального преобразования Меллина относительно изменения масштаба.

В данной работе приведены материалы, обобщающие результаты теоретических исследований и опыт практической реализации методов обработки широкополосных радиосигналов.

## Глава 3. МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫЕ СИГНАЛЫ

---

---

### 3.1. Математическая модель мультипликативных сигналов

В телекоммуникационных системах (ТКС) информация извлекается путем анализа электромагнитного поля воздействующего на апертуру антенны в течение определенного времени.

В приемной антенне в результате воздействия электромагнитного поля образуется пространственно-временной сигнал, путем обработки которого и получается необходимая информация. Представлением сигнала или просто сигналом  $S(\bar{x}, t)$  называется функция, заданная на некотором многообразии (плоскость, сфера и т. п.), описывающая изменение какой-либо физической величины (например, напряженности электромагнитного поля) и несущая полезную в данной задаче информацию. Так, если ТКС решает задачу обнаружения сигнала в узком частотном диапазоне, то сигналом является функция, описывающая изменение напряженности дискретной составляющей поля в этом диапазоне. При определении дальности до цели в активном режиме полезным сигналом будет соответствующее математическое описание отраженного от цели сигнала. Таким образом, понятие сигнала определяется решаемой задачей и режимом работы ТКС. Остальная часть электромагнитного поля, не несущая полезной информации в данной задаче, является помехой.

Каждый конкретный принимаемый сигнал является представителем ансамбля сигналов, т.е.  $S(\bar{x}, t) \in S$ , где  $S$  – пространство сигналов. Совокупность точек аргумента  $(\bar{x}, t)$  в каждой из которых  $S(\bar{x}, t) \neq 0$ , называется носителем сигнала и обозначается  $\text{supp } S(\bar{x}, t)$ . Как следует из определения сигнала, его носителем

является время и пространство, т.е. пространственно-временной континуум. В дальнейшем отождествим носитель сигнала со временем, то есть будем рассматривать сигнал только как функцию времени  $S(t)$ . Такое представление является правомерным, так как такая зависимость имеет место на выходе устройства формирования характеристики направленности (УФХН). Множество сигналов  $S$  с определенным образом заданной мерой представляет собой пространство сигналов со свойствами, определяемыми этой мерой [33]. При этом разные меры образуют на одном и том же множестве различные метрические пространства. Исходя из этого, сигналы, естественным образом заданные относительно аддитивной меры ( $dt$ ), будем называть аддитивными. Сигналы, естественным образом заданные относительно мультипликативной меры ( $d\ln t$ ), соответственно, мультипликативными сигналами. Таким образом, один и тот же элементарный сигнал, порождаемый одной гармоникой, имеет разный вид в разных масштабах (рис. 3.1.1).

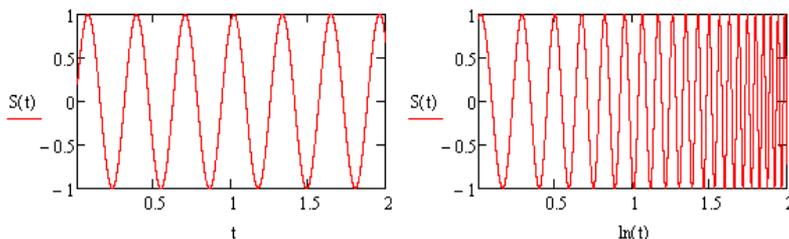


Рис. 3.1.1. График функции  $\sin\omega t$  в линейном и логарифмическом масштабах

Как видно из графиков, в линейном масштабе функция  $\sin\omega t$  имеет характер обычной гармоника, а в логарифмическом масштабе трансформируется в сигнал с гиперболической частотной модуляцией (ГЧМ-сигнал). Изучение преобразований носителя сигналов показывает, что все они обладают некоторой регулярностью, т.е. симметрией, понимаемой не в узком, геометрическом, а более широком смысле, как описание этой регулярности или инвариантности преобразований. Учет симметрии необходим при построении систем обработки, так как любое техническое устройство может использовать только инвариантные характеристики сигналов. Будем полагать, что общей характеристикой класса сигналов является свойство их инвариантности относительно задан-

ной группы преобразований. Для характеристики этого важного свойства необходимо ввести несколько определений.

Пространство сигналов  $S$  называют инвариантным для заданной группы преобразований  $G$ , если для любых  $S(x)$  и  $g$ , таких, что  $S(x) \in S$  и  $g \in G$ , имеем  $T(g)S(x) \in S$ . Иными словами, все преобразования  $T(g)$  обусловленные, например, задержкой или доплеровским эффектом, переводят сигналы  $S(x) \in S$  в сигналы из множества  $S$ . Сигналы  $S(x)$  будут называться инвариантными, если

$$T(g)S(x) = S(g^{-1}x) = \chi(g)S(x)$$

где  $x(g)$  – комплексное число;

$g^{-1}$  – обратный оператор.

Приведем примеры инвариантных сигналов. Комплексный гармонический сигнал  $e^{j\omega t}$  инвариантен для группы аддитивных преобразований на всей вещественной прямой. Действительно,

$$S(t + \tau) = e^{j\omega(t + \tau)} = e^{j\omega t} e^{j\omega \tau} = S(t) \chi(g),$$

где  $\chi(g) = e^{j\omega \tau}$ .

Разложение аддитивного сигнала по множеству инвариантных сигналов реализуется в операции преобразования Фурье [2]. Комплексный сигнал  $S(t) = e^{j\Omega \ln t}$  инвариантен относительно мультипликативных преобразований. Действительно, например, при доплеровском преобразовании сигнала имеем

$$S(\alpha t) = e^{j\Omega \ln \alpha t} = e^{A/\Omega(\ln \alpha + \ln t)} = \chi(g) S(t),$$

где  $\chi(g) = e^{j\Omega \ln \alpha}$ .

Разложение мультипликативного сигнала по множеству инвариантных сигналов реализуется в операции преобразования Меллина [2].

Спектр Фурье инвариантен относительно аддитивных преобразований носителя сигнала и неинвариантен относительно мультипликативных преобразований.

Найдем спектр Фурье от сигнала со сдвигом:

$$\begin{aligned} F\{S(t - \tau)\} &= \int_{-\infty}^{\infty} S(t - \tau) e^{j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} S(t') e^{j\omega(t' + \tau)} dt' = e^{j\omega \tau} \int_{-\infty}^{\infty} S(t') e^{j\omega t'} dt' = \\ &= e^{j\omega \tau} \int_{-\infty}^{\infty} S(t) e^{j\omega t} dt, \end{aligned}$$

$$\text{т.е. } F\{S(t - \tau)\} = \tilde{S}(\omega) e^{j\omega \tau}. \quad (3.1.1)$$

Физический смысл полученного результата заключается в том, что спектр в результате трансляции сигнала в пространстве остается неизменным с точностью до фазового множителя. Если же перейти к энергетическому спектру Фурье  $\tilde{C}(\omega) = |\tilde{S}(\omega)|$ , фазовый множитель обращается в единицу и получается полная инвариантность к сдвигу.

Теперь вычислим спектр Фурье от сигнала со сжатием:

$$F\{S(\alpha \cdot t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} S(\alpha \cdot t) e^{j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} S(t') e^{j\omega \frac{t'}{\alpha}} \frac{dt'}{\alpha} = \frac{1}{\alpha} \int_{-\infty}^{\infty} S(t') e^{j\frac{\omega}{\alpha} t'} dt' = \frac{1}{\alpha} \tilde{S}\left(\frac{\omega}{\alpha}\right),$$

т.е.  $F\{S(\alpha \cdot t)\} = \frac{1}{\alpha} \tilde{S}\left(\frac{\omega}{\alpha}\right)$  (3.1.2)

Из анализа выражений (3.1.2) и (3.1.1) следует, что мультипликативные преобразования, изменяя ширину полосы Фурье аддитивных сигналов, изменяют их устойчивость, аддитивные же преобразования на устойчивости аддитивных сигналов не сказываются. Это подтверждается и результатами машинного моделирования, представленными на рис. 3.1.2.

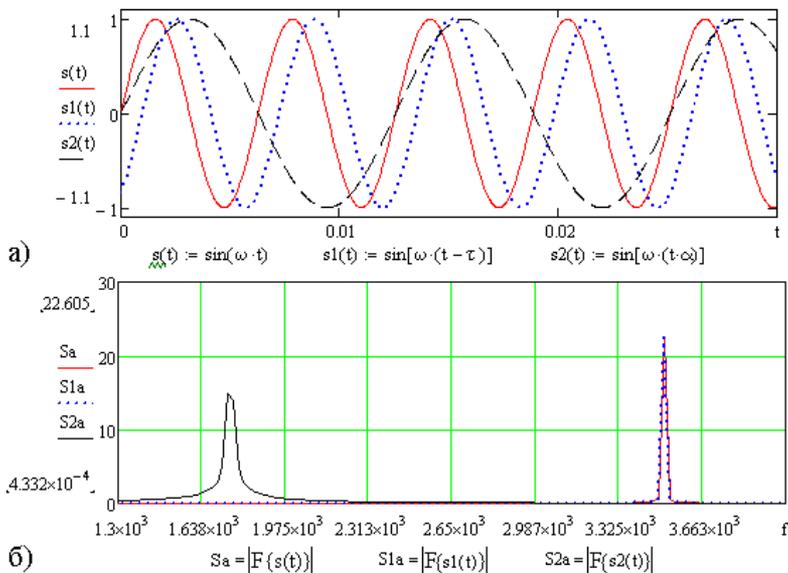


Рис. 3.1.2. Графики функций сигналов и их спектральная плотность при  $\tau = 20$  и  $\alpha = 0,5$

Аналогично, спектр Меллина инвариантен относительно мультипликативных преобразований и не инвариантен относительно аддитивных.

Найдем преобразование Меллина от сигнала со сжатием:

$$F\{S(\alpha \cdot t)\} = \int_0^{\infty} S(\alpha \cdot t) e^{j\omega \ln t} d \frac{t}{\alpha} = \int_0^{\infty} S(t') e^{j\omega(\ln t' - \ln \alpha)} \frac{dt'}{\alpha} = e^{j\omega \ln \alpha} \tilde{S}(\omega),$$

т.е. спектр Меллина инвариантен относительно изменения временного масштаба сигнала с точностью до фазового множителя. Если перейти к энергетическому спектру Меллина  $\tilde{G}(\omega) = |\tilde{S}(\omega)|^2$  фазовый множитель обращается в единицу, и получим полную инвариантность.

Преобразование сдвига сигнала вправо приводит к расширению спектра Меллина, и при условии  $\alpha \gg \text{supp}S(t)$  спектр Меллина определяется:

$$M\{S(t - \tau)\} = \frac{e^{j\omega \ln \tau}}{\tau} \tilde{S}\left(\frac{\omega}{\tau}\right) = e^{j\omega \ln \tau} F\{S(t \cdot \tau)\}, \tau \gg \text{supp} S(t).$$

Из вышеизложенного следует, что устойчивостью к аддитивным и мультипликативным преобразованиям носителя сигнала обладают непрерывные гармоники, естественным образом заданные соответственно относительно аддитивной и мультипликативной мер. Все реальные сигналы ограничены во времени. Строго говоря, конечная длительность импульса не совместима с конечной шириной спектра, однако основная часть энергии сигналов сконцентрирована в определенной полосе частот [35]. Финитные сигналы не являются инвариантными, а могут рассматриваться таковыми с определенной степенью устойчивости к соответствующим преобразованиям. За критерий устойчивости целесообразнее всего выбрать ширину полосы соответствующего спектра: Фурье для аддитивных и Меллина для мультипликативных преобразований. При этом финитные сигналы могут считаться устойчивыми только при незначительных преобразованиях носителя, т.е. для малых сдвигов в соответствующем масштабе (сжатие в логарифмическом масштабе преобразуется в сдвиг). Сигнал может считаться инвариантным к сдвигам, не превышающим 10% от его длительности для соответствующего масштаба [3].

Особо следует отметить тот факт, что в логарифмическом масштабе сдвиг, соответствующий сжатию для естественного масштаба, изменяется в небольших пределах. Так, при изменении относительной радиальной скорости цели с 10 до 140 уз сдвиг  $\ln a$  изменяется с 0,01 до 0,1. Требуемая длительность сигнала в логарифмическом масштабе  $T_m = \ln t_k - \ln t_n = \ln t_k / t_n$  ( $t_k, t_n$  – моменты времени, соответствующие началу и концу реализации сигнала) для того, чтоб сигнал был устойчив к доплеровскому преобразованию носителя, составляет  $T_m = \ln t_k / t_n \geq 1,0$ . Таким образом, даже для очень больших скоростей возможно формирование инвариантных мультипликативных сигналов конечной длительности. Из этого в очередной раз следует вывод о том, что мультипликативные сигналы и мультипликативный подход более предпочтительны, чем аддитивные сигналы и аддитивный подход к теории обработки. Поэтому разработка мультипликативных сигналов без описанных ранее недостатков, сводящих на нет все преимущества сигналов с ГЧМ, является актуальной проблемой.

Ввиду неинвариантности спектра Меллина сигнала относительно аддитивных преобразований, его ширина изменяется с появлением задержки начала отсчета, что влечет за собой изменение устойчивости сигнала к мультипликативным преобразованиям носителя. Очевидно сдвиг «черной дыры» ГЧМ-сигнала приводит к изменениям его свойств, приводящим к потере устойчивости. Как известно, устойчивый к мультипликативным преобразованиям сигнал должен в логарифмическом масштабе иметь гармонический вид. Рассмотрим различные сигналы в обычном и логарифмическом масштабах, вид которых приведен на рис. 3.1.3 и 3.1.4:

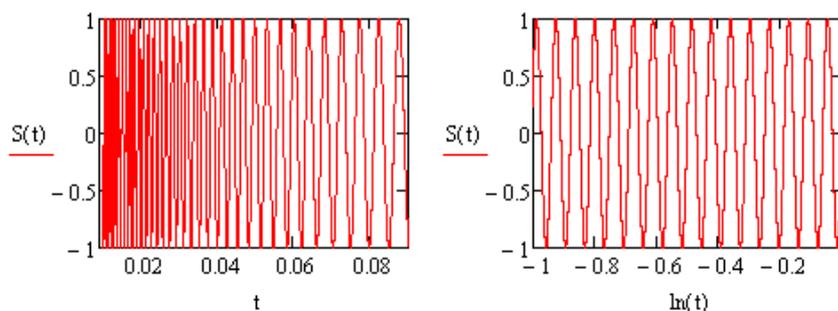


Рис. 3.1.3. Графики функции  $\sin(\Omega \ln(t - \tau))$  при  $\tau = 0$ ;  $\Omega = 100$

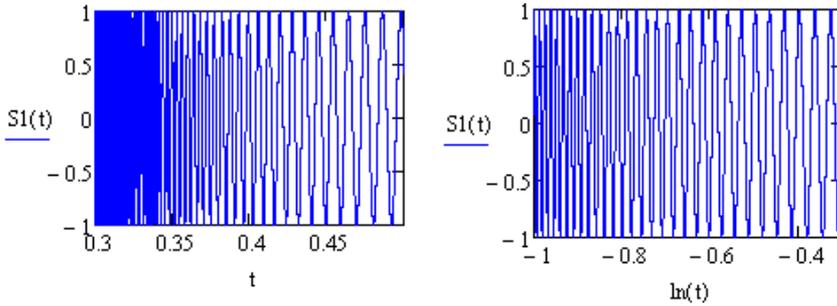


Рис. 3.1.4. Графики функции  $\sin(\Omega \ln(t - \tau))$  при  $\tau = 0,3$ ;  $\Omega = 100$

Для выявления качественных и количественных характеристик зависимости свойств мультипликативного сигнала от сдвига его начала (сдвига «черной дыры») оценим полосу спектра Меллина сигнала с прямоугольной огибающей длительностью  $T$ . Известно, что заполнение сигнала с частотой несущей не несет информации о форме спектра и, следовательно, сигнал может быть представлен в виде

$$S(t) = \text{rect} \left( \frac{t - \frac{T}{2} - \tau}{T} \right). \quad (3.1.3)$$

При этом полагаем, что начало отсчета сигнала зафиксировано, а параметр  $\tau$  изменяется. Вычислим преобразование Меллина сигнала (3.1.3):

$$M\{S(t)\} = \int_0^{\infty} \text{rect} \left( \frac{t - \frac{T}{2} - \tau}{T} \right) \cdot e^{j\Omega \ln t} d \ln t = \int_{\tau}^{T+\tau} e^{j\Omega \ln t} \frac{dt}{t}.$$

Произведем замену переменных  $\ln t = z$ , тогда:

$$M\{S(t - \tau)\} = \int_{\tau}^{T+\tau} e^{j\Omega z} dz = \frac{1}{j\Omega} [e^{j\Omega \ln(T - \tau)} - e^{j\Omega \ln \tau}].$$

Далее определим энергетический спектр Меллина:

$$|M\{S(t - \tau)\}|^2 = \frac{2}{\Omega^2} [1 - \cos(\Omega \ln(\frac{T + \tau}{\tau}))] = \frac{4}{\Omega^2} \sin^2(\frac{\Omega}{2} \ln(\frac{T + \tau}{\tau})).$$

Так как основная часть энергетического спектра заключена между точками  $\frac{\Omega}{2} \ln\left(\frac{T+\tau}{\tau}\right) = \pm\pi$ , следовательно, полоса Меллина определяется:

$$\Delta\Omega = \frac{4\pi}{\ln\left(\frac{T+\tau}{\tau}\right)}. \quad (3.1.4)$$

Таким образом, элемент разрешения по доплеровскому параметру

$$\Delta(\ln \alpha) = \frac{2\pi}{\Delta\Omega} = \frac{1}{2} \ln\left(\frac{T+\tau}{\tau}\right). \quad (3.1.5)$$

Анализ выражений (3.1.4) и (3.1.5) позволяет объяснить зависимость инвариантных свойств мультипликативных сигналов от сдвига их начала относительно начала отсчета. Разрешающая способность по доплеровскому параметру и ширина полосы спектра Меллина с ростом сдвига  $\tau$  увеличиваются. При условии, что  $\tau$  совпадает с длительностью реализации (при аддитивном подходе) полученный результат хорошо согласуется с известным – разрешающая способность по скорости увеличивается с ростом длительности сигнала. Для несмещенного мультипликативного сигнала ( $\tau = 0$ ),  $\Delta(\ln \alpha) = \infty$ , т.е. сигнал не обладает разрешением по доплеровскому параметру и является инвариантным к доплеровскому преобразованию носителя. При сдвиге начала мультипликативного сигнала относительно начала его отсчета ( $\tau > 0$ ) элемент разрешения становится конечной величиной и уменьшается с ростом сдвига  $\tau$ , следовательно, возрастает разрешающая способность по доплеровскому параметру. Таким образом, предлагаемый мультипликативный подход позволяет оценить свойства мультипликативных сигналов и связать их с параметрами этих сигналов.

Известно, что полная энергия аддитивного сигнала описывается выражением [36]

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} S^2(t) dt.$$

При этом мерой схожести аддитивных сигналов является их скалярное произведение вида:

$$\int_{-\infty}^{\infty} S_1(t) \cdot S_2(t) dt.$$

Мерой схожести мультипликативных сигналов является их скалярное произведение вида:

$$\int_0^{\infty} \psi_1(t) \cdot \psi_2(t) \frac{dt}{t}.$$

Как следствие, энергия сигнала задается следующим образом:

$$E_M = \int_0^{\infty} \psi^2(t) \frac{dt}{t}.$$

Если мультипликативный сигнал представить в виде  $\frac{\psi(t)}{\sqrt{t}}$ , то энергия записывается обычным образом:

$$E_M = \int_0^{\infty} \left( \frac{\psi(t)}{\sqrt{t}} \right)^2 dt.$$

Это все позволяет ввести понятие эквивалентности мультипликативных и аддитивных сигналов. Аддитивный сигнал задается в пространстве  $L_2$  и определяется условием [37]:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} S^2(t) dt < \infty.$$

Соответствующее условие для мультипликативного сигнала запишется:

$$E_M = \int_0^{\infty} \psi^2(t) \frac{dt}{t} < \infty.$$

При замене переменных  $U = \exp t$  нетрудно убедиться, что

$$\int_0^{\infty} \sin^2 \Omega t dt = \int_1^{\exp T} \frac{\sin^2(\Omega \ln U)}{U} dU.$$

Приведенные выше выкладки позволяют сделать вывод, что в аддитивном масштабе времени сигнал  $S(t)$  эквивалентен (изо-

морфен) мультипликативному сигналу  $\frac{S(\ln t)}{\sqrt{t}}$ , т. е. условие эквивалентности имеет следующий вид:

$$S_M(t) \leftrightarrow \frac{S(\ln t)}{\sqrt{t}}.$$

Важно подчеркнуть еще одно важное достоинство: мультипликативные сигналы существуют двух классов, заданных соответственно на лучах  $l_+(t)$  и  $l_-(t)$ . В силу тождества  $l(t) = l_-(t) - l_+(t)$  любой временной сигнал может быть представлен на оси  $-\infty < t < +\infty$  в виде суммы двух гиперболических (мультипликативных) сигналов из разных классов.

На основании вышеизложенного материала можно построить математическую модель мультипликативных сигналов:

для положительной оси времени

$$S_{+M}(t - \tau) = 1_+(t - \tau) \operatorname{rect}\left(\frac{\ln(t - \tau)}{T_M}\right) \cdot \frac{\cos(\Omega \ln(t - \tau))}{\sqrt{t - \tau}};$$

для отрицательной оси времени

$$S_{-M}(t + \tau) = 1_-(t + \tau) \operatorname{rect}\left(\frac{\ln|t + \tau|}{T_M}\right) \cdot \frac{\cos(\Omega \ln|t + \tau|)}{\sqrt{|t + \tau|}}.$$

Для всей вещественной оси времени

$$S_M(t) = S_{-M}(t + \tau) - S_{+M}(t - \tau). \quad (3.1.6)$$

Выражение (3.1.6) позволяет сформировать различные варианты мультипликативных сигналов. При  $\tau = 0$  сигнал является инвариантным к доплеровскому преобразованию носителя, если же  $\tau \neq 0$ , сигнал способен различать цели по доплеровскому параметру. Ниже представим несколько примеров различных мультипликативных сигналов.

Представленная математическая модель мультипликативных сигналов позволяет формировать различные сигналы в зависимости от решаемых ТКС задач, в том числе и сигналов, обладающих повышенной структурной скрытностью (четвертый график на рис. 3.1.5). На основании этой модели возможно построение гибкого алгоритма и программного обеспечения для цифрового устройства формирования сигналов.

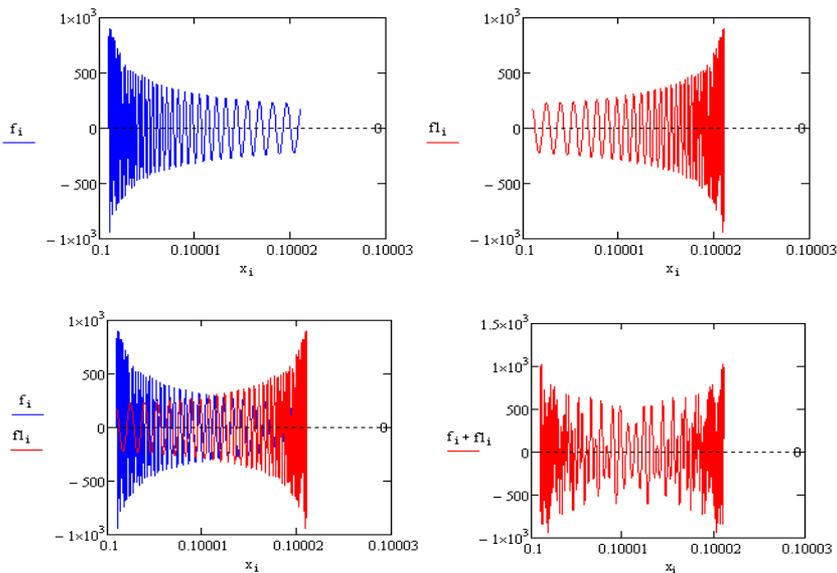


Рис. 3.1.5. Графическое представление в аддитивном масштабе времени мультипликативных сигналов двух классов и их инверсных пар

### 3.2. Низкочастотное представление и алгоритм генерации мультипликативных сигналов

За последние годы, благодаря бурному развитию микроэлектроники и вычислительной техники, широкое распространение получили цифровые методы формирования и обработки сигналов. Их достоинствами являются высокая помехозащищенность, гибкость, большие модернизационные возможности, улучшенные весогабаритные характеристики.

Чтоб использовать гибкость, свойственную цифровым устройствам обработки, необходимо обеспечить генерацию самых разнообразных сигналов. Наибольшее значение играют программные средства, определяющие в конечном итоге эффективность систем обработки. Программные средства цифрового ТКС представляют собой совокупность математических методов, моделей и алгоритмов для решения задач формирования и обработки сигналов с использованием ЦВМ.

Мультипликативный сигнал с точностью до фазы инвариантен относительно мультипликативного изменения масштаба, при единичной амплитуде математическая модель имеет вид:

$$S(t) = \sin(\Omega \ln(t - \tau)),$$

где  $\Omega$  – начальная частота;

$\tau$  – смещение начала сигнала относительно начала отсчета.

С другой стороны все реализующие средства имеют ограничение на верхнюю частоту спектра Фурье генерируемых сигналов. Поэтому для определения мгновенной частоты ГЧМ сигнала необходимо ввести ограничение

$$\omega(t) \leq \omega_0, \quad (3.2.1)$$

где  $\omega_0$  – верхняя граничная частота, обусловленная физическими ограничениями.

С учетом ограничения (3.2.1), а также условия  $\omega(t) = \Omega/(t - \tau)$ , следует, что

$$t_H = (\Omega / \omega_0) + \tau. \quad (3.2.2)$$

Кроме амплитуды  $A$  и гиперболической частоты  $\Omega$ , сигнал задается гиперболической (в логарифмическом масштабе) длительностью  $T_M = \ln(t_K/t_H)$ . Потенцируя, имеем  $t_K/t_H = \exp T_M$ , т.е. выражение для длительности ГЧМ-сигнала можно записать в виде

$$t_K - t_H = \left( \frac{\Omega}{\omega_0} + \tau \right) (\exp T_M - 1), \quad (3.2.3)$$

а учитывая масштаб дискретизации  $\Delta = \pi/\omega_0$ , может быть определена база сигнала:

$$N - 1 = \frac{t_K - t_H}{\Delta} = \frac{(\Omega + \tau\omega_0)(\exp T_M - 1)}{\pi}.$$

В логарифмическом масштабе ( $\ln t$ ) база ГЧМ-сигнала пишется в виде

$$N - 1 = \frac{(\Omega + \tau\omega_0)}{\pi} T_M.$$

Таким образом, видно, что база мультипликативного сигнала в обычном и логарифмическом масштабах являются функциями от гиперболической длительности  $T_M$  и частоты  $\Omega$ , т.е. носят общий характер.

Энергия сигнала определяется выражением:

$$E = \int_{t_k}^{t_n} A^2 S_M^2(t) dt = A^2 \frac{T_M}{2},$$

то есть, пропорциональна гиперболической длительности. В обычном масштабе амплитуда мультипликативного сигнала принимает максимальное значение в точке  $t_n$ , где она составит:

$$A_\Phi = \frac{A}{\sqrt{t_n}}$$

и также ограничивается максимальным значением  $A_0$ , допускаемым разрядностью выходного устройства, следовательно, необходимо выбрать максимум  $A_\Phi = A_0$ .

Формирование инвертированной гиперболической гармоники возможно заменой  $t = -t$  и сведется, таким образом, к простой инверсии. В этом случае не добавляется ничего нового к выше изложенному, т.е. основные закономерности, свойственные мультипликативным сигналам, распространяются и на инверсные мультипликативные сигналы.

При формировании суммарных сигналов (инверсных пар мультипликативных сигналов) между ними может быть организована задержка, равная  $t_n$  либо  $2t_n$

Таким образом, разработанная параметрическая модель мультипликативного сигнала позволяет регулировать его длительность, частоту, энергию и инвариантные свойства. При этом выражение (3.2.3) однозначно связывает зависимость между длительностями мультипликативного сигнала в обычном и логарифмическом масштабах. Формула (3.2.4) устанавливает зависимость между временем начала сигнала, гиперболической частотой, верхней граничной частотой воспроизводящего устройства и сдвигом относительно начала отсчета.

Представление мультипликативного сигнала на ЭВМ необходимо производить в обычном масштабе. Формулы (3.2.4) и (3.2.3) показывают зависимость начального момента времени и длительности мультипликативного сигнала. Согласно теореме Котельникова частота дискретизации должна быть не меньше, чем удвоенная аддитивная верхняя частота спектра сигнала, что выражается в следующем виде:

$$\Delta = 1/2f_{\text{в}} = \pi/\omega_0 k,$$

где  $\omega_0 = 2\pi f_{\text{в}}$ ;

$f_{\text{в}}$  – верхняя частота спектра Фурье сигнала;

$k$  – коэффициент, позволяющий менять частоты дискретизации формируемых мультипликативных сигналов.

Так при  $k = 1$  высокочастотная волна сигнала состоит из двух точек, а при  $k = 2$  – уже из четырех. Это позволяет изменять точность синтеза сигнала и его верхнюю частоту. Зная длительность сигнала и шаг дискретизации  $\Delta$ , можно рассчитать количество дискретных значений, необходимое для его представления (длина сигнала в ЭВМ в ячейках), по формуле

$$N = \frac{T}{\Delta} + 1 = \frac{(k\Omega + k\tau\omega_0)(\exp T_M - 1)}{\pi} + 1.$$

В этом случае количество ячеек соответствует количеству дискретных значений, как в мультипликативном сигнале, так и от начала координат по временной оси. При формировании инверсной пары необходимо учитывать промежуток между составляющими, если они не формируются на одном временном отрезке.

Для ликвидации щелчка (скачок от нуля до уровня сигнала при интегрировании аналоговой аппаратурой) на цифро-аналоговом преобразователе (ЦАП) перед выдачей и по окончании сигнала необходимо подавать код, соответствующий среднему значению выдаваемого сигнала, относительно которого сам мультипликативный сигнал расположен симметрично. При выдаче суммы сигналов в окно между ними также записывается этот код. В момент работы ЦАП числа преобразовываются в напряжение, изменение которого происходит скачкообразно, для сглаживания могут использоваться полосовые фильтры.

При анализе процесса стремятся к его низкочастотному представлению [26, 33, 38]. Одним из главных достоинств такого представления является возможность обработки процесса с гораздо более низкой частотой дискретизации, то есть использование значительно меньшего числа отсчетов на каждом отрезке времени при цифровой обработке. Для низкочастотного представления применяют мощный аппарат, использующий понятие аналитического сигнала.

Представляется возможным распространить понятие аналитического сигнала на класс нестационарных мультипликативных

процессов, у которых ковариационная функция зависит только от выбранных моментов времени, инвариантных относительно мультипликативного преобразования. Для нестационарных процессов такого типа применимо спектральное представление по гиперболическим гармоникам, реализуемое в операции преобразования Меллина. Будем считать мультипликативный процесс узкополосным, если его спектр Меллина группируется вблизи частоты  $\Omega$ , играющей роль несущей частоты в логарифмическом (гиперболическом) масштабе времени. Отметим, что во всех рассуждениях, кроме случаев, где это специально оговорено, используется понятие круговой частоты  $\Omega = 2\pi f_m$ . Следует отметить, что узкополосность мультипликативного процесса означает узкую полосу спектра Меллина, хотя полоса Фурье его может быть широкой.

Рассмотрим представление такого процесса с помощью обобщенного понятия аналитического сигнала. По определению процесс будет считаться аналитическим, если спектральная плотность определена только для положительных гиперболических частот. При этом он может быть представлен в виде

$$S_{\text{ма}}(t) = \frac{S_M(t)}{2} + \frac{1}{2} j\hat{H}[S_M(t)],$$

где  $\hat{H}[S_M(t)]$  – гиперболическое преобразование Гильберта, определяемое правилом:

$$\hat{H}[S_M(t)] = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{S_M(\tau)}{\ln(\frac{\tau}{t})} \frac{d\tau}{\tau}.$$

Нетрудно видеть, что обратное преобразование Гильберта для указанного класса процессов определяется соотношением

$$S_M(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\hat{H}[S_M(\tau)]}{\ln(\frac{t}{\tau})} \frac{dt}{t}.$$

При этом справедлива связь между преобразованием Меллина и гиперболическим преобразованием Гильберта [33, 39]:

$$M\{\hat{H}[S_M(t)]\} = [-j \cdot \text{sign}(\Omega)]M\{S_M(t)\};$$

$$M\{S_M(t)\} = [j \cdot \text{sign}(\Omega)]M\{\hat{H}[S_M(t)]\}.$$

где  $M\{\}$  – интегральное преобразование Меллина.

Для аналитического процесса:

$$M\{S_M(t)\} = 2M\{S_M(t)\} \text{ при } \Omega > 0,$$

$$M\{S_M(t)\} = 0 \text{ при } \Omega < 0.$$

Введем понятие огибающей аналитического гиперболического процесса:

$$U(t) = |S_{ма}(t)| = \sqrt{S_M^2(t) + \hat{H}^2[S_M(t)]}$$

и фазы  $\varphi(t) = \arctg \frac{\hat{H}[S_M(t)]}{S_M(t)}$ .

Представим исходный нестационарный процесс в виде:

$$S_M(t) = \text{Re}\{S_{ма}(t)e^{-j\Omega t} e^{j\Omega t}\}.$$

Выделим низкочастотную меллиновскую комплексную огибающую:

$$S_{M0}(t) = S_{ма}(t)e^{-j\Omega t},$$

имеющую действительную и мнимую части:  $S_{M0}(t) = \gamma_0(t) + j\gamma_{01}(t)$ . При этом  $\gamma_0(t)$  и  $\gamma_{01}(t)$  назовем синфазной и квадратурной компонентами узкополосного нестационарного гиперболического процесса. Комплексная низкочастотная огибающая несет всю информацию об исходном процессе, который может быть восстановлен:

$$S_M(t) = \gamma_0(t) + j\gamma_{01}(t)e^{j\Omega t} = \gamma_0(t)\cos(\Omega t) - j\gamma_{01}(t)\sin(\Omega t).$$

Для квадратурного представления нестационарного гиперболического процесса в качестве опорных необходимо иметь две гиперболические гармоники  $\sin(\Omega t)$  и  $\cos(\Omega t)$ . Если в реальных измерителях используется мера, инвариантная относительно момента времени, то реализацию необходимо рассматривать с множителем  $\frac{1}{\sqrt{t}}$ . Комплексную низкочастотную фильтрацию уз-

кополосных мультипликативных сигналов можно организовать путем отдельного рассмотрения синфазной и квадратурной компонент и их фильтрации с помощью вещественных мультипликативных фильтров. Вещественный мультипликативный фильтр определяется условием

$$K(\Omega) = \hat{K}^*(-\Omega),$$

где  $\hat{K}(-\Omega) = M\{K(t)\}$ ;

$K(t)$  – импульсная характеристика фильтра.

Комплексный спектр Меллина исходного мультипликативно-го сигнала может быть представлен в виде

$$\widehat{S}_M(\Omega) = \frac{1}{2} \widehat{S}_{M0}(\Omega - \Omega_0) + \frac{1}{2} \widehat{S}_{M0}^*(-\Omega - \Omega_0), \quad (3.2.5)$$

где  $\widehat{S}_M(\Omega)$  – спектр комплексной огибающей;

$\Omega_0$  – начальная частота мультипликативного сигнала;

$\Omega$  – текущая частота.

Действительно,

$$\widehat{S}_M(\Omega) = M\{S_M(t)\} = \int_0^{\infty} S_M(t) e^{-j\Omega \ln t} \frac{dt}{t} = \int_0^{\infty} \operatorname{Re}\{S_{M0}(t) e^{-j\Omega_0 \ln t}\} e^{-j\Omega \ln t} \frac{dt}{t}.$$

Учитывая, что действительная часть комплексной величины равна полусумме самой величины и сопряженного ей значения  $\operatorname{Re}Z = \frac{1}{2}(Z + Z^*)$ , получим

$$\widehat{S}_M(\Omega) = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} S_{M0}(t) e^{-j(\Omega - \Omega_0) \ln t} \frac{dt}{t} + \frac{1}{2} \int_0^{\infty} S_{M0}(t) e^{-j(-\Omega - \Omega_0) \ln t} \frac{dt}{t}.$$

Таким образом, учитывая формулу (3.2.5), видим, что в области положительных частот спектр исходного сигнала  $\widehat{S}_M(\Omega)$  равен спектру комплексной огибающей  $\widehat{S}_{M0}(\Omega)$ , смещенной по частоте на  $\Omega = \Omega_0$ :

$$\widehat{S}(\Omega) = \frac{1}{2} \widehat{S}_{M0}(\Omega - \Omega_0), \quad / \Omega > 0 /$$

а в области отрицательных частот  $\widehat{S}_M(\Omega)$  равен спектру, сопряженному с  $\widehat{S}_{M0}(\Omega)$ , обращенному по частоте и смещенному на  $\Omega = -\Omega_0$ :

$$\widehat{S}(\Omega) = \frac{1}{2} \widehat{S}_{M0}^*(-\Omega - \Omega_0), \quad / \Omega < 0 /$$

Условие мультипликативной узкополосности означает, что спектры Меллина в области положительных и отрицательных частот не заходят за начало координат и, следовательно, взаимно не пересекаются.

Условимся называть фильтр мультипликативно узкополосным, если его передаточная функция отлична от нуля в некоторой полосе, имеющей среднегеометрическую частоту  $\Omega_0$ . Мультипликативный узкополосный фильтр однозначно описывается выражением

$$g(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \widehat{G}(\Omega) e^{-j\Omega \ln t} \frac{dt}{t}.$$

где  $g(t)$  – импульсная мультипликативная переходная функция;  
 $G(\Omega)$  – мультипликативная передаточная функция.

Аналогично тому, как это сделано для мультипликативного сигнала, представляется возможным выразить импульсную мультипликативную функцию фильтра через ее низкочастотный эквивалент  $h(t)$ :

$$g(t) = 2\text{Re}\{h(t)e^{j\Omega_0 \ln t}\},$$

где  $h(t)$  – импульсная переходная мультипликативная функция низкочастотного эквивалента фильтра.

Нетрудно видеть, что справедливым будет и соотношение

$$\widehat{G}(\Omega) = \widehat{H}(\Omega - \Omega_0) + \widehat{H}^*(-\Omega - \Omega_0). \quad (3.2.6)$$

Передаточная мультипликативная функция фильтра и его импульсная мультипликативная переходная функция образуют пару преобразований Меллина. Реакция  $S_{2M}(t)$  на выходе фильтра является узкополосным мультипликативным сигналом, который может быть представлен в форме

$$S_{2M}(t) = 2\text{Re}\{S_{2M0}(t)e^{j\Omega_0 \ln t}\},$$

где  $S_{2M0}(t)$  – комплексная огибающая мультипликативного сигнала  $S_{2M}(t)$ .

При этом

$$\widehat{S}_{2M}(\Omega) = \frac{1}{2}\widehat{S}_{2M0}(\Omega - \Omega_0) + \frac{1}{2}\widehat{S}_{2M0}^*(-\Omega - \Omega_0). \quad (3.2.7)$$

Реакцией фильтра на входной узкополосный мультипликативный сигнал  $S_{1M}(t)$  является свертка:

$$S_{2M}(t) = \int_0^{\infty} S_{1M}(\tau) g\left(\frac{t}{\tau}\right) \frac{dt}{\tau}.$$

Спектральное соотношение, эквивалентное этому равенству, имеет вид

$$\widehat{S}_{2M}(\Omega) = \widehat{G}(\Omega)\widehat{S}_{1M}(\Omega),$$

или с учетом формул (3.2.5) и (3.2.6)

$$\begin{aligned} \widehat{S}_{2M}(\Omega) = & \frac{1}{2}[\widehat{H}(\Omega - \Omega_0) + \widehat{H}^*(-\Omega - \Omega_0)][\widehat{S}_{1M0}(\Omega - \Omega_0) + \\ & + \frac{1}{2}\widehat{S}_{1M0}^*(-\Omega - \Omega_0)]. \end{aligned}$$

Учитывая, что

$$\widehat{H}(\Omega - \Omega_0) \cdot \widehat{S}_{1M0}^*(-\Omega - \Omega_0) = 0;$$

$$\widehat{S}_{1M0}(\Omega - \Omega_0) \cdot \widehat{H}^*(-\Omega - \Omega_0) = 0,$$

получаем выражение для меллиновского спектра выходного сигнала:

$$\begin{aligned} \widehat{S}_M(\Omega) = & \frac{1}{2}[\widehat{H}(\Omega - \Omega_0) + \widehat{S}_{1M0}(\Omega - \Omega_0) + \frac{1}{2}\widehat{H}^*(-\Omega - \Omega_0) + \\ & + \frac{1}{2}\widehat{S}_{1M0}^*(-\Omega - \Omega_0)]. \end{aligned} \quad (3.2.8)$$

Сравнивая (3.2.7) и (3.2.8), получаем низкочастотную огибающую выходного сигнала:

$$\gamma_{2M0}(\Omega) = \widehat{H}(\Omega)\widehat{S}_{1M0}(\Omega).$$

Таким образом, комплексная огибающая  $S_{2M0}(t)$  на выходе узкополосного мультипликативного фильтра определяется сверткой Меллина комплексной огибающей  $S_{1M}(t)$  входного сигнала с импульсной мультипликативной переходной функцией  $H(t)$ :

$$S_{2M0}(t) = \int_0^{\infty} S_{1M0}(\tau)H\left(\frac{t}{\tau}\right)\frac{d\tau}{t}.$$

При этом

$$S_{2M}(t) = \operatorname{Re}\{e^{j\Omega \ln t} \int_0^{\infty} S_{1M0}(\tau)H\left(\frac{t}{\tau}\right)\frac{d\tau}{t}\}.$$

Полученное представление позволяет использовать низкочастотное квадратурное представление для нахождения отклика входного воздействия на фильтр.

Особо отметим, что в силу изоморфизма аддитивного и мультипликативного преобразований сигнала имеют место зависимости

$$\begin{aligned}M\{S(t)\} &= F\{S(\exp t)\}, \\H_m\{S(t)\} &= H\{S(\exp t)\}.\end{aligned}$$

Как видно, операция логарифмического масштабирования мультипликативного сигнала  $S(t) \xrightarrow{\ln t} S(\exp t)$  позволяет преобразование Меллина и мультипликативное преобразование Гильберта определить с помощью преобразования Фурье и обычного преобразования Гильберта.

### **3.3. Помехоустойчивость и разрешающая способность мультипликативных методов обработки сигналов**

Известно, что отношение сигнал/помеха (ОСП) на выходе идеального коррелятора (согласованного фильтра) прямо пропорционально ОСП на его входе и корню квадратному из произведения полосы Фурье сигнала  $W$  и его аддитивной длительности  $T$  [24]:

$$\frac{U_c}{U_n}(\text{вых}) = \frac{U_c}{U_n}(\text{вх}) \cdot \sqrt{WT},$$

то есть эффективность работы коррелятора прямо пропорциональна базе сигнала  $WT$ .

Показанные в [40] соответствия аддитивных и мультипликативных преобразований сохраняющие групповые операции, позволяют перенести на мультипликативные правила обработки методы оценки помехоустойчивости, применяемые для оценки аддитивных правил обработки.

Величина максимального значения огибающей отклика при этом может быть представлена в виде:

$$\frac{\left\langle G_M \psi \right\rangle_{\max}}{2E} = \left[ \frac{Si \frac{\pi W_M T_M \beta}{2}}{\frac{\pi W_M T_M \beta}{2}} \right], \quad (3.3.1)$$

где  $W_M$  – ширина полосы спектра Меллина сигнала;

$$T_M = \ln \frac{t_K}{t_H} - \text{мультипликативная длительность сигнала,}$$

$t_K, t_H$  – время конца и начала сигнала соответственно;

$\beta$  – параметр, характеризующий радиальное ускорение цели.

Из анализа (2.3.1) видно, что если значение  $W_M \cdot T_M \cdot \beta$  остается меньше единицы, то ослабление выходного сигнала не превышает 2 дБ. При  $W_M \cdot T_M \cdot \beta \gg 1$  максимальный выходной сигнал пропорционален  $(W_M \cdot T_M \cdot \beta)^{-1}$ :

$$\frac{\left\langle G_M \psi \right\rangle_{\max}}{2E} \sim \frac{1}{W_M T_M \beta}.$$

Используя выражение (3.3.1) и определив интенсивность выходной помехи, в предположении, что помеха на входе представляет собой стационарный процесс в мультипликативном масштабе аргумента с идеальным прямоугольным спектром, с шириной полосы  $W_M$  и центральной мультипликативной частотой  $\Omega_0$  можно получить следующее выражение для максимума ОСП (по мощности) на выходе согласованного фильтра:

$$\theta_{\text{МВЫХ. max}} = \frac{\left\langle G_M \psi \right\rangle_{\max}^2}{N_M} = W_M T_M \left[ \frac{Si \frac{\pi W_M T_M \beta}{2}}{\frac{\pi W_M T_M \beta}{2}} \right]^2 \theta_{\text{ВХ.}},$$

где  $N_M$  – интенсивность мультипликативной помехи на входе;

$\sigma_{\text{MC}}^2$  – дисперсия мультипликативного сигнала на входе;

$\sigma_{\text{MI}}^2$  – дисперсия мультипликативной помехи на входе;

$$\theta_{\text{МВХ}} = \frac{\sigma_{\text{MC}}^2}{\sigma_{\text{MI}}^2} - \text{ОСП на входе по мощности.}$$

В случае равномерного движения ( $\beta = 0$ ) ОСП определяется:

$$\theta_{\text{МВЫХ}} = W_{\text{М}} T_{\text{М}} \theta_{\text{МВХ}},$$

где  $W_{\text{М}} T_{\text{М}}$  – выигрыш, получаемый за счет оптимальной мультипликативной обработки.

При любых конечных значениях параметра  $\beta$  существует свой максимальный выигрыш, который можно получить, применяя согласованный мультипликативный фильтр с компенсацией смещения от влияния радиального ускорения цели. Максимумы выигрыша в помехоустойчивости получаются при  $W_{\text{М}} T_{\text{М}} \beta \approx 1$ .

На рис. 3.3.1 представлены графики зависимости выигрыша в помехоустойчивости

$$\frac{\theta_{\text{МВЫХ}}}{\theta_{\text{МВХ}}} = W_{\text{М}} T_{\text{М}} \left[ \frac{\text{Si} \frac{\pi W_{\text{М}} T_{\text{М}} \beta}{2}}{\frac{\pi W_{\text{М}} T_{\text{М}} \beta}{2}} \right]^2$$

от величины  $W_{\text{М}} T_{\text{М}}$  для различных значений параметра  $\beta$ . В случае, когда  $\beta = 0$ , то есть при отсутствии ускорения, выигрыш получаемый с помощью согласованного фильтра, является линейной функцией произведения мультипликативной длительности на ширину полосы частот Меллина  $W_{\text{М}}$ .

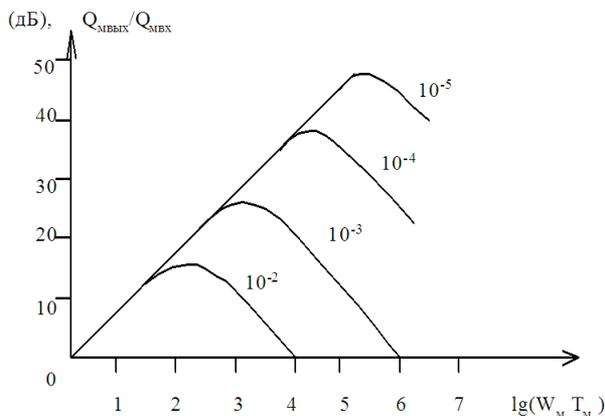


Рис. 3.3.1. Зависимость выигрыша, получаемого за счет обработки сигнала мультипликативным согласованным фильтром при наличии доплеровской дисперсии

Определим область параметров мультипликативного сигнала, при которой эффектом ускорения его носителя можно пренебречь. Для ГЧМ-сигнала в активном режиме мера разрешения по частоте равна:

$$\Omega\mu = \Omega \frac{V^2 t_0}{CR(0)},$$

где  $t_0 = \sqrt{t_H t_K}$  – среднегеометрическое время сигнала;

$V$  – относительная радиальная скорость цели;

$R(0)$  – расстояние до цели в начальный момент времени;

$C$  – скорость распространения сигнала в среде.

С другой стороны, элемент разрешения по частоте указанного сигнала равен  $\frac{2\pi}{T_M}$ . Отсюда область параметров сигнала, при

которой эффект ускорения можно не учитывать, задается неравенством:

$$\frac{\Omega T_M}{2\pi} \cdot \frac{V^2 t_0}{CR(0)} < 1,$$

или с учетом соотношения для полосы отрезка гиперболической

гармоники  $\Delta\omega = \omega_B - \omega_H = \frac{\Omega\Delta t}{t_0^2} = \frac{\Omega\Delta t}{t_H t_K} = \frac{\omega_0\Delta t}{t_0}$ , где  $\omega_0 = \sqrt{\omega_H \omega_B}$  –

среднегеометрическая частота сигнала,  $\omega_H, \omega_B$  – начальная и конечная граница частотного носителя сигнала, составит:

$$n_M \frac{V^2}{CR(0)} \cdot \frac{\omega_0\Delta t}{\Delta\omega} < 1, \quad (3.3.2)$$

где  $n_M = \frac{\Omega T_M}{2\pi}$  – число гиперболических периодов.

Поскольку отрезок тона можно рассматривать как короткий гиперболический сигнал, то с учетом соотношения неопределенности для тонально – импульсного сигнала  $\Delta t \Delta\omega = 3\pi$ , соотношение (3.3.2) для отрезка тона запишется:

$$\frac{n_M V^2}{CR(0)} \cdot \frac{n_M + \Delta t}{3\pi} < 1.$$

Для отрезка тона  $n_m = n_+$ ,  $n_+ = \frac{\omega_0 \Delta t}{2\pi}$ . Отсюда окончательно

имеем:

$$\frac{2}{3} \cdot \frac{n_+^2 V^2}{CR(0)} \Delta t = \frac{4\pi}{3} \cdot \frac{n_+^3 V^2}{CR(0)} \cdot \frac{1}{\omega_0} < 1. \quad (3.3.3)$$

Если неравенство (3.3.3) нарушается, необходимо выполнять расфилтровку сигнала по меллиновской частоте так же, как это делается при обнаружении сигнала с неизвестным доплеровским параметром в аддитивном случае. В условиях воздействия реверберации применение согласованных фильтров не оптимально, однако на практике согласованные фильтры обычно используются и в этом случае, что обусловлено, как правило, отсутствием данных об их спектральной плотности [1]. Влияние реверберации оценивается сверткой функций рассеяния канала с функцией неопределенности сигналов [38] и с учетом отображенных изоморфизмов мультипликативных и аддитивных преобразований, оценка влияния реверберации на помехоустойчивость мультипликативных согласованных фильтров может быть определена как

$$\Delta\omega_{M0} = \frac{\frac{E_r}{N_{M0}}}{1 + \frac{E_t}{N_{M0}} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} W(t', \ln \tau', \Omega') \chi'_M(t, \Omega) d\Omega \frac{dt}{t}}$$

где  $W$  – функция рассеяния гиперболического канала;

$\chi'_M$  – нормированная мультипликативная ФН сигнала;

$E_r$  – принимаемая энергия импульса;

$E_t$  – излучаемая энергия импульса.

Отметим, что при отсутствии реверберации  $\Delta\omega_{M0} = \frac{E_r}{N_{M0}}$ .

Следовательно, реверберации приводят к очевидному ухудшению помехоустойчивости. Уменьшить потери при обнаружении путем увеличения энергии излучаемого сигнала невозможно, так как соответственно увеличивается и мощность ревербераций. Для улучшения характеристик обнаружения можно выбрать такие сигналы, мультипликативная ФН которых в наименьшей степени

перекрывается с функцией рассеяния гиперболического канала. На практике целесообразно излучать сочетание импульсов для обеспечения обнаружения целей с различными значениями радиального ускорения.

### 3.4. Оптимальная форма автокорреляционной функции сигнала для РКФ

Проектирование CDMA-систем во многом основывается на выборе сигналов, применение которых позволяет улучшить основные характеристики (качество связи, помехоустойчивость).

Оценка эффективности использования конкретного ансамбля (множества) сигналов в CDMA-системах базируется на анализе их авто- и взаимокорреляционных характеристик. Выигрыш в качестве связи зависит как от числа символов (длины) последовательности, так и от характеристик совокупности сигналов, в первую очередь – их взаимокорреляционных свойств и способа модуляции.

Обратимся к разрешающей способности мультипликативного согласованного фильтра. Разрешающая способность по времени и частоте, как было показано в [1], характеризуется областью высокой корреляции сигнала по этим параметрам. Оптимальной формой автокорреляционной функции сигнала, для достижения наилучших данных при измерении дальности и разрешения целей по дальности, является  $\delta$ -импульс. То есть, автокорреляционная функция сигнала должна иметь, по возможности, узкий центральный пик и малые боковые лепестки, распределенные во времени более или менее равномерно (ФН должна приближаться к «кнопочной»).

Равным образом оценка может быть осуществлена в спектральной области путем сравнения энергетического спектра исследуемого сигнала со спектром  $\delta$ -импульса:  $F\{\delta(\tau)\}=1$ .

Исследуем на критерий близости к единице энергетический спектр обобщенного мультипликативного сигнала вида:

$$S_M(t) = e^{j\Omega \ln(t-\tau)} \cdot (t-\tau)^{-\gamma} = (t-\tau)^{j\Omega - \gamma}$$

$$0 \leq \gamma \leq 1$$

Определим преобразование Фурье сигнала  $S_m(t)$ , для чего используем табличное значение [41]:

$$\tilde{S}_m(\omega) = j\Gamma(j\Omega - \gamma + 1) \left[ e^{\frac{(-\Omega - j\gamma)\pi}{2}} \cdot \omega_+^{-j\Omega + \gamma - 1} - e^{\frac{(\Omega + j\gamma)\pi}{2}} \cdot \omega_-^{-j\Omega + \gamma - 1} \right] \cdot e^{-\omega\tau},$$

при  $t > \tau$ ;

$$\tilde{S}_m(\omega) = 0, \text{ при } 0 < t < \tau.$$

Соответственно комплексно-сопряженный спектр:

$$\overline{\tilde{S}_m}(\omega) = -j\Gamma(j\Omega - \gamma + 1) \left[ \ell^{\frac{(\Omega + j\gamma)\pi}{2}} \cdot \omega_+^{j\Omega + \gamma - 1} - \ell^{\frac{(-\Omega - j\gamma)\pi}{2}} \cdot \omega_-^{j\Omega + \gamma - 1} \right] \cdot e^{\omega\tau},$$

при  $t > \tau$ ;

$$\overline{\tilde{S}_m}(\omega) = 0, \text{ при } 0 < t < \tau.$$

По определению энергетический спектр сигнала:

$$R(\omega) = \tilde{S}_m(\omega) \cdot \overline{\tilde{S}_m}(\omega) = |\Gamma(j\Omega - \gamma + 1)|^2 \cdot |\omega|^{-2(1-\gamma)} \quad (3.4.1)$$

Для получения решения в замкнутом виде исследуем (3.4.1) при  $\gamma = 0$ ;  $\gamma = 1/2$ ;  $\gamma = 1$ .

1. При  $\gamma = 0$ , следовательно, (3.4.1) преобразуется к следующему виду:

$$R(\omega) = \tilde{S}_m(\omega) \cdot \overline{\tilde{S}_m}(\omega) = |\Gamma(j\Omega + 1)|^2 \cdot |\omega|^{-2}$$

Используя известное соотношение  $\Gamma(x + 1) = x\Gamma(x)$ , преобразуем:

$$R(\omega) = [(j\Omega)(-j\Omega)] \cdot |\Gamma(j\Omega)|^2 \cdot \frac{1}{\omega^2} = \frac{\pi}{sh(\pi\Omega)} \cdot \frac{1}{\omega^2} \quad (3.4.2)$$

2. При  $\gamma = 1/2$ , принимает (3.4.1) вид:

$$R(\omega) = \left| \Gamma\left(j\Omega + \frac{1}{2}\right) \right|^2 \cdot |\omega|^{-1} = \frac{\pi}{ch(\pi\Omega)} \cdot \frac{1}{|\omega|} \quad (3.4.3)$$

3. При  $\gamma = 1$ , сводится к следующему виду:

$$R(\omega) = |\Gamma(j\Omega)|^2 = \frac{\pi}{\Omega \cdot sh(\pi\Omega)} \quad (3.4.4)$$

Известно, что  $sh(\pi\Omega) = \frac{e^{\pi\Omega} - e^{-\pi\Omega}}{2}$ ,  $ch(\pi\Omega) = \frac{e^{\pi\Omega} + e^{-\pi\Omega}}{2}$ .

Используя асимптотическое приближение при больших значениях  $\Omega$  для гиперболических функций, упростим (3.4.2) ÷ (3.4.4):

$$1. \quad \gamma = 0; R(\omega) = \frac{2\pi}{e^{\pi\Omega}} \cdot \frac{1}{\omega^2}; \quad (3.4.5)$$

$$2. \quad \gamma = \frac{1}{2}; R(\omega) = \frac{2\pi}{e^{\pi\Omega}} \cdot \frac{1}{|\omega|}; \quad (3.4.6)$$

$$3. \quad \gamma = 1; R(\omega) = \frac{2\pi}{\Omega e^{\pi\Omega}}. \quad (3.4.7)$$

Из анализа (3.4.5) ÷ (3.4.7) очевидно, что при  $\gamma = 1$  энергетический спектр анализируемого сигнала совпадает со спектром  $\delta$ -функции. Энергетический спектр сигналов конечной длительности ограничен в полосе  $\Delta\omega$ . Спектры реальных ЧМ сигналов могут приближенно считаться ограниченными пределами изменения мгновенной частоты, а при достаточно широкой полосе ошибка становится произвольно малой величиной. При  $\gamma = 1$  для финитного сигнала выражение (3.4.7) можно представить в виде:

$$R(\omega) = \text{rect}\left(\frac{\omega - \omega_0}{2 \cdot \Delta\omega}\right) \cdot \frac{2\pi}{\Omega \cdot e^{\pi\Omega}}. \quad (3.4.8)$$

Автокорреляционная функция, вычисленная для (3.4.8) имеет вид:

$$R(\tau) = F^{-1}\{R(\omega)\} = \frac{2 \sin(\Delta\omega t)}{\Omega \cdot e^{\pi\Omega}} \cdot e^{j\omega_0 t}.$$

Модуль автокорреляционной функции соответственно:

$$|R(\tau)| = \frac{2 \sin(\Delta\omega \cdot t)}{\Omega \cdot e^{\pi\Omega} \cdot t}. \quad (3.4.9)$$

Из анализа (3.4.9) видно, что основная часть отклика расположена между точками  $\Delta\omega \cdot t = \pm\pi$ , из чего следует, что элемент разрешения по дальности:

$$\Delta(t) = \frac{2\pi}{\Delta\omega},$$

то есть определяется полосой Фурье сигнала. Из анализа (3.4.5) и (3.4.6) очевидно, что при  $\gamma = 0$  и  $\gamma = 1/2$  сигнал имеет худшее разрешение по дальности. Проанализируем эти выражения. Энергетические спектры этих сигналов, как отмечалось выше, ограничены в полосе  $\Delta\omega$  и спадают по амплитуде, соответственно, по закону  $\frac{1}{\omega^2}$  и  $\frac{1}{|\omega|}$ .

Без потери общности, с достаточной степенью точности для сравнительной оценки, спектры (3.4.5) и (3.4.6) можно приближенно аппроксимировать функцией:

$$\text{rect}\left(\frac{\omega - \omega_0}{2\Delta\omega'}\right) \cdot \frac{2\pi}{e^{\pi\Omega}}$$

где  $\Delta\omega'$  выбирается из условия равенства площадей под функциями (3.4.5) и ограниченными в полосе  $\Delta\omega$  функциями (3.4.5) и (3.4.6). При этом  $\Delta\omega' < \Delta\omega$  и, следовательно, элемент разрешения для данных сигналов ( $\Delta'(t) > \Delta(t)$ ), то есть разрешающая способность хуже. Таким образом, можно сделать вывод, что наилучшим разрешением по дальности обладает сигнал при  $\gamma = 1$ , то есть вида:

$$S(t) = e^{j\Omega \ln t} \cdot t^{-1}.$$

Как было показано выше, разрешающая способность по дальности мультипликативных сигналов определяется их полосой Фурье  $\Delta(t) = \frac{2\pi}{\Delta\omega}$ , и чем шире полоса Фурье сигнала, тем лучше его разрешение по дальности. В силу соответствия аддитивных и мультипликативных преобразований можно заключить, что разрешающая способность по скорости определяется полосой Меллина сигнала  $\Delta\Omega$ :

$$\Delta(\ln \alpha) = \frac{2\pi}{\Delta\Omega}.$$

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

---

---

Мультипликативный подход позволяют оценить свойства мультипликативных сигналов и связать с их параметрами.

Математическая модель мультипликативных сигналов позволяет формировать различные сигналы в зависимости от решаемых ТКС задач и на основании этой модели построить гибкий алгоритм и программное обеспечения для цифрового устройства формирования и обработки сигналов.

Мультипликативный сигнал, сформированный на основании предлагаемой модели имеет оптимальную форму автокорреляционной функции (узкий центральный пик и малые боковые лепестки) и пригоден для проектирование систем 5G.

Приведенные в работе технологии мультипликативных сигналов формируют новые направления в развитии телекоммуникационных систем и могут быть использованы в смежных областях: извлечения, передачи, обработки, управления, записи и считывания информации.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

---

---

1. Кук, Ч. Радиолокационные сигналы / Ч. Кук, М. Бернфельд. – М.: Сов. Радио, 1971. – 568 с.
2. Сапрыкин, В.А. Теория гидроакустики и цифровая обработка сигналов: в 2 ч. / В.А. Сапрыкин, С.П. Рокотов. – Л.: ВВМУРЭ, 1991 – 416 с.
3. Сапрыкин, В.А. Об анализе случайных процессов на основе преобразований, инвариантных относительно аддитивно – мультипликативных сдвигов / В.А. Сапрыкин, А.Е. Докукин, С.В. Ковтуненко. // Труды седьмого Всесоюзного симпозиума. Методы представления и аппаратный анализ случайных процессов и полей. – Л.: 1974. – Т. 1.
4. Рихачек, А.В. Сигналы допустимые с точки зрения доплеровского эффекта / А.В. Рихачек // ТИИЭР. – 1966. – Т. 54. – № 6. – С. 39–41.
5. Васильев, К.К. Теория электрической связи: учеб. пособие / К.К. Васильев, В.А. Глушков, А.В. Дормидонтов, А.Г. Нестеренко; Под общ. ред. К.К. Васильева. – Ульяновск: Ул.ГТУ, 2008. – 452 с.
6. Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: справочник / Я.Д. Ширман, Ю.И. Лосев, Н.Н. Минервин, С.В. Москвитин, С.А. Горшков, Д.И. Леховицкий, Л.С. Левченко / под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: ЗАО «МАКВИС», 1998. – 828 с.
7. Павликов, С.Н. Свидетельство на полезную модель РФ, №14680, МПК G01S 15/00. Устройство определения относительной скорости и ускорения объекта / С.Н. Павликов, Е.И. Убанкин, В.С. Богданов, И.А. Коленченко
8. Патент РФ, №2062481, МПК G01S 15/00. Способ определения скорости движения судна относительно дна / В.А. Сапрыкин, С.Н. Павликов, Е.И. Убанкин.

9. Скляр, Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр; пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
10. Справочник по радиолокации / под ред. М.И. Скольника; пер. с англ. под общ. ред. В.С. Вербы: в 2 кн. Кн. 1. – М.: ТЕХНОСФЕРА, 2015. – 671 с.
11. Голяницкий, И.А. Математические модели и методы в радиосвязи / И.А. Голяницкий; под ред. Ю.А. Громакова. – М.: Экотрендз, 2005. – 440 с.
12. Патент РФ, №2528153, МПК H04L 1/06. Способ и система возвращения информации о состоянии канала / ЧЭНЬ Йицзянь, ЮЙ Гуангуи, ЧЗАН Цзюньфэн, ЛИ Шупэн (СН).
13. Павликов, С.Н. Перспективные методы обработки сигналов в телекоммуникационных системах.: монография / С.Н. Павликов, Е.И. Убанкин. – Владивосток: Мор. гос. ун-т., 2014. – 99 с.
14. Венедиктов, М.Д. Многостанционный доступ в спутниковых системах связи / М.Д. Венедиктов, С.А. Даниэлян, В.В. Марков, Г.С. Эйдус. – М.: Связь, 1973. – 97 с.
15. Пеннин, П.И. Системы передачи цифровой информации / П.И. Пеннин. – М.: Советское радио, 1976. – 368 с.
16. Спилкер, Дж. Цифровая спутниковая св / Дж. Спилкер; пер. с англ.; под ред. В.В. Маркова. – М.: Связь, 1976. – 592 с.
17. Тузов, Г.И. Статистическая теория приема сложных сигналов / Г.И. Тузов. – М.: Советское радио, 1977. – 400 с.
18. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / под ред. В.Б. Пестрякова. – М.: Советское радио, 1973. – 424 с.
19. Варакин, Л.Е. Теория систем сигналов / Л.Е. Варакин. – М.: Советское радио, 1970. – 376 с.
20. Корн, Г. Моделирование случайных процессов на аналоговых и аналогово-цифровых машинах / Г. Корн; пер. с англ.; под ред. Е.В. Доброва. – М.: Мир, 1968. – 315 с.
21. Петрович, Н.Т. Системы связи с шумоподобными сигналами / Н.Т. Петрович, М.К. Размахнин. – М.: Сов. Радио, 1969. – 230 с.
22. Радиотехнические системы / Ю.П. Гришин, В.П. Ипатов и др.; под ред. Ю.М. Казаринова. – М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.
23. Теоретические основы радиолокации / под ред. В.Е. Дулевича. – М.: Сов. Радио, 1964. – 732 с.

24. Зарайский, В.А. Теория гидролокации / В.А. Зарайский, А.М. Тюрин. – Л.: ВМА, 1975. – 605 с.

25. Ремли, В.Р. Влияние доплеровской дисперсии на обнаружение и разрешающую способность при использовании согласованных фильтров В.Р. Ремли // ТИИЭР. – 1966. – Т. 54. – № 1. – С. 39–46.

26. Бовбель, Е.Д. Некоторые свойства широкополосной функции неопределенности для детерминированных и случайных сигналов / Е.Д. Бовбель // Зарубежная радиоэлектроника. – 1977. – № 6. – 303 с.

27. Сапрыкин, В.А. Цифровая обработка гидроакустических сигналов / В.А. Сапрыкин, А.К. Волошин, С.П. Рокотов. – Л.: ВВМУРЭ, 1988. – 247 с.

28. Кейсесент, Д. Новые методы оптических преобразований при распознавании образов / Д. Кейсесент, Д. Псалтис // ТИИЭР. – 1977. – Т. 65. – № 1. – С. 92–100.

29. Патент США G 01S 13/28 № 3905033.

30. Кочемасов, В.С. Применение ЛЧМ сигналов и методы их формирования / В.С. Кочемасов // Зарубежная радиоэлектроника. – 1975. – № 8. – С. 32–63.

31. Либенсон, Е.Б. О некоторых характеристиках выходного отклика в системах обработки сигнала с гиперболической ЧМ / Е.Б. Либенсон // IV Всесоюзная школа семинара. – 1973.

32. Ван, Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляция / Ван, Трис Г. – М.: Сов. Радио, 1977. Т. 1. – 744 с.

33. Френкс, Л. Теория сигналов / Л. Френкс. – М.: Сов. радио, 1974. – 344 с.

34. Крамер, С.А. Допустимая расстройка скорости и ускорения в высокочувствительных широкополосных корреляционных гидролокаторах с ЛЧМ / С.А. Крамер // ТИИЭР. – 1967. – Т. 55. – № 5. – С. 3.

35. Вакман, Д.Е. Сложные сигналы и принцип неопределенности в радиолокации. / Д.Е. Вакман – М.: Сов. радио, 1965. – 303 с.

36. Макс, Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях / Ж. Макс. – М.: Мир. – Т. 1. – 1983. – 312 с.

37. Хелстром, К. Статистическая теория обнаружения сигналов при физических измерениях / К. Хэлстром. – М.: Изд-во иностранной литературы, 1963. – 432 с.

38. Найт, У.С. Цифровая обработка сигналов в гидролокационных системах / У.С. Найт, Р.Г. Придэм, С.М. Кей // ТИИЭР. – 1977. – Т. 65. № 11. – С. 84–156.

39. Бутырский, Е.Ю. Квадратурное представление одного класса нестационарных процессов / Е.Ю. Бутырский, А.Н. Сахаров, С.В. Шостак, А.И. Яковлев // Статистические измерения и применение микромашинных средств в измерениях: тезисы докладов Всесоюзной научной конференции. – Л., 1984.

40. Убанкин, Е.И. Оптимизация широкополосных сигналов / Е.И. Убанкин, С.Н. Павликов. – Владивосток: ДВМГА, 1998. – 124 с.

41. Брычков, Ю.А. Интегральные преобразования обобщенных функций / Ю.А. Бычков, А.П. Прудников. – М.: Наука, 1977. – 287 с.

Для заметок

Научное издание

**Мочалов** Александр Викторович  
**Павликов** Сергей Николаевич  
**Убанкин** Евгений Иванович

**НОВЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ В РАЗВИТИИ  
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ**

Монография

В авторской редакции

Подписано в печать 28.03.16. Формат 60×84/16.  
Бумага писчая. Печать офсетная. Усл. печ. л. 6,0.  
Уч.-изд. л. 6,25. Тираж 1000 экз. Заказ

---

Издательство Владивостокского государственного университета  
экономики и сервиса  
690014, Владивосток, ул. Гоголя, 41  
Отпечатано в множительном участке ВГУЭС  
690014, Владивосток, ул. Гоголя, 41