



БИБЛИОТЕКА  
ИНЖЕНЕРА —  
ГИДРОАКУСТИКА

Л. К. Самойлов

**ЭЛЕКТРОННОЕ  
УПРАВЛЕНИЕ  
ХАРАКТЕРИСТИКАМИ  
НАПРАВЛЕННОСТИ  
АНТЕНН**



Ленинград  
„Судостроение“  
1987

СЕРИЯ „БИБЛИОТЕКА  
ИНЖЕНЕРА-ГИДРОАКУСТИКА”

Редакционная коллегия:

АЛЕКСЕЕВ А. В., БАБИЙ В. И., ВАСИЛЬЦОВ Е. А., ЕВТЮТОВ А. П.,  
ИЛЬЧИЧЕВ В. И., КОЛЕСНИКОВ А. Е., КОРЕПИН Е. А., ЛЯЛИКОВ А. П.,  
МАРТЫНЮК В. Ф., ОЛЬШЕВСКИЙ В. В., ОРЛОВ Л. В., ПРОСТАКОВ А. Л.,  
САПРЫКИН В. А., СВЕРДЛИН Г. М., СТАРКОВ А. Д.,  
ТАРАСЮК Ю. Ф. (ответственный редактор),  
ТИМОШЕНКО В. И.

Рецензент — д-р техн. наук М. Д. Смарищеа.  
Научный редактор — канд. техн. наук В. Н. Красюк

Самойлов Л. К.

С17 Электронное управление характеристиками направленности антенн. — Л.: Судостроение, 1987. — 280 с., ил. (Библиотека инженера-гидроакустика).

ИСБН

В книге дан обзор задач гидроакустики, решаемых с помощью электронного управления характеристиками направленности. Системы управления анализируются с точки зрения четырех форм представления информации и трех способов построения пространственного фильтра: временного, фазового и частотного. Отдельно рассмотрены случаи формирования характеристик в режиме приема и излучения. Основное внимание уделено цифровым методам построения систем управления.

Книга рассчитана на специалистов, занимающихся разработкой и эксплуатацией систем электронного управления характеристиками направленности антенн, а также может быть использована аспирантами и студентами соответствующих специальностей.

С 3605030000-003 36-87  
048 (01) - 87

32.875

© Издательство „Судостроение”, 1987 г.

ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящее время техническая акустика представляет собой широкую область знаний, которая включает в себя разделы многих смежных дисциплин. Разработка современной системы, использующей акустические колебания, требует знания физики, математики, электроники, автоматического управления, обработки сигналов, принятия решения и др. Это связано, во-первых, со значительным расширением областей использования эффектов, происходящих в различных физических средах при возбуждении в них акустических колебаний. Среди них можно выделить гидроакустику, неразрушающие методы контроля материалов, медицинскую диагностику и ряд других. Во-вторых, значительно увеличилось число решаемых задач системами, использующими волновые процессы, а также повысились требования к точности их решения. Среди разнообразных гидроакустических средств, использующих свойства акустических колебаний в водной среде, можно отметить следующие [41]: наблюдения, связи и телеметрии; подводного звуковидения и акустической голографии; кораблеводства; изучения Мирового океана; обеспечения глубоководных исследований; морской геологии. Системы, служащие этим целям, включают в себя сложные антенные комплексы, электронные тракты обработки сигналов, электронные управляющие вычислительные машины, регистрирующие устройства и т. п. Среди множества задач, решаемых такими системами, можно выделить группу задач, которая в последние годы получила, с нашей точки зрения, удачное название — задачи пространственной фильтрации акустических колебаний. К ним относятся задачи формирования характеристик направленности при приеме и излучении, их стабилизация в пространстве, сканирование характеристик направленности, создание характеристик специальной формы, для учета помеховой обстановки в среде и т. п. Решение этих задач представляет наибольшую сложность при построении гидроакустических средств наблюдения, кораблеводства, изучения Мирового океана и др. [41]. Использование термина „пространственный фильтр” подчеркивает аналогию пространственного фильтра с линейными фильтрами в частотной и временной областях, давая возможность представить задачу обработки сигналов в виде одного процесса фильтрации по нескольким аргументам. При этом в принципе может быть использован общий математический аппарат. В начальный период развития техники использования акустических колебаний задачи пространственной фильтрации решались в основном конструктивными методами, т. е. с помощью выбора конструкции антенны, а перестраивался пространственный фильтр механически путем поворота антенны на заданный угол. В дальнейшем были предложены

различные электронные методы частичного улучшения характеристик пространственного фильтра, среди которых особо можно отметить электронную перестройку (сканирование) характеристики направленности путем включения задержек в цепи прохождения сигнала при приеме и излучении. Первые системы с электронным управлением пространственным фильтром были аналоговыми, имели сравнительно невысокие параметры и технологичность, малую степень унификации, что приводило к необходимости разработки практически индивидуальных систем в каждом конкретном случае. В последнее десятилетие достигнуты большие успехи в применении цифровых методов обработки сигналов и создании специальных средств вычислительной техники для аппаратной и программной реализации этих методов. Усовершенствование технологии разработки микроэлектронных устройств привело к появлению больших интегральных схем (БИС), которые обладают повышенной надежностью по внезапным отказам, малой потребляемой мощностью, высоким быстродействием. Замена аналоговых методов управления цифровыми позволяет решить большинство проблем по разработке систем управления пространственным фильтром; унифицировать приемноизлучающие формирователи пространственных фильтров путем использования возможной настройки их на заданные параметры; повысить точность управления положением пространственного фильтра; создать адаптивные (к полю помех, к отношению сигнал/помеха) электронные системы управления параметрами фильтра; повысить эффективность стабилизации фильтра в пространстве.

При переходе на цифровые методы генерации и обработки сигналов возникает ряд сложных проблем. Достаточно отметить, что создание электронной части излучающей системы с цифровым управлением на частотах излучения до 100 кГц для нескольких десятков излучателей с применением частотной модуляции, поворотом характеристики направленности за время одного цикла излучения на  $30-60^\circ$  и с учетом необходимости стабилизации характеристики направленности в пространстве является сложной инженерной задачей. При цифровом управлении пространственным фильтром в режиме приема число элементарных операций типа суммирования или сдвига достигает сотен миллионов или нескольких миллиардов в секунду. Такие скорости находятся на пределе возможностей современной элементной базы, поэтому требуется обращать внимание на оптимизацию систем с помощью выбора структуры блоков и методов цифровой обработки.

Как показывает опыт, применение электронных способов изменения свойств пространственного фильтра не всегда дает суммарный положительный эффект. Это связано с тем, что технически сложные системы характеризуются обобщенным критерием эффективности, который состоит из частных критериев с заданными коэффициентами влияния. Частные критерии, как правило, взаимозависимы. Среди основных частных критериев гидроакустических систем можно отметить дальность обнаружения объектов, точность их пеленгования, скорость обзора пространства, габариты системы, надежность по внезапным отказам и т. п. Известно, что характеристики пространственного фильтра в значительной степени определяют отношение сигнал/помеха, что, в свою очередь, влияет на структуру и параметры следующего за пространственным фильтром устройства обработки информации. Повышение стабильности характеристик пространственного фильтра, как правило, связано

с увеличением габаритов системы. Перечисление взаимосвязей параметров можно было бы продолжить.

Сказанное выше позволяет утверждать, что задача получения глобально оптимального в проектируемой гидроакустической системе — достаточно сложна и многопланова. В данной книге рассмотрены частные задачи проектирования гидроакустической системы, касающиеся вопросов пространственной фильтрации, но полученные результаты и выводы можно использовать при проведении оптимизации на более высоких структурных уровнях. Основная цель рассмотрения — показ возможных технических решений отдельных задач пространственной фильтрации и влияние этих решений на другие частные критерии системы.

Важное внимание в книге уделено вопросам электронного управления пространственным фильтром в гидроакустических системах, но многие решения могут идти применение и в других областях использования акустических колебаний.

В связи с меньшей распространенностью понятия "пространственный фильтр" в книге используется понятие "электронное управление характеристиками направленности антенн" (СЭУХН), но в ряде случаев допускается и употребление первого термина.

Основным узлом СЭУХН является формирователь характеристики направленности (ФХН). Современные СЭУХН имеют, как правило, отдельные блоки для режимов приема и излучения. Это объясняется необратимостью реальных ФХН с входов на выходы. Кроме того, блоки для режима излучения при всех формах представления информации имеют почти идентичные структуры. Это связано с тем, что при излучении амплитуда сигнала, как правило, постоянна и ее не надо квантовать. В блоках управления для режима излучения чаще всего обрабатывается меандр напряжения или просто короткий импульс, определяемый передним фронтом меандра.

Поэтому вопросы рассмотрения СЭУХН разделяются на две части: 1) анализ блоков, работающих при приеме; 2) анализ блоков, работающих при излучении. Если учесть число форм представления информации, то количество возможных вариантов структур достигает восьми. Приемные блоки СЭУХН рассматриваются при всех видах представления информации, но материал разделен на две главы — 3 и 5. Блоки в режиме излучения используют две формы представления информации: цифровую и аналоговую. Они рассматриваются в гл. 4. В книге введены обозначения: БУФХНИ — блоки управления для формирователей характеристик направленности при излучении; БУФХНП — блоки управления для формирователей характеристик направленности при приеме. Основной частью этих блоков являются формирователи ХН (ФХН), среди которых выделим ФХНИ — формирователь ХН при излучении и ФХНП — формирователь ХН при приеме.

Задачи, стоящие перед СЭУХН в режиме излучения, имеют много общего с задачами, решаемыми системами в режиме приема, но одновременно с этим и значительно отличаются по ряду основных требований. Если имеется обратимый ФХН, то проблемы формирования фазовых распределений сигналов при излучении практически нет. Но все реальные ФХН имеют необратимую структуру из-за наличия электронных устройств, являющихся активными четырехполюсниками и пропускающими информацию в одном направлении.

## СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОННОГО УПРАВЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕНН

### § 1.1. Классификация систем

Поэтому использовать приемный ФХН в режиме излучения, как правило, не удается и это вынуждает строить отдельные ФХН. Сравнительно редко можно использовать устройства задержки ФХНП для построения излучающих ФХН в связи с тем, что это требует большого числа коммутаторов, которые синхронизируют показатели ФХНП.

Все это говорит о том, что ФХНИ с цепями управления (БУФХНИ) являются фактически самостоятельным блоком СЭУХН. БУФХНИ могут использоваться как аналоговую, так и цифровую формы представления информации. Дискретная форма не находит применения в излучающих системах в связи с явной нецелесообразностью квантования сигнала на узкие импульсы, если выходной сигнал должен иметь в общем случае форму синусоиды. Основным видом БУФХНИ в наиболее широком диапазоне частот, используемом в гидроакустике, является цифровой. Поэтому основное внимание уделено именно этому виду блоков. Аналоговые БУФХНИ рассмотрены более сжато и только с точки зрения их отличия от цифровых блоков.

Материал § 4.5 и 5.5 написан автором совместно с С. В. Николаевым, § 5.6 — с Е. А. Заковоротновым, § 5.9 — с В. Г. Косторинченко.

Книга рассчитана на специалистов, занимающихся разработкой и эксплуатацией систем электронного управления характеристиками направленности антенны, а также может быть использована аспирантами и студентами соответствующих специальностей.

Отзывы и замечания о книге автор просит направлять по адресу: 191065, Ленинград, ул. Гоголя, 8, издательство „Судостроение“.

Проблемы направленного приема или излучения колебаний в различных средах исследуются во многих областях науки и техники. Исторически эти вопросы решались вначале в оптике при излучении и приеме светового потока, затем в радиотехнических системах при практическом применении электромагнитных колебаний. Одновременно проводились исследования акустических колебаний в различных средах.

Задачи пространственной фильтрации могут решаться путем выбора конструкции антенны или предварительной обработки сигналов в трактах приема или излучения. Возможно применение и комбинированных методов. Если необходимо перестроить пространственный фильтр, то это можно выполнить механическим путем за счет перемещения приемноизлучателя или соответствующей обработки сигналов при излучении и приеме.

С точки зрения пространственной фильтрации, многие системы излучения и приема, столь различные по своей природе и решаемым задачам, представляются эквивалентными структурами. Это объясняется единой волновой природой распространения колебаний в различных физических средах. Поэтому вопросы пространственной фильтрации в оптике, голографии, радиофизике, гидроакустике, неразрушающих методах контроля, медицинской диагностике и т. п. имеют много общего, отличаясь чаще всего спецификой параметров колебаний и параметров среды. Общность задач пространственной фильтрации в различных областях наглядно демонстрируется при использовании электрического сигнала для предварительной обработки информации с целью получения заданного пространственного фильтра. Если не принимать во внимание несущие частоты, спектры, мощности колебаний, то в этом случае все системы имеют общее устройство формирования пространственного фильтра и отличаются в основном только преобразователями электрических сигналов в соответствующие колебания, и наоборот. Поэтому так много общего в конструкциях систем приемноизлучателей, используемых в радиолокации и гидроакустике, ультразвуковых систем получения акустических изображений и радиофизических системах.

За время развития акустики исследовано значительное число отдельных преобразователей и антенных систем [21, 24, 27, 33, 54, 55]. В настоящей книге рассмотрено ограниченное число таких преобразователей. Электронное управление пространственным фильтром предполагает наличие конкретных точек управления, воздействием на которые можно изменить параметры характеристик направленности антенны. Поэтому в данном случае рассматриваются антенные системы, состоящие из отдельных преобразователей.

Нетрудно видеть, что минимальное число преобразователей равно двум, а максимальное ограничивается конструктивными и экономическими факторами.

В дальнейшем будем называть совокупность распределенных в пространстве преобразователей антенной решеткой или просто антенной, а отдельный сплошной преобразователь антенны — элементом.

Любой пространственный фильтр гидроакустической системы полностью определяется характеристикой направленности (ХН). Графическое изображение ХН носит название диаграммы направленности. В ряде случаев диаграмма отождествляется с характеристикой. В дальнейшем принимается, что в качестве основного используется понятие ХН. Устройства или блоки, с помощью которых формируется ХН, называются формирователями ХН (ФХН), а вся система обозначается как система электронного управления ХН (СЭУХН).

Анализ задач, решаемых гидроакустическими средствами [37], позволяет выделить три группы параметров пространственного фильтра, электронные системы управления которыми существенно отличаются друг от друга. Первая группа определяет форму ХН. Если рассматривать форму ХН наиболее сложного пространственного фильтра с адаптацией к полю помех, то она может характеризоваться положением нулей ХН, уровнем боковых лепестков, шириной диаграммы ХН основного лепестка, оптимальными соотношениями между шириной диаграммы и уровнем боковых лепестков. Так называемые разностные ХН, имеющие резкий скачок фазы принимаемого сигнала по оси симметрии, характеризуются специальными параметрами, определяющими их форму.

Вторая группа параметров пространственного фильтра определяет способность ХН изменять свое положение в пространстве. К таким параметрам можно отнести: допустимые углы сканирования; число одновременно формируемых ХН в двух плоскостях; возможные скорости сканирования одиночной ХН; изменение положения ХН с точки зрения автоматической стабилизации ХН в пространстве. В третью группу выделены параметры, определяющие линзовые свойства системы, т. е. способность системы избирать сигнал не только по заданному направлению, но и по объему пространства. Это наблюдается при приеме волн со сферическим фронтом.

Для уточнения понятий рассмотрим приемопередающий гидроакустический комплекс с системой электронного управления ХН (рис. 1.1).

В комплексе имеется антенна 1, состоящая из отдельных приемопередателей. При излучении сигналы на антенну поступают с блока управления направленностью при излучении 3, в который входят и оконечные каскады. Сигналы с антенны поступают на блок управления характеристикой направленности при приеме 2, в котором осуществляется формирование одной или нескольких ХН, а также электронных линз. Информация с выхода блока 2 поступает на блок распознавания сигналов 5. Следует отметить, что часто трудно разделить процесс обработки информации в блоках 2 и 5, поэтому в некоторых системах это разделение чисто условное. После блока распознавания информация поступает на блок принятия решений 6 и блок индикации 7. Блок 4 управляет формой ХН, уменьшая уровень боковых лепестков, повышая направленные свойства системы и обеспечивая специальные режимы

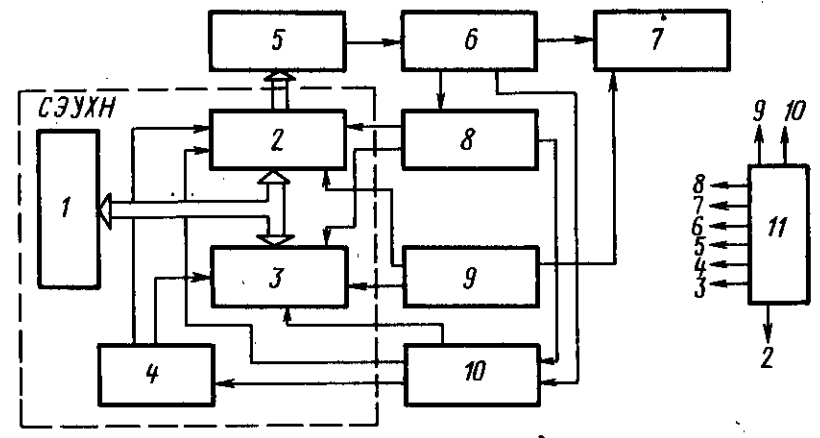


Рис. 1.1. Структурная схема современной гидроакустической системы с использованием электронного управления характеристикой направленности.

работы системы при точном определении пеленга объекта и автоматическом сопровождении его при движении. Для автоматического сопровождения движущихся объектов служит блок 8, который взаимодействует с блоками управления направленностью при приеме и излучении. Такая же связь с блоками управления ХН 2 и 3 существует с блоком электронной стабилизации антенны в пространстве. Учет помеховой обстановки приводит к необходимости изменения формы диаграммы ХН или ее положения. Эти задачи решает устройство 10. Работа всего комплекса координируется устройством управления 11, в качестве которого в современных системах чаще всего выступает ЭВМ. Одна ЭВМ или их система могут брать на себя функции ряда блоков структурной схемы, приведенной на рис. 1.1, обрабатывающих информацию с умеренными скоростями. К таким блокам можно отнести блоки автоматического сопровождения 8, электронной стабилизации 9, управления формой диаграммы 4. Сравнительно низкие скорости управления иногда имеет устройство адаптации к помеховой обстановке 10. Часть задач блоков управления направленностью при излучении 3 также можно решать с помощью ЭВМ. Но выполнение функции блоков 2, 5, 6 требует столь высоких скоростей обработки, что приводит, за исключением частных случаев обработки низкочастотных сигналов, к необходимости разработки специальных блоков и устройств.

Классификация СЭУХН приведена в табл. 1.1. В данном случае классификация ограничена четырьмя уровнями детализации. Следующие уровни, которые не вошли в таблицу, определяют способ реализации временной задержки и вид используемой элементной базы. Они имеют важное значение для оценки устройств формирования характеристик направленности при приеме и будут рассмотрены в гл. 3, 4, 5. В качестве параметров классификации СЭУХН выбраны следующие:

- 1) параметры характеристики направленности, которые зависят от системы;

Таблица 1.1. Классификация СЭУХН

Параметры характеристики направленности	Решаемая задача	Форма представления информации	Способ реализации пространственного фильтра
Форма	Оптимизация при приеме	Аналоговая	Временной Фазовый
	Оптимизация при излучении	Цифровая	
Направленность	Разностное управление при излучении и приеме	Дискретная	Частотный Временной Фазовый
		Управление при приеме	
	Управление при излучении	Аналоговая Цифровая	Временной Фазовый
Линзовые свойства	Обратное управление при излучении и приеме	Аналоговая	Временной Фазовый
	Формирование характеристики при приеме	Аналоговая Цифровая	

2) решаемые задачи, из которых выбраны оптимизация формы при приеме и излучении, получение разностных диаграмм [55, 59], управление при приеме и излучении, обратное управление (т. е. использующее одно и то же оборудование для приема и излучения) и управление с целью формирования электроинных лиз при приеме;

3) форма представления информации, в которой выделяют аналоговую, цифровую, дискретную и вероятностную;

4) способы реализации пространственного фильтра, которые во многом определяют аппаратные затраты на создание СЭУХН. Среди способов выделяется частотный (с использованием быстрого преобразования Фурье (БПФ)), временной (с использованием задержек), и фазовый (когда сдвиг по фазе эквивалентен задержке).

Таким образом, данная классификация позволяет определить отличительные особенности СЭУХН. Например, в частном случае система может характеризоваться как СЭУХН с оптимизацией формы характеристики при приеме, управлением направленностью при приеме и излучении, цифровой формой представления информации, временем и фазовым способом реализации пространственного фильтра соответственно при приеме и излучении.

Гидроакустическая система имеет ХН, которая определяется суммарным влиянием конструкции антенны и электронного управления. Это позволяет сформулировать вопрос о получении ХН системы как многокритериальную

задачу, результат которой зависит как от конструкции антенны, так и от статических и динамических параметров формирователя ХН. С этих позиций СЭУХН как технически сложная система может характеризоваться обобщенным критерием эффективности, который зависит от частных критериев, имеющих свои коэффициенты влияния [64]. Частные критерии определяются: статическими параметрами ХН (форма, направленные свойства, линзовые свойства); динамическими параметрами (скорость сканирования, минимальный и максимальный углы сканирования, число ХН при приеме и излучении и т. п.); общетехническими параметрами (масса, потребляемая мощность, помехозащищенность, издежность и т. п.). Конструкция антенны должна выбираться так, чтобы обобщенный критерий эффективности был максимален. При этом могут быть неоднозначные решения задачи выбора конструкции антенны и способа электронного управления в связи с тем, что улучшение с помощью конструктивных параметров одних частных критериев иногда приводит к ухудшению других. В дальнейшем, при анализе способов электронного управления ХН будем рассматривать зависимости с целью их учета при синтезе конкретных СЭУХН.

## § 1.2. Основные типы акустических антенн и их параметры

Как было отмечено ранее, электронное управление предполагает наличие дискретизации поверхности приемозлучателя, что приводит к необходимости использования антенных решеток. Антенные решетки могут составлять типичные конструкции, среди которых можно выделить линейные, плоские, выпуклые, вогнутые, цилиндрические, сферические и ряд других. Если шаг  $d$  между двумя элементами по поверхности антенны постоянен, то антенна носит название эквидистантной (или простой).

Антенна, составленная из простых антенн путем их сдвига на дополнительный шаг между элементами, носит название сложной антенны.

Простейшей конструкцией антенны является линейная эквидистантная (простая) антенна, состоящая из  $N$  элементов (рис. 1.2). Минимальное число элементов  $N_{\min} = 2$ , а максимальное достигает сотен элементов. Такие антенны выполняются иногда в виде буксируемых тросов, в отдельных участках которых расположены элементы.

Плоская антенна, или прямоугольная решетка является развитием конструкции линейной антенны (рис. 1.3). Широкое применение также находят конструкции более сложных форм, среди которых можно отметить кольцевые, цилиндрические и сферические. В кольцевой антенне элементы располагаются по окружности диаметра  $D$  (рис. 1.4). Направление излучения перпендикулярно плоскости антенны.

В цилиндрической антенне элементы располагаются по образующей цилиндра (рис. 1.5). При этом могут использоваться непрерывные полосковые излучатели (см. рис. 1.5, а) или точечные источники по всей поверхности антенны (см. рис. 1.5, б). В таких антеннах наиболее просто обеспечить круговой обзор пространства среды. Сферические антенны (рис. 1.6) при наличии соответствующих блоков управления обеспечивают направленность ХН во всех плоскостях.

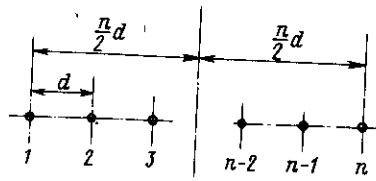


Рис. 1.2. Конструкция линейной эквидистантной антенны.

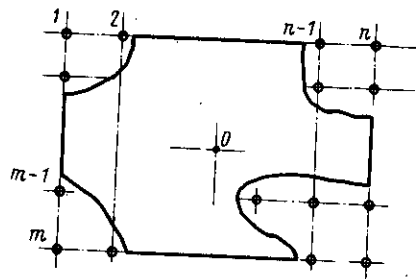


Рис. 1.3. Конструкция плоской антенной решетки.

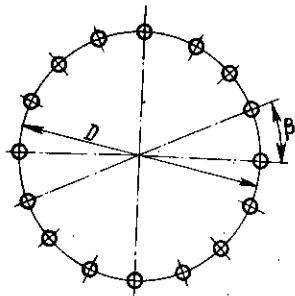


Рис. 1.4. Конструкция кольцевой антенны.

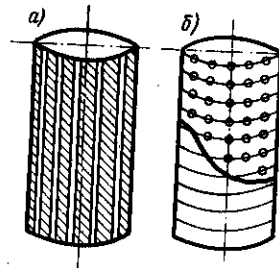


Рис. 1.5. Конструкция цилиндрической антенны

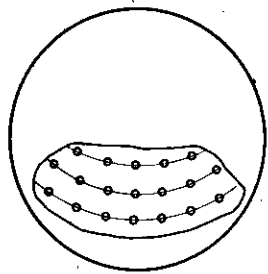


Рис. 1.6. Сферическая антенна

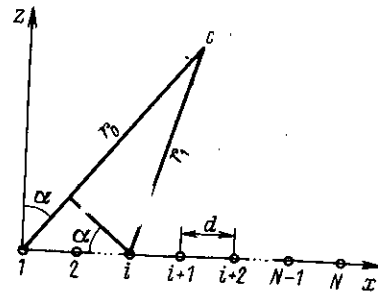


Рис. 1.7. Линейная эквидистантная антенна.

Свойства приведенных выше антенн в эквидистантных случаях исследованы достаточно подробно, а их параметры приведены в литературе [11, 21, 22, 24, 33, 40, 41, 54, 59].

В качестве примера приведем характеристики линейной эквидистантной антенны (рис. 1.7). Параметры других антенн можно найти в приведенной выше литературе. Направленные свойства антенны выражаются графически через диаграмму направленности, которая при излучении представляет собой зависимость звукового давления в среде от координат, в которых строится диаграмма. При построении диаграмм используют прямоугольную и полярную (сферическую) системы координат. При приеме ХН определяется уровнем суммарного сигнала антенны с заданного направления. Пространственная ХН является функцией двух углов: угла наклона  $\alpha$  и азимутального угла  $\varphi$ . В этом случае ХН представляет собой зависимость давления в точке  $P$  от двух углов:  $P(\alpha, \varphi)$ .

На практике чаще всего пользуются приведенным (нормированным) значением ХН, когда величину  $P(\alpha, \varphi)$  относят к величине  $P$  на акустической оси антенны, по которой расположено направление максимального излучения и приема. Эта ось служит осью отсчета, т. е.  $P_{\max} = P(0, 0)$ . Тогда ХН может быть выражена в виде

$$S(\alpha, \varphi) = [P(\alpha, \varphi) / P(0, 0)]. \quad (1.1)$$

В самом общем случае (1.1) ХН зависит от всех параметров антенны и среды: конструкции антенны; числа элементов  $N$ ; шага по поверхности  $d$  и его закона изменения при использовании неэквидистантных антенн; частоты излучаемых колебаний  $f$ ; свойств среды, в частности, скорости распространения колебаний  $v$ ; времени от начала излучения  $t$ .

Таким образом,  $S$  с учетом конструкции является функцией  $F$  как минимум, восьми переменных.

Если учесть, что понятие ХН и ее графическое изображение в виде диаграммы справедливы для синусоидальных сигналов, то модуль нормированной характеристики направленности можно представить в виде [54]

$$\bar{S} = \frac{1}{N} \frac{\sin N(\omega d / 2v) \sin \alpha}{\sin (\omega d / 2v) \sin \alpha}. \quad (1.2)$$

Существует ряд параметров, определяющих ХН антенны (1.2) при инженерных расчетах [21, 54].

Угол, охватывающий основной максимум диаграммы ХН (1.2), определяет остроту направленного действия (ОНД). Для линейной антенны [21]

$$\theta = 2 \arcsin (v / Nfd). \quad (1.3)$$

Иногда оценивают диаграмму ХН углом, охватывающим ее на уровне 0,707 максимума.

Острота максимума (ОМ) определяется углом  $\Delta \alpha$  основного лепестка диаграммы ХН, в пределах которого система нечувствительна к изменению измеряемой величины.

В случае линейной антенны [21, 54]

$$\Delta_a = 0,55 \frac{v}{Ndf} \sqrt{\frac{2\nu_p}{1 - 1/N^2}}, \quad (1.4)$$

где  $\nu_p = \Delta_p/P_{\max}$  — относительное изменение давления, которое может различаться системой.

Коэффициент концентрации (КК) представляет собой отношение интенсивности  $J_0$ , создаваемой антенной на оси направленного излучения, к  $J_{\text{ср}}$ , создаваемой в тех же точках ненаправленным излучателем при равных мощностях:

$$\gamma = \frac{4\pi}{2\pi \int_0^\pi \int_0^{2\pi} S_p^2(a, P) \sin a da}$$

Для рассматриваемого примера линейной антенны

$$\gamma = \frac{N}{N-1} \frac{1 + \frac{2}{N} \sum_{i=1}^{N-1} \frac{(N-i) \sin \left( 2i\pi \frac{df}{v} \right)}{2i\pi \frac{df}{v}}}{1} \quad (1.5)$$

Кроме того, ХН оценивается количеством дополнительных и добавочных максимумов, их амплитудами и направлениями.

Например, для линейной антенны дополнительные максимумы существуют по направлениям [21]

$$\alpha_{\text{max доп}}^d = \arcsin \left( \frac{v}{2Ndf} \right) (2i + 1) \quad (1.6)$$

и их амплитуды равны

$$R_i = 1/N \sin \left[ \frac{\pi}{2N} (2i + 1) \right]. \quad (1.7)$$

В формулах (1.6) и (1.7)  $i = 1, 2, 3, \dots$

При оценке параметров антенны (см. рис. 1.7) в литературе обращается внимание на выбор расстояния между элементами.

Основным ограничением на величину  $d$  является условие отсутствия добавочных максимумов, возникновение которых в ХН весьма нежелательно, так как они имеют амплитуды, равные амплитуде основного максимума. Требование отсутствия добавочных максимумов может быть выражено в виде [21, 40]

$$d < (N-1)v/Nf. \quad (1.8)$$

При выборе значения  $d$  возникает противоречие. С одной стороны, приближение  $d$  к величине  $v/f$  делает диаграмму в соответствии с (1.2) более узкой, но с другой — возникает опасность появления добавочных максимумов. Как видно из (1.8), значение  $d < (1 \div 0,5)(v/f)$ . На выбор величины  $d$  оказывает существенное влияние коэффициент концентрации [54], который для рассматриваемого случая плавно растет с ростом  $d$  и при  $d = 0,5(v/f)$  равен  $N$ . На практике чаще всего стремятся выполнить условие  $d = 0,5(v/f)$ .

Отметим еще одно условие, накладываемое на выбор  $d$ . При оценке помехозащищенности антенны предполагается, что напряжения шумов на отдельных элементах некогерентны между собой. Данное условие позволяет антенне иметь определенные свойства по помехозащищенности [54]. Но такая ситуация существует практически при относительно больших  $d$ . По данным [93] условие некогерентности шума двух соседних элементов выполняется при  $d > 0,35(v/f)$ . Рассмотренные условия сокращают диапазон допустимых изменений величины  $d$ .

Анализ характеристик сложных антенн с целью получения аналитических зависимостей для инженерных расчетов в общем случае весьма трудоемок и часто может быть проведен только с помощью расчетов на ЭВМ. Но если сложная антенна может быть представлена как антенна, состоящая из  $M$  эквидистантных антенн с шагом  $d_i$ , которые сдвинуты друг относительно друга на шаг  $d$ , то параметры такой сложной антенны могут быть при линейной обработке сигналов представлены в виде произведения характеристик простых антенн:

$$S_{\text{сл}} = \prod_{i=1}^M S_i, \quad (1.9)$$

где  $S_i$  — ХН простой антенны.

Подборки расчетных формул для большинства параметров антенн типовых конструкций даны в [21, 54].

### § 1.3. Постановка задач при разработке СЭУХН

Электронное управление ХН находит широкое применение в различных гидроакустических средствах, среди которых можно особо отметить средства наблюдения, кораблеводства, изучения Мирового океана и морской геологии [41]. В настоящее время разработано достаточно большое число приборов, использующих электронное управление ХН, что позволяет обобщить задачи, решаемые при использовании СЭУХН. В данном параграфе на основе анализа известных технических решений выделяем пять задач, которые решаются в гидроакустических средствах с помощью СЭУХН: ускорения обзора пространства среды; стабилизации ХН в пространстве; автоматического сопровождения движущихся объектов; улучшение отношения сигнал/помеха и учета помеховой обстановки; увеличение точности пеленга объекта. Именно при решении этих задач можно наиболее полно использовать возможности электронного управления. Основной целью настоящего параграфа является рассмотрение общих требований к СЭУХН с точки зрения данных задач без использования глубокого анализа их математического содержания, которое можно найти в литературе, указываемой по ходу изложения.



Ускорение обзора пространства среды. Уменьшение времени обзора пространства в самом общем случае связано с проблемой создания акустических изображений, формирование которых возможно при определенных скоростях обзора [56]. Но в большинстве случаев задачи более скромные и состоят в удовлетворении заданным требованиям по времени обзора пространства.

Примем, что система, с которой сравниваются возможности электронного управления, имеет одинаковые ХН при излучении и приеме, заданную ОНД в виде угла  $\theta_a$  на уровне 0,707 от максимума, остроту максимума  $\Delta_a$  и скорость механического сканирования  $\nu_a$  в виде отношения угла поворота антенны в единицу времени град/с. Необходимо произвести обзор сектора пространства, охватываемого углом  $\alpha_n$  при скорости распространения звука  $\nu$  и максимальной дальности просмотра  $L$ .

Время обзора сектора пространства может быть определено для двух случаев: 1) характеристика при сканировании перемещается на угол  $\Delta_a$ ; 2) характеристика перемещается на угол  $\theta_a$ . Выбор способа перемещения связан с риском потери информации об объекте, который увеличивается во втором случае.

Нетрудно показать, что время обзора для первого способа определится как

$$T_{\Delta_a} = M_{\Delta_a} \left( \frac{2L}{\nu} + \frac{\Delta_a}{\nu_a} \right). \quad (1.10)$$

При втором способе перемещения

$$T_{\theta_a} = M_{\theta_a} \left( \frac{2L}{\nu} + \frac{\theta_a}{\nu_a} \right), \quad (1.11)$$

где

$$M_{\Delta_a} = \alpha_n / \Delta_a; \quad M_{\theta_a} = \alpha_n / \theta_a. \quad (1.12)$$

Если ХН имеет направленные свойства и по азимутальному углу  $\varphi$ , то, вводя соответствующие обозначения остроты направленного действия  $\theta_\varphi$ , остроты максимума  $\Delta_\varphi$ , скорости механического сканирования  $\nu_\varphi$  и угла, охватываемого пространство  $\varphi_n$ , можно показать, что время обзора определится как

$$T_{\Delta_a, \Delta_\varphi} = M_{\Delta_\varphi} \left[ M_{\Delta_a} \left( \frac{2L}{\nu} + \frac{\Delta_a}{\nu_a} \right) + \frac{\Delta_\varphi}{\nu_\varphi} \right]; \quad (1.13)$$

$$T_{\theta_a, \theta_\varphi} = M_{\theta_\varphi} \left[ M_{\theta_a} \left( \frac{2L}{\nu} + \frac{\theta_a}{\nu_a} \right) + \frac{\theta_\varphi}{\nu_\varphi} \right]. \quad (1.14)$$

При этом предполагается, что если принят один из двух способов перемещения характеристики ( $\Delta_a$  или  $\theta_a$ ), то такой же способ используется и во второй плоскости. Это исключает необходимость подсчета времени  $T_{\Delta_a, \theta_a}$  и  $T_{\theta_a, \Delta_\varphi}$ .

Одним из первых результатов применения СЭУХН для ускорения обзора пространства является резкое увеличение скорости сканирования ( $\nu_a$ ;  $\nu_\varphi$ ).

Теоретически эти скорости конечны и определяются быстродействием устройств управления СЭУХН, но практически, с учетом возможностей электроники, эти скорости относительно настолько велики, что позволяют пренебречь в формулах (1.10)–(1.13) величинами  $\Delta_a/\nu_a$ ;  $\theta_a/\nu_a$ ;  $\Delta_\varphi/\nu_\varphi$ ;  $\theta_\varphi/\nu_\varphi$ . В зависимости от дальности просмотра среды реальное значение времени обзора уменьшается на 10 ÷ 50 %.

Следующей возможностью уменьшения времени обзора пространства является излучение сигнала в широком секторе и создание нескольких ХН при приеме, которые формируются путем электронной обработки сигналов с элементов антенны или решетки. Это позволяет уменьшить время обзора, сохранив в первом приближении соотношение сигнал/помеха на прежнем уровне. Рассмотрим предельные возможности такого подхода к уменьшению времени обзора. Предположим, что излучается сигнал длительностью  $t_n$  и ХН антенны в режиме излучения через время  $t_n$  сканируется на один шаг, определяемый способом перемещения ( $\Delta_a$  или  $\theta_a$ ). Тогда через время, равное  $M_{\Delta_a} t_n$  или  $M_{\theta_a} t_n$ , закончится режим излучения акустических колебаний в пространство среды. После окончания процессов излучения возможен прием сигналов одновременно в пределах всего сектора  $\alpha_n$ . Число ХН, которые необходимо сформировать одновременно в режиме приема, определяется значением  $M_{\Delta_a}$  и  $M_{\theta_a}$  из (1.12). Общее время обзора пространства в подобном случае для линейной антенны определяется в виде

$$\left. \begin{aligned} T_{\Delta_a} &= M_{\Delta_a} t_n + (2L/\nu); \\ T_{\theta_a} &= M_{\theta_a} t_n + (2L/\nu). \end{aligned} \right\} \quad (1.15)$$

Для антенной решетки значение времени обзора может оставаться таким же, если число ХН, формируемых при приеме, увеличить до

$$\left. \begin{aligned} M_{\Delta_a, \Delta_\varphi} &= (\varphi_n / \Delta_\varphi) (\alpha_n / \Delta_a); \\ M_{\theta_a, \theta_\varphi} &= (\varphi_n / \theta_\varphi) (\alpha_n / \theta_a). \end{aligned} \right\} \quad (1.16)$$

К недостаткам описанного способа уменьшения времени обзора следует отнести увеличение так называемой „слепой зоны“ ( $L^M$ ) и уменьшение отношения сигнал/помеха. Слепая зона возникает из-за невозможности приема сигналов во время излучения.

Длину слепой зоны нетрудно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} L_{\Delta_a}^M &= \nu M_{\Delta_a} t_n; \\ L_{\theta_a}^M &= \nu M_{\theta_a} t_n. \end{aligned} \right\} \quad (1.17)$$

Существенное увеличение длины слепой зоны говорит о том, что данный способ может быть использован только при определенных соотношениях между длительностью импульса, максимальной дальностью обзора и углами сканирования. Естественно, что в реальных системах должно обеспечиваться отношение  $L/L^M$ , равное, как минимум, единицам и десяткам.

Отметим еще одну особенность подобного режима работы, приводящую к усложнению системы. При таких относительно длительных режимах излучения в ряде случаев требуется мгновенный учет положения судна не только при приеме, но и при излучении сигнала, что усложняет ФХН в режиме излучения.

Относительное увеличение уровня помех в рассматриваемой ситуации связано с взаимным влиянием ХН, когда возбуждение среды  $i$ -й ХН в режиме

излучения оказывает влияние на отношение сигнал/помеха  $j$ -й ХН при приеме. Выходом из этого положения может быть смена частоты излучения при каждом сканировании, которая приводит к разнесению приемных каналов по частоте и уменьшает взаимное влияние ХН. При линейной обработке сигналов шаг изменения частоты излучения соседних ХН определяется избирательными свойствами приемных трактов и доплеровским эффектом ( $\Delta f_{\text{доп макс}}$ ). Если пренебречь временем сканирования, то тогда процесс излучения может быть представлен как излучение одного импульса длительностью  $M_{\Delta_a} t_n$  или  $M_{\theta_a} t_n$ , который состоит из  $M_{\Delta_a}$  или  $M_{\theta_a}$  участков с различными частотами излучения. На рис. 1.8 показаны временные диаграммы излучаемого сигнала и изменения частоты излучения в подсекторе.

Упрощенным вариантом данного способа излучения колебаний можно считать линейную частотную модуляцию сигнала длительностью  $M_{\Delta_a} t_n$  или  $M_{\theta_a} t_n$ . Девияция частоты излучения определяется в виде

$$\left. \begin{aligned} \Delta f_{\Delta_a} &= M_{\Delta_a} \Delta f_{\text{доп макс}}; \\ \Delta f_{\theta_a} &= M_{\theta_a} \Delta f_{\text{доп макс}}. \end{aligned} \right\} \quad (1.18)$$

На основании полученных оценок можно сделать вывод, что если нет ограничений на длину слепой зоны, полосу пропускания антенны, объем оборудования, то время обзора пространства может быть почти равным минимальному времени:  $2L/v$ . Если же существуют ограничения по длине слепой зоны или частотному спектру сигнала, или по объему оборудования, то задача оценки возможного времени обзора приобретает общий вид. Рассмотрим оценку времени обзора в общем случае для линейной эквидистантной антенны. Предположим, что заданы: длительность излучаемого импульса; длина слепой зоны; полоса пропускания антенны (или приемопередающего тракта); максимальная доплеровская частота, которая зависит от максимальной взаимной скорости движения объектов среды ( $\Delta f_{\text{доп макс макс}}$ ); изменение частоты излучения при каждом сканировании ХН равно  $\Delta f_{\text{доп макс}}$ ; возможное, с точки зрения объема оборудования, число одновременно формируемых ХН в режиме приема равно  $M_a$ .

В этом случае весь сектор обзора  $\alpha_{\text{ц}}$  может быть разбит на  $K$  подсекторов, число которых определяется из принятых ограничений — слепой зоны, соотношения полосы пропускания к доплеровскому сдвигу, возможным числом формируемых ХН. С точки зрения удовлетворения условиям длины слепой зоны значение  $K$  может быть определено в виде

$$\left. \begin{aligned} K_{\Delta_a}^M &= (M_{\Delta_a} v t_n) / L^M; \\ K_{\theta_a}^M &= M_{\theta_a} (v t_n / L^M). \end{aligned} \right\} \quad (1.19)$$

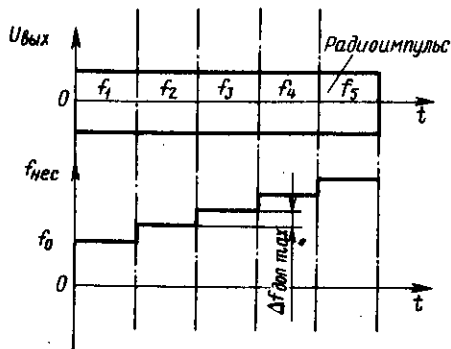


Рис. 1.8. Временные диаграммы изменения частоты излучения за время одного излучения.

С точки зрения удовлетворения отношению частот

$$\left. \begin{aligned} K_{\Delta_a}^f &= M_{\Delta_a} (\Delta f_{\text{доп макс}} / \Delta f); \\ K_{\theta_a}^f &= M_{\theta_a} (\Delta f_{\text{доп макс}} / \Delta f). \end{aligned} \right\} \quad (1.20)$$

Число подсекторов с точки зрения допустимого объема оборудования

$$K_{\Delta_a}^a = M_{\Delta_a} / M_a; \quad K_{\theta_a}^a = M_{\theta_a} / M_a, \quad (1.21)$$

где  $M_a$  — допустимое с точки зрения оборудования число одновременно работающих ХН.

Анализ формул (1.19), (1.20) показывает, что если допустимая слепая зона велика и антенна широкополосна, то значение  $K^M = 1$  и  $K^f \ll 1$ . Это соответствует минимальному времени обзора. Если  $K^M = M$  и  $K^f = M$ , то это соответствует максимальному времени обзора. При  $K^M > M$  необходимо уменьшать  $t_n$ , при  $K^f > M$  частотные свойства антенны не удовлетворяют минимальным требованиям. Из трех значений  $K^M$ ,  $K^a$ ,  $K^f$  необходимо выбрать наибольшее и округлить его до ближайшего большего целого числа. Внутри каждого из  $K$  подсекторов обзор пространства производится одновременно несколькими ХН, но все подсекторы обрабатываются последовательно. Время обзора пространства в самом общем случае может быть представлено в виде

$$\left. \begin{aligned} T_{\Delta_a}^{\text{обз}} &= K \left( \frac{M_{\theta_a}}{K} t_n + \frac{2L}{v} \right); \\ T_{\theta_a}^{\text{обз}} &= K \left( \frac{M_{\theta_a}}{K} t_n + \frac{2L}{v} \right). \end{aligned} \right\} \quad (1.22)$$

В формуле (1.22) значение  $K$  соответствует наибольшему округленному значению трех коэффициентов  $K^f$ ,  $K^M$ ,  $K^a$ . На рис. 1.9 показан принцип формирования ХН для ускоренного обзора пространства среды. Весь сектор разбит на три подсектора, внутри каждого из которых формируются по три ХН. На рисунке показано образование слепой зоны при излучении.

Иногда ускорение обзора достигается за счет электронного управления  $\theta_a$  ХН при излучении и приеме. При этом в случае излучения  $\theta_a$  увеличивается (за счет управления амплитудами излучаемых сигналов), а при приеме формируется несколько узких ХН [27, 33].

Дополнительные возможности ускорения обзора пространства среды при небольших затратах на формирование приемных ХН открываются при использовании метода так называемого внутримпульсного сканирования [33]. Основная идея метода заключается в том, что антенной в секторе  $\alpha_{\text{ц}}$  излучается импульс длительностью  $t_n$ . Приемная антенна, выполненная конструктивно отдельно, имеет узкий луч ( $\Delta_a$  или  $\theta_a$ ), который сканируется с большой скоростью в пределах угла  $\alpha_{\text{ц}}$ . Если от объекта приходит отраженный

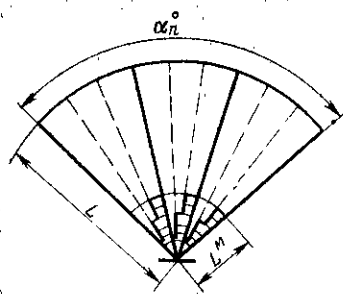


Рис. 1.9. Стратегия обзора пространства при многократном излучении и одновременном приеме сигналов.

рого непрерывного сканирования ХН в пределах относительно больших углов.

Оценивая рассмотренные способы ускорения обзора пространства, можно отметить, что время обзора всего сектора  $\alpha_n$  может быть близко к минимальному значению времени, равному  $2L/v$ .

Ценой ускорения процесса обзора сектора чаще всего является увеличение длины слепой зоны, уменьшение отношения сигнал/помеха, усложнение структуры сигнала при излучении, увеличение объема оборудования, а также повышение требований к ширине полосы пропускания антенны и приемопередающего тракта СЭУХН.

Антенны более сложных конструкций (цилиндрические, сферические) позволяют производить обзор пространства за более короткие промежутки времени с меньшим значением слепой зоны. Это связано с тем, что антенны подобного типа могут независимо излучать акустические колебания одновременно в нескольких секторах. Например, при круговом обзоре цилиндрическая решетка может излучать сразу в трех-четыре секторах. Но при односекторном обзоре возможности таких антенн аналогичны рассмотренным выше. Отличие цилиндрических и сферических антенн проявляется также в том, что они иногда требуют меньшего объема оборудования для создания множества ХН, поскольку конструкция антенны позволяет при приеме формировать пространственный фильтр более простыми методами. Рассмотрение задачи ускорения обзора пространства позволяет предъявить общие требования к СЭУХН, которая должна обеспечивать при излучении электронное сканирование ХН в диапазоне частот с учетом возможностей линейной частотной модуляции, а при приеме — одновременное формирование множества ХН для сигналов различных частот и быстрое сканирование приемных ХН в секторах достаточно больших углов.

Стабилизация характеристики направленности в пространстве. Такая проблема возникает обычно в том случае, если носителем антенны является судно и оно подвержено влиянию качки. Различают бортовую, килевую качку и так называемое „рыскание“. Если антенна имеет направленные свойства в одной плоскости, то влияние одного вида качки (килевой) можно не учитывать. Для точного определения координат объектов необходимо обеспечить

сигнал, то, полагая его длительность равной  $t_{и}$ , можно утверждать, что на выходе ФХН будет отклик длительностью  $t_{и}(\Delta a/a_n)$  или  $t_{и}(\theta a/a_n)$ . Таким образом, ускорение обзора пространства в этом методе достигается за счет увеличения длительности импульса излучения, что приводит к увеличению слепой зоны, или за счет уменьшения длительности полезного сигнала, что способствует ухудшению условий исследования объектов. Метод требует быстрого

с определенной степенью точности стабильное положение антенны в пространстве по всем трем осям. Механический способ стабилизации заключается в том, что антенна жестко связывается с платформой, положение которой в пространстве может изменяться по трем направлениям. Положение антенны в пространстве измеряется тремя датчиками. При наличии отклонения по какой-либо оси соответствующая автоматическая система регулирования механически изменяет положение платформы, обеспечивая неизменность положения антенны. К недостаткам такой системы следует отнести сложность и громоздкость ее механической части, а также сравнительно большие погрешности стабилизации. Механическая система при ограниченных мощностях двигателей слежения обладает существенной инерционностью, что приводит к запаздыванию отработки отклонений платформы и в конечном итоге к ошибке определения координат. При увеличении скоростей возможна перекompенсация положения платформы из-за инерционности системы.

Использование электронного управления ХН позволяет исключить эти недостатки: отпадает необходимость в сложной и громоздкой механической системе автоматического регулирования и повышается скорость отработки отклонения, что позволяет свести к минимуму ошибки определения пеленга [74].

Структурная схема стабилизации ХН в пространстве приведена на рис. 1.10. Антенна жестко закреплена с датчиками положения по трем осям, которые выдают сигналы отклонения. Устройство формирования управляющих воздействий вырабатывает непосредственно сигналы управления, превращая их в цифровой код при использовании цифровых методов формирования ХН. Эти сигналы поступают на блок электронного формирования характеристик и корректируют их, обеспечивая стабильное положение характеристики в пространстве. При электронном управлении стабилизации положения антенны возникают дополнительные требования к параметрам всей системы. Шаг электронного сканирования или погрешность аналогового

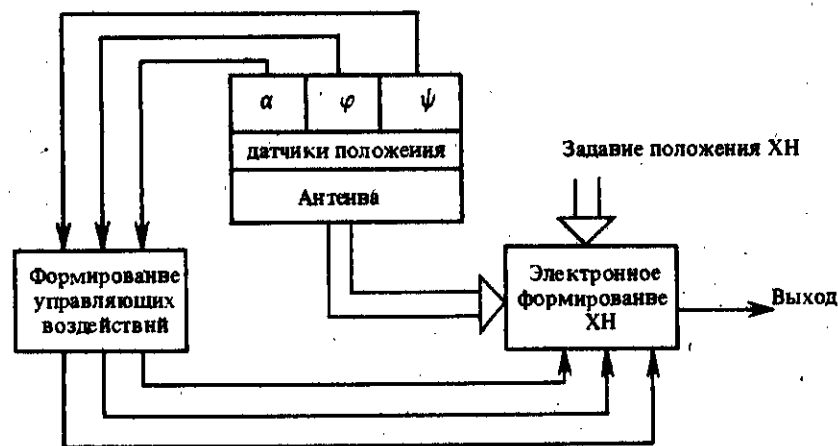


Рис. 1.10. Структурная схема электронной стабилизации характеристики направленности в пространстве.

управления ХН при этом должны быть значительно меньшими, чем в случае без стабилизации, что усложняет аппаратуру. Формирование управляющих воздействий связано с дополнительными вычислениями, так как зависимости между сигналами датчиков и управляющими воздействиями не являются прямо пропорциональными. Это усложняет аппаратуру и служит источником дополнительных погрешностей.

Автоматическое сопровождение движущихся объектов. Если в гидролокаторе используется способ обзора пространства, когда ХН сканируется в пределах определенного угла, то часто единственным источником информации о движении объекта является доплеровское изменение частоты. Но такая информация не дает полную картину поведения объекта. При этом в случае потеря информации об объекте возможно только сканирование ХН на соседние секторы обзора (правый и левый) с целью обнаружения объекта. Такой режим затрудняет автоматическое сопровождение движущегося объекта и связан с большим риском потеря информации. Анализ современных гидроакустических средств показывает, что СЭУХН позволяют значительно повысить объем и надежность информации о движущемся объекте. Если сформировать работающие одновременно, как минимум, три соседние ХН в режиме приема, то, анализируя сигналы с выхода каждого канала, нетрудно определить направление движения объекта и организовать его автоматическое сопровождение. Существуют также, так называемые, разностные ХН [55], которые некоторыми исследователями называются расщепленными. Пример разностной характеристики дан на рис. 1.11. Идея построения характеристики заключается в следующем. Если элементы антенны разбить на две симметричные части и подать на одну из них возбуждающий сигнал с нулевой фазой, а на вторую — с фазой, равной  $180^\circ$ , то ХН такой антенны будет разностной [22]. Если элементы антенны возбуждаются от трансформаторов, то практически это означает, что обмотки трансформаторов, питающие одну часть элементов, включаются в противофазе. Если объект пересекает ось симметрии разностной характеристики, то фаза принимаемого отраженного сигнала изменяется от 0 до  $180^\circ$ . Оценивая направление изменения фазы, легко организовать сопровождение движущегося объекта. Таким образом, изменяя форму характеристики, можно улучшить решение задачи автоматического сопровождения.

В итоге отметим, что для повышения надежности автоматического сопровождения движущегося объекта

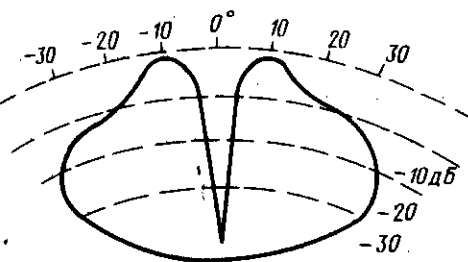


Рис. 1.11. Пример разностной характеристики направленности.

СЭУХН должна иметь возможность формирования нескольких ХН в режиме приема одновременно, а также разностной ХН, т. е. менять фазу определенной части элементов антенны.

Улучшение отношения сигнал/помеха и учет помеховой обстановки. Электронная обработка сигналов элементов антенны в процессе формирования излучающих и приемных ХН проводится с целью

улучшения итоговых характеристик всей системы, важнейшим показателем которой является отношение сигнал/помеха, определяющее вероятность и дальность обнаружения. Следует отметить, что применение электронной обработки сигналов не всегда дает суммарный положительный эффект. Обычно достигаемое улучшение распределяется между отношением сигнал/помеха и точностью пеленга. Между этими величинами, как правило, в общем случае существует обратно пропорциональная зависимость. Рассмотрим некоторые способы обработки сигналов до формирования ХН или в процессе формирования, которые в частных случаях могут давать улучшение сигнал/помеха или создавать условия обработки в присутствии сильных помех. Вопрос помехоустойчивости гидроакустических средств достаточно сложен и многопланов. Здесь кратко рассмотрим вопросы помехоустойчивости, относящиеся к вопросам проектирования и использования СЭУХН. С этой точки зрения необходимо разделять помехоустойчивость по отношению к источникам шума, находящимся в дальнем поле, и помехоустойчивость к шумам, источники которых расположены вблизи антенны (например, шумы носителя антенны). Можно рассматривать свойства многоэлементных антенн и ФХН с точки зрения улучшения соотношения сигнал/помеха по сравнению с аналогичной величиной для одного элемента. Известно, что ХН антенн имеют дополнительные максимумы. Несмотря на то, что их уровень значительно меньше уровня основного лепестка ХН, сильный источник помех, расположенный по направлению дополнительного максимума, может создать значительный уровень помех на выходе ФХН. Способность СЭУХН уменьшать влияние подобных помех является важной частью задачи обеспечения помехоустойчивости всего комплекса. Данная задача решается двумя способами. В первом способе стараются выбрать такую электронную обработку, чтобы сохранить отношение между шириной ХН и уровнем дополнительных максимумов. Во втором способе целью электронной обработки является сохранение направленных свойств главного лепестка характеристики и обеспечение нуля ХН в направлении помехи. Если направление прихода помехи точно неизвестно, то СЭУХН должна быть адаптивной, способной к перестройке характеристики с целью получения максимального отношения сигнал/помеха. Отметим, что задача учета медленно изменяющегося уровня шумов носителя антенны также может быть отнесена к задаче создания адаптивной СЭУХН. Рассмотрение методов повышения отношения сигнал/помеха начнем с анализа случая дальнего поля.

Помехоустойчивость антенных решеток для случая данного поля подробно рассмотрена в [54, 59]. Если имеется  $N$  элементная линейная эквидистантная антенна, то значение квадрата отношения сигнал/помеха на выходе определяется как

$$\frac{\bar{U}_{с.а}^2}{U_{п.а}^2} = \frac{\bar{U}_с^2}{U_{п}^2} \frac{N \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (\rho_c)_{ij}}{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N (\rho_{п})_{ij}}, \quad (1.23)$$

где  $\bar{U}_{с.а}^2$  и  $\bar{U}_{п.а}^2$  — средние значения энергии сигнала и помехи на выходе ФХН антенны;  $\bar{U}_с^2$  и  $\bar{U}_{п}^2$  — средние значения энергии сигнала и помехи на

выходе одного элемента антенны;  $(\rho_c)_{ij}$  — коэффициент взаимной корреляции сигналов на выходах  $i$ -го и  $j$ -го элементов;  $(\rho_n)_{ij}$  — коэффициент взаимной корреляции помех на выходах  $i$ -го и  $j$ -го элементов.

При выводе формулы (1.23) предполагается равенство значений энергии сигнала и шума на отдельных элементах. Это условие определяет случай дальнего поля и не может применяться, например, для оценки шумов носителя антенны.

Если рассматривать случай прихода плоской волны, когда  $(\rho_c)_{ij} = 1$ , и частично коррелированной помехи, когда  $(\rho_n)_{ij} = \rho$  при  $i \neq j$  и  $(\rho_n)_{ij} = 1$  при  $i = j$ , то можно записать, проведя двойное суммирование:

$$\frac{\bar{U}_{с.в}^2}{\bar{U}_{п.в}^2} = \frac{\bar{U}_c^2}{\bar{U}_n^2} \frac{N}{1 + (N-1)\rho} \quad (1.24)$$

Анализ формулы (1.24) показывает, что при полностью анизотропном шуме, когда  $\rho = 0$ , антенна обладает наибольшей помехоустойчивостью. Отношение сигнал/помеха антенны не будет отличаться от такого отношения для одного элемента при  $\rho = 1$ . Реальная величина находится между этими крайними пределами.

При  $\rho = 0$  и  $(\rho_c)_{ij} = 1$  второй множитель в правой части формулы (1.23) аналогичен коэффициенту концентрации антенны (КК).

Следует обратить внимание, что зависимость (1.24) справедлива при определенных значениях  $d$ . Это связано с тем, что при малых  $d$  трудно обеспечить нулевой коэффициент корреляции между шумами двух соседних элементов. Как показано в [93], для сохранения свойств помехоустойчивости в смысле (1.24) величина  $d$  должна быть больше  $0,35v/f$ .

СЭУХН оказывает влияние на отношение сигнал/помеха в случае выбора оптимального соотношения между шириной диаграммы ХН и уровнем дополнительных лепестков, которые могут быть причиной резкого снижения помехоустойчивости системы. Но уменьшение уровня дополнительных максимумов всегда связано с расширением диаграммы ХН и уменьшением коэффициента концентрации, а значит, и с возможным ухудшением соотношения сигнал/помеха антенны (1.23). При электронной обработке стоит следующая задача: задать уровень дополнительных максимумов и необходимо регулировкой уровней сигналов в отдельных элементах добиться минимума ширины ХН. В соответствии с принципом формирования ХН при изменении уровней сигналов, подаваемых на элементы при излучении, или изменении коэффициентов усиления отдельных каналов при приеме, итоговая характеристика будет претерпевать существенные изменения. Как показано в [21, 40, 55, 59], при увеличении уровней излучаемых сигналов или коэффициентов усиления каналов элементов от оси симметрии к краям, ширина диаграммы ХН сужается, но растут дополнительные максимумы. При уменьшении уровней сигналов, или коэффициентов усиления к краям антенны ХН расширяется, а дополнительные максимумы уменьшаются. Естественно, что оптимум будет находиться между этими крайними случаями. Существует несколько подходов к решению задачи нахождения оптимума. Среди них можно выделить так называемые биномиальное и дольф-чебышевское распределения [21, 55],

которые устанавливают определенные уровни сигналов или коэффициентов усиления, обеспечивая оптимальное соотношение между шириной диаграммы ХН и уровнем дополнительных максимумов. Практические расчеты показывают, что величины коэффициентов отличаются в два-три раза и точность установки коэффициентов определяется единицами процентов. Обратим внимание, что при электронном сканировании оптимальность этих распределений нарушается и должна рассчитываться для каждого угла отдельно.

При наличии в ближнем поле исследуемой среды сильных помех выполнят более сложную обработку сигналов элементов при приеме. Одним из таких способов является установление коэффициента усиления канала одного элемента антенны в зависимости от уровня интенсивности помехи на нем [59]. Алгоритм обработки достаточно прост: необходимо уменьшать коэффициент усиления канала, который имеет высокий, по сравнению со средним значением, уровень помехи. Закон изменения коэффициента усиления канала устанавливают квадратичным, т. е.

$$K_i^2 J_i = \text{const}, \quad (1.25)$$

где  $K_i$  — коэффициент усиления  $i$ -го канала;  $J_i$  — интенсивность помехи в  $i$ -м канале.

Структурная схема электронной обработки данного типа приведена на рис. 1.12. Сигналы с элементов антенны поступают на усилитель с регулируемым коэффициентом усиления 2. Последовательное соединение таких усилителей обеспечивает квадрат коэффициента усиления. Шум с выхода усилителя

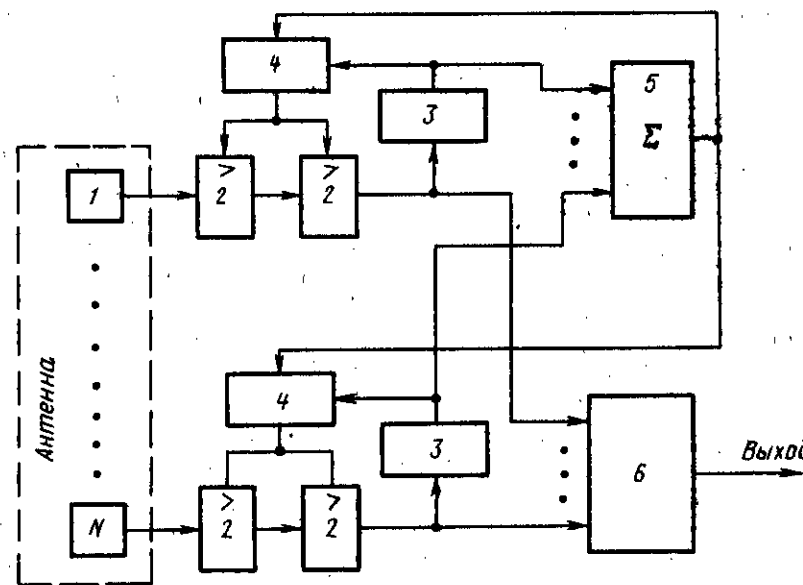


Рис. 1.12. Структурная схема системы электронной обработки сигналов с целью подавления стационарных помех.

усредняется с помощью устройства 3 и подается на сумматор 5, на остальные  $N-1$  входов которого подаются аналогичные сигналы с других каналов. Выход сумматора соединен с устройствами, вырабатывающими в каждом канале разностное напряжение управления коэффициентами усиления 4. На второй вход этих устройств подается усредненный сигнал с выхода канала. Сигналы с выходов каналов поступают на устройство ФХН 6. Возможны цифровые методы подобной обработки информации. В этом случае структурная схема определяет алгоритм обработки. Нетрудно видеть, что подобная система устанавливает адаптивным способом распределение коэффициентов усиления, а значит, и меняет форму ХН. Изменение формы ХН происходит с известной инерционностью, которая определяется наличием усредняющих устройств. Такой обработкой удастся улучшить итоговое значение отношения сигнал/помеха при частных случаях в помеховой обстановке (стационарные помехи), например, при наличии значительного уровня собственных шумов судна [59].

Наиболее сложной является проблема создания СЭУХН, которая могла бы обеспечить наилучшее соотношение сигнал/помеха при наличии нескольких источников сильных помех, направление и интенсивность которых заранее неизвестны. При этом в задачу системы входит формирование ХН, провалы между максимумами которой имеют направления на источники помех. Как правило, ценой подобной способности системы может быть ухудшение таких показателей, как точность пеленга и дальность обнаружения, по сравнению с обычной ситуацией. С самых общих позиций теории адаптивных систем рассматриваемая задача может быть отнесена к проблеме создания системы, которая обучается для приема сигнала с известными параметрами и известного направления [58]. При появлении сильных сигналов с других направлений необходимо вырабатывать управляющие сигналы, воздействие которых на адаптивные ФХН создавало бы минимумы ХН в направлении сильных помех и при этом максимально возможно сохранялись бы условия для приема полезного сигнала с заданного при обучении направления. Структурная схема адаптивного ФХН приведена на рис. 1.13. На выходе  $N$  элементной антенной решетки стоят сумматоры, на вторые входы которых подаются сигналы с выхода ИСОВН, имитирующие приход волны с определенного направления. Фактически этот сигнал обучения, сдвинутый на каждом из  $N$  выходов имитатора по фазе на определенный угол, задаваемый требуемым направлением. Функции этого блока аналогичны функциям ФХН для режима излучения. Сигналы с выходов сумматоров поступают на управляемое ФХН и адаптивный процессор. Управляемое ФХН позволяет изменять задержки и коэффициент усиления в каждом из  $N$  каналов. Адаптивный процессор вырабатывает управляющие сигналы для настройки этого ФХН. Управляющие сигналы вырабатываются для каждого канала ФХН на основе выходных сигналов антенны и сигнала обучения. Работа системы происходит в два этапа, один из которых является этапом обучения, а второй — рабочим. На этапе обучения подается контрольный сигнал, а элементы антенны отключаются. Сигналы, имитирующие приход полезного сигнала с заданного направления, поступают на ФХН и адаптивный процессор, который вырабатывает сигналы управления таким образом, что выходной сигнал максимально приближается к сигналу обучения. На рабочем этапе сигнал обучения снимается и система может

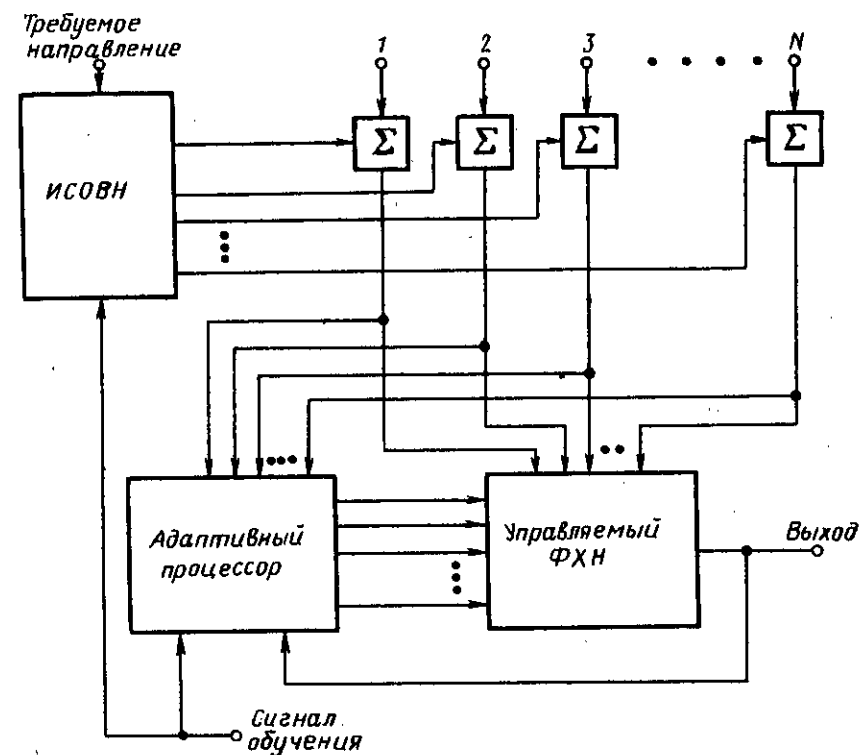


Рис. 1.13. Структурная схема адаптивной системы для учета помеховой обстановки

ИСОВН — источник сигналов обучения выбору направления.

осуществлять прием сигнала с заданного направления. Если с какого-нибудь направления, отличного от заданного при обучении, поступит сигнал помехи, то адаптивный процессор вырабатывает сигналы управления, подавляющие эти помехи. Рабочий этап имеет длительность, определяемую способностью системы сохранять информацию об обучении. Это говорит о том, что этап обучения необходимо периодически повторять. Возможен вариант адаптивной системы, в которой процесс обучения идет непрерывно, но система имеет два управляемых ФХН [58]. Второй ФХН подключен непосредственно к элементам антенны, но управляется от сигналов того же адаптивного процессора, что и первый ФХН. Структурная схема адаптивной системы с непрерывным обучением приведена на рис. 1.14. Достоинства этой системы — более длительный период сохранения обучающих свойств, но в то же время следует отметить, что процесс обучения проходит в присутствии помех, что снижает эффективность подобной системы для обучения приему полезного сигнала с требуемого направления.

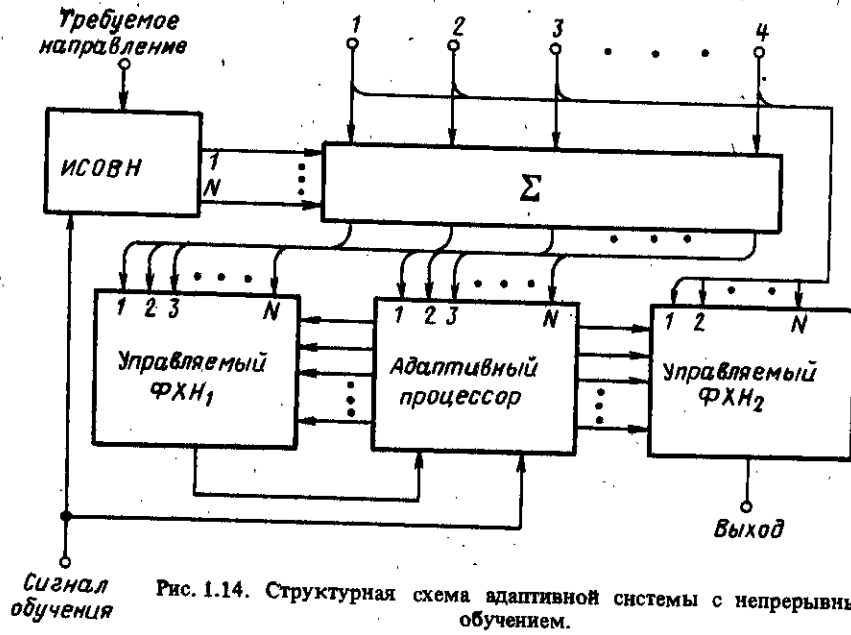


Рис. 1.14. Структурная схема адаптивной системы с непрерывным обучением.

Главной проблемой создания подобных адаптивных систем является выбор алгоритма работы адаптивного процессора и стратегии управления ФХН [34, 39, 45, 58]. Как правило,  $N$  входной ФХН заменяется на ФХН на  $2N$  входов [34, 39]. На первые  $N$  входов подаются сигналы с элементов антенны, а на оставшиеся поступают квадратурные составляющие входных сигналов (т. е. сдвинутые по фазе на  $90^\circ$ ). Это позволяет управлять в ФХН только коэффициентами передачи и путем последующего суммирования получить сигнал каждого канала с нужной фазой и амплитудой. Тогда выходной сигнал управляемого ФХН может быть представлен в виде [58]

$$U(t) = \sum_{i=1}^{2N} U_i(t) W_i, \quad (1.26)$$

где  $U_i(t)$  — сигнал одного канала ФХН;  $W_i$  — коэффициент передачи канала ФХН.

В векторной форме (1.26) может быть записана в виде

$$U(t) = W^T V(t), \quad (1.27)$$

где  $W^T$  — транспонированный вектор коэффициента передачи, равный

$$W^T = \begin{pmatrix} W_1 \\ W_2 \\ \vdots \\ W_{2N} \end{pmatrix}, \quad (1.28)$$

а  $V(t)$  — вектор входных сигналов ФХН, равный

$$V(t) = \begin{pmatrix} U_1(t) \\ U_2(t) \\ \vdots \\ U_{2N}(t) \end{pmatrix}. \quad (1.29)$$

В адаптивном процессоре определяется разность между сигналом обучения и выходным сигналом ФХН, которая используется в качестве сигнала ошибки для последующей выработки управляющих воздействий

$$\epsilon(t) = U_{об}(t) - U(t). \quad (1.30)$$

Чаще всего ищут такой подбор коэффициентов  $W_i$ , чтобы минимизировать квадрат ошибки  $\epsilon^2(t)$ . В литературе [34, 39, 45, 58] рассматривается несколько стратегий управления коэффициентами, которые отличаются объемом вычислений, скоростью адаптации, устойчивостью и рядом других показателей.

В работах [45, 58] рассматриваются адаптивные СЭУХН, в которых коэффициенты передачи определяются по методу наискорейшего спуска:

$$W_i(t) = -2K_s \int_0^t \epsilon(t) U_i(t) dt, \quad (1.31)$$

где  $K_s$  — постоянная, определяющая скорость схождения и устойчивость.

В этом случае адаптивный процессор представляет собой параллельную структуру, состоящую из  $2N$  решающих блоков, вычисляющих выражение (1.31). Структурная схема адаптивного процессора приведена на рис. 1.15. В процессоре сигнал ошибки умножается на коэффициент  $2K_s$  и подается на множительное устройство, сигнал с выхода которого интегрируется и подается на управляющий вход ФХН для регулировки коэффициента передачи.

Существуют цифровые аналоги подобных адаптивных процессоров. ФХН с использованием квадратурных сигналов может обрабатывать сигналы в узкой полосе частот. Для расширения полосы пропускания необходимо увеличивать число каналов ФХН, на которое разделяется

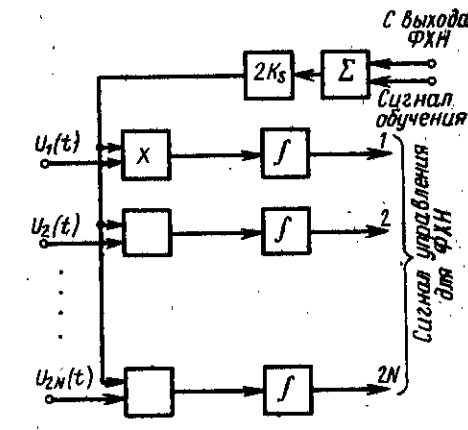


Рис. 1.15. Структурная схема адаптивного процессора.

один канал [58]. Соответственно растет число решающих блоков адаптивного процессора.

Как видно из структурной схемы адаптивного процессора (см. рис. 1.15), коэффициенты устанавливаются в результате интегрирования, что определяет инерционность как процессора обучения, так и реакции адаптивной СЭУХН к появившейся помехе. Проведенные в работе [58] расчеты на ЭВМ показали, что только после 300—400 периодов входного сигнала заканчивается формирование ХН с подавлением помех. Отметим также, что большинство практических результатов, приведенных в литературе, относится к цилиндрическим антеннам при приеме сигнала со всех направлений.

Таким образом, можно отметить, что задача, созданная помехоустойчивой СЭУХН, многопланова. СЭУХН может эффективно противодействовать как шумам ближнего поля (шумам носителя антенны), так и мощным помехам дальнего поля. Кроме этого, возможен целый ряд процедур для увеличения отношения сигнал/помеха в обычной ситуации. Создание СЭУХН с повышенной помехозащищенностью требует значительного увеличения объема оборудования. Основные операции в ФХН таких систем — умножение, интегрирование, суммирование.

Увеличение точности пеленга объекта. Точность пеленга и связанное с ним угловое разрешение объектов зависят от ширины ХН, точности стабилизации антенны в пространстве, состояния среды и ряда других факторов. СЭУХН позволяет увеличить точность пеленга в основном за счет уменьшения ширины диаграммы ХН и увеличения точности стабилизации. Основной возможностью уменьшения ширины диаграммы, т. е. повышения ОНД, является увеличение размеров антенны (числа элементов), что допустимо до известных пределов. Ранее указывалось на возможность повышения ОНД за счет специального распределения коэффициентов преобразования элементов антенн (увеличения к краям антенны), но при этом увеличивается уровень дополнительных максимумов. Эффективность повышения ОНД при этом оценивается десятками процентов.

Более высокие результаты получаются при использовании специальной обработки сигналов с элементов антенны. В частности, перемножения сигналов до и после их усреднения — так называемые мультипликативные антенны [24, 59]. Если имеются функциональные блоки, позволяющие производить суммирование, умножение мгновенных значений двух напряжений и усреднение, то можно предложить целый набор алгоритмов предварительной обработки сигналов с  $N$  элементов антенны. Даже при небольшом числе элементов количество возможных алгоритмов растет чрезвычайно быстро. Приведем структурные схемы предварительной обработки информации с элементов решетки, описанные в [24, 59], которые позволяют представить основную идею метода (рис. 1.16). На рисунке показаны алгоритмы обработки сигналов с антенны, имеющей четыре элемента. Для обработки сигналов используются устройства суммирования  $1$ , умножения мгновенных значений  $2$  и усреднения  $3$ . На рис. 1.16, *а* сигналы с соседних элементов складываются, затем эти суммы перемножаются. На рис. 1.16, *б* сигналы с первого элемента умножаются на сигналы остальных элементов, а результаты умножения после усреднения снова умножаются между собой. На рис. 1.16, *в* приведен алгоритм с шестью умножениями и последующим усреднением. Нетрудно видеть,

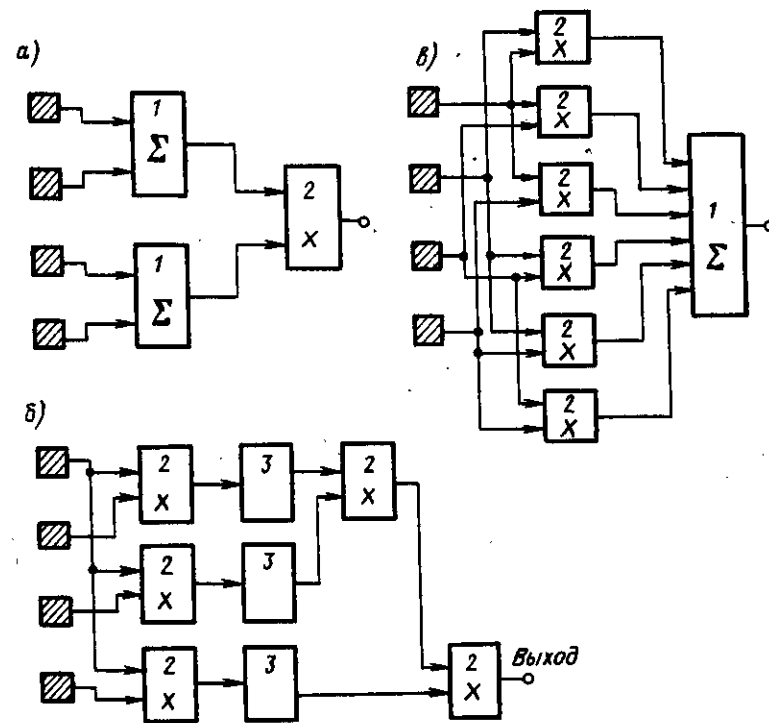


Рис. 1.16. Методы электронной обработки сигналов элементов с целью улучшения разрешения по углу.

что число таких алгоритмов действительно может быть очень большим даже при  $N = 4$ . Проведенные исследования показали, что использование некоторых из этих алгоритмов позволяет улучшить в значительной степени разрешающую способность антенны. Но одновременно с этим отмечается, что использование подобных алгоритмов связано с появлением дополнительных максимумов с большой амплитудой, значительным снижением чувствительности антенны и низкой помехозащищенностью ХН при малых отношениях сигнал/помеха. Исследование подобных способов формирования ХН привело к выводу, что никакой алгоритм обработки сигналов дискретной антенны при низких уровнях отношения сигнал/помеха не дает эффекта лучшего, чем простое суммирование сигналов антенны.

Другой возможностью получения ХН с повышенной разрешающей способностью по углу является использование переменных коэффициентов преобразования элементов антенны с одновременной сменой полярности сигнала [90, 91, 92]. Ранее уже рассматривалась разностная ХН, которая позволяет улучшить процесс автоматического сопровождения объекта. В данном случае предлагается производить такую смену полярности несколько раз по длине антенны с одновременным изменением коэффициента преобразования элементов. Как и ранее, использование такого алгоритма приводит к резкому



снижению чувствительности антенны, появлению дополнительных максимумов и может применяться только при большом запасе отношения сигнал/шум.

СЭУХН, обладающая повышенными направленными свойствами, должна иметь функциональные блоки для получения произведения мгновенных значений, усреднения, что значительно усложняет систему.

Оценивая постановку рассмотренных задач при проектировании СЭУХН отметим, что электронное управление позволяет значительно улучшить целый ряд важнейших параметров акустических систем, таких как скорость обзора пространства, автоматическая стабилизация ХН в пространстве, автоматическое сопровождение движущегося объекта, точность пеленга и ряд других. Но одновременно с этим следует отметить, что совместное решение этих задач в большинстве случаев является результатом компромисса. Система должна быть достаточно гибкой для того, чтобы иметь возможность выбора лучшего варианта управления при конкретной обстановке.

#### § 1.4. Электронное формирование характеристик направленности

Изменять положение ХН акустических дискретных антенн с помощью электронных формирователей ХН (ФХН) можно тремя способами: 1) введением электронной обработки сигналов в трактах отдельных элементов; 2) переключением элементов антенн, имеющих вид цилиндров, сфер или других более сложных форм; 3) совместным переключением элементов и электронной обработкой.

Рассмотрим более подробно общие принципы электронного управления положением ХН. Основное внимание уделим требованиям, которые предъявляются в этих режимах работы к СЭУХН и ФХН.

Пространственная фильтрация или электронное формирование ХН имеют очень много общего с фильтрацией во временной области [19, 36]. Отличие заключается только во введении новой переменной фильтрации — пространства. С самых общих позиций пространственная фильтрация может рассматриваться над пространственно-временными полями, которые могут определяться как функция звукового давления  $P(t, \vec{r})$  от времени  $t$  и трех пространственных координат  $\vec{r}$  [19, 36]. Если рассматривать плоскую волну на одной частоте, то пространственно-временное поле можно выразить в виде

$$P(t, \vec{r}) = \exp j(\omega t - \vec{k}\vec{r}), \quad (1.32)$$

где  $\omega = 2\pi f$  — круговая частота;  $f$  — частота колебаний;  $k = (\omega/v)\vec{n}$  — волновой вектор;  $v$  — скорость звука в среде;  $\vec{n}$  — вектор направления (нормаль), перпендикулярный волновому фронту, который указывает направление распространения волны.

Если предполагается, что объект среды имеет точечные размеры и расположен в дальней зоне, то частотно-пространственный спектр  $P_{\Omega}(\omega, \vec{k})$  функции вида (1.32) может быть представлен как

$$P_{\Omega}(\omega, \vec{k}) = C_1 [\exp -a(\omega - \omega_0)^2] [\exp -b(\vec{k} - \vec{k}_0)^2], \quad (1.33)$$

где  $C_1$  — постоянный коэффициент.

Частотно-пространственный спектр акустического поля, обусловленного некоррелированными во времени шумами, может быть задан постоянной величиной  $C_2$ :

$$P_{\Omega}(\omega, \vec{k}) = C_2. \quad (1.34)$$

Как легко видеть из (1.33), спектр имеет острый пик при  $\omega = \omega_0$  и  $\vec{k} = \vec{k}_0$ , что позволяет определить относительно  $P_{\Omega}$  (1.34) наличие источника поля в среде, его частоту, а также направление на источник. Для определения частоты необходимо проводить частотный анализ (частотную фильтрацию), а для определения направления — пространственную фильтрацию по так называемым пространственным частотам ( $\vec{k}$ ), которые также называют волновыми числами. Идентичность этих процессов отмечается в ряде работ [19, 36]. Если рассматривать линейную эквидистантную антенну, на которую с известного направления приходит плоская волна на фоне белого изотропного в пространстве шума, то алгоритм пространственной фильтрации заключается в том, чтобы на выходе фильтра получить максимальное отношение сигнал/шум для данного направления. Нетрудно видеть, что этого можно достичь за счет задержки во времени выходных сигналов элементов антенны таким образом, чтобы учесть запаздывание волнового фронта на элементах решетки. Математическая запись алгоритма имеет вид

$$R(t, \alpha) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N U \left[ i, \omega, \left( t - \frac{id}{v} \sin \alpha_0 \right) \right], \quad (1.35)$$

где  $R(t, \alpha)$  — сигнал на выходе пространственного фильтра;  $U[i, \omega, t, \alpha]$  — сигнал на выходе элемента антенны;  $i$  — номер элемента;  $d$  — расстояние между элементами;  $\alpha_0$  — угол прихода плоской волны.

Алгоритм (1.35) отражает один из методов электронного формирования ХН, называемый временным. Для показа очень важной, с нашей точки зрения, аналогии между частотной и пространственной фильтрациями рассмотрим приведенные в [19] соотношения между этими областями представления переменных фильтрации.

Частотный фильтр с конечной импульсной характеристикой

- 1)  $w_i$  — весовые коэффициенты
- 2)  $\Delta$  — шаг дискретизации по времени
- 3)  $N$  — число отсчетов по времени
- 4) алгоритм  $\sum_{i=1}^N w_i U(n\Delta - i\Delta)$

Пространственный фильтр (ФХН)

- 1)  $w_i$  — весовые коэффициенты, устанавливающие коэффициенты передачи в каналах элементов антенны
- 2)  $\tau = (d/v) \sin \alpha_0$  — шаг дискретизации по пространству
- 3)  $N$  — число элементов антенны
- 4) алгоритм  $\sum_{i=1}^N w_i U(n\Delta - i\tau)$

б) частотная характеристика  $H(\omega) =$  б) характеристика направленности

$$= \sum_{i=1}^N w_i \exp -j\omega_i \Delta$$

$$S = \sum_{i=1}^N w_i \exp -jk_x i \tau.$$

Как видно из этого сравнения, ФХН является аналогом фильтра с конечной импульсной характеристикой и служит для выделения отдельных составляющих пространственного спектра (1.33). Продолжение аналогии позволяет обосновать одни из методов построения ФХН для статического веера характеристик направленности. Как известно, для получения набора отдельных составляющих спектра в области частот используются устройства, осуществляющие преобразование Фурье. В последние годы получили широкое распространение устройства быстрого преобразования Фурье (БПФ). Проведение аналогии позволяет утверждать, что, если необходимо получить несколько составляющих пространственного спектра, то можно проводить БПФ по пространственной координате. ФХН, использующие эту аналогию, получили название частотных [18, 19, 32, 62, 76].

Если сигнал на входе антенны является узкополосным, то процесс задержки в (1.35) можно заменить операцией умножения комплексного значения входного сигнала на фазовый множитель:

$$\psi_M = \exp [-j\Delta\psi_i(\alpha_0)], \quad (1.36)$$

где  $\Delta\psi_i = [(\omega_0 i d) / v] \sin \alpha_0$ ;  $\omega_0$  — средняя частота принимаемого сигнала. Тогда комплексное значение сигнала на выходе ФХН будет иметь вид

$$\tilde{R}(t, \alpha) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \tilde{U}(i, t) \exp [-j\Delta\psi_i(\alpha_0)]. \quad (1.37)$$

Алгоритм (1.37) отражает так называемые фазовые методы формирования характеристик направленности с помощью электронных устройств.

Кроме такого общего подхода, электронное формирование характеристик направленности имеет ряд инженерных проблем, возникающих при реализации конкретных алгоритмов. Рассмотрим на примере временного метода формирования основные особенности работы ФХН, которые в той или иной степени присущи всем остальным методам.

Физический смысл электронного управления положением характеристики направленности с помощью временных задержек можно пояснить на примере линейной эквидистантной антенны (рис. 1.17). Если на элементы антенны приходит сигнал с направления, определяемого углом  $\alpha_0$ , то, производя задержку сигнала с каждого элемента с одновременным суммированием, можно при определенных значениях задержки получить максимальное значение выходного напряжения. Сигналы с каждого элемента до выхода всей антенны должны быть задержаны на величину временного интервала, который обеспечит их синфазность с сигналом последнего ( $N$ -го) элемента. При таких условиях антенна обладает максимальной чувствительностью для фронта падающей волны, приходящей с направления  $\alpha_0$  по отношению к оси симметрии

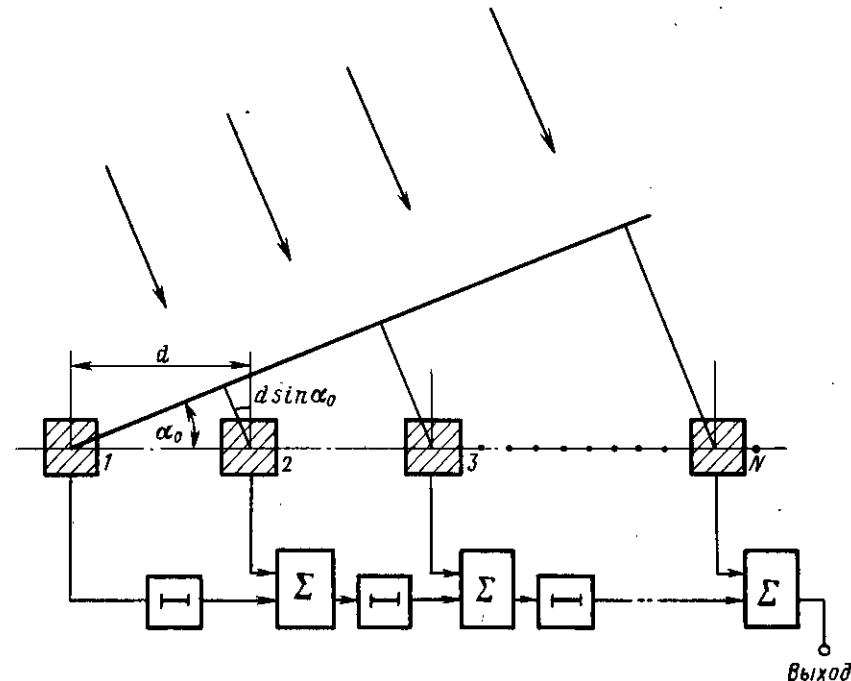


Рис. 1.17. Принцип электронного сканирования характеристики направленности.

диаграммы, полученной без задержек. Учитывая, что расстояние между двумя элементами равно  $d$ , нетрудно получить необходимую величину задержки сигнала между двумя элементами антенны для максимума выходного сигнала  $\tau = (d/v) \sin \alpha_0$ .

Иногда антенну, имеющую такую электронную обработку сигналов, называют компенсированной в направлении  $\alpha_0$ . Управляя величиной задержки между элементами, можно регулировать угол смещения ХН. Квант изменения величины  $\tau$  при дискретном сканировании или точность управления величиной задержки  $\tau$  при непрерывном сканировании определяют точность установления положения диаграммы ХН.

В стационарном режиме задержка синусоидального сигнала на заданное время означает его сдвиг по фазе на угол, определяемый значением  $\varphi = \omega \tau$ . Поэтому, если вместо устройства задержки включить фазовращающую цепочку, то эффект формирования ХН сохранится. Но при этом следует учесть, что такой ФХН будет работать в узкой полосе частот (а теоретически должен работать на фиксированной частоте). Это же условие определяет длительность излучаемых и принимаемых колебаний.

В соответствии с принципом действия ФХН (см. рис. 1.17), электронное управление позволяет изменять положения ХН только в левую сторону от оси симметрии антенны, определенной при нулевых задержках. Для обеспечения сканирования вправо необходимо сменить направление суммирования сигнала с задержкой. Функциональная схема ФХН антенны с электронным

сканированием в правом секторе приведена на рис. 1.18. Как видно из приведенных рисунков, в простейших схемах электронного управления одним изменением времени задержки нельзя обеспечить сканирование в секторе  $-90 \div +90^\circ$  в связи с необходимостью смены направления суммирования. Исключить этот недостаток можно путем увеличения числа устройств задержки [33, 56]. Функциональная схема ФХН в секторе  $-90 \div +90^\circ$  показана на рис. 1.19. В схеме имеются устройства постоянной и переменной задержек. Величина постоянной задержки в канале элемента антенны определяется по формуле

$$\tau_M^i = (i - 1)\tau_M. \quad (1.38)$$

В формуле (1.38) величина  $\tau_M$  определяется максимальным углом сканирования диаграммы в одном секторе  $\tau_M = (d/v) \sin \alpha_{0 \max}$ . Отметим, что обычно  $\alpha_{0 \max}$  не превышает  $45^\circ$ . Переменные задержки включаются в последовательную цепь формирования выходного сигнала. Здесь задержки могут изменяться в диапазоне от 0 до  $\tau$  дискретно или плавно. Если обеспечить удовлетворенные условия  $\tau_1 = 2\tau_M$ , то нетрудно видеть, что с помощью такого управления можно обеспечить сканирование в обеих частях сектора обзора среды. Например, при максимальном времени переменной задержки, сигнал от первого элемента задержится на время  $2(N-1)\tau_M$ , а сигнал с  $N$ -го элемента — на время  $(N-1)\tau_M$ , что будет соответствовать повороту диаграммы влево на максимальный угол. При минимальном времени переменной задержки (например, равном нулю) задержка сигнала 1-го элемента минимальна, а  $N$ -го элемента равна  $(N-1)\tau_M$ . Это соответствует повороту диаграммы

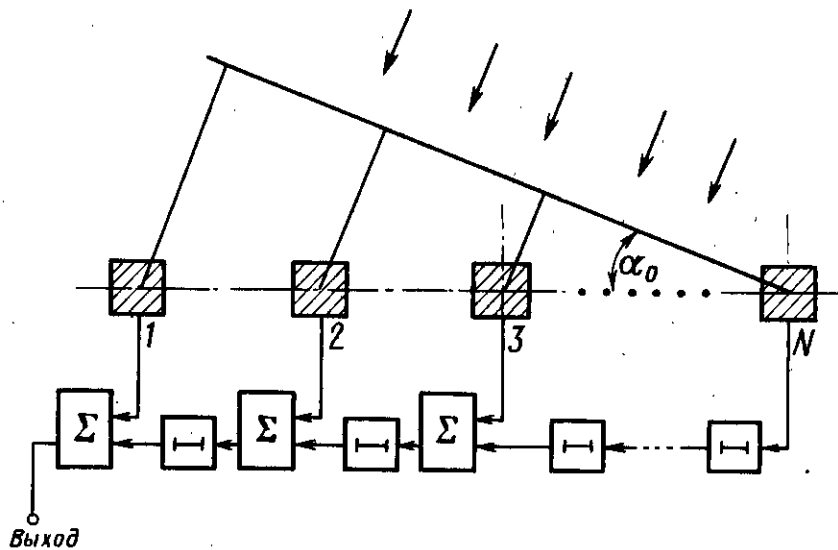


Рис. 1.18. Структурная схема для обработки сигналов с целью сканирования в правом секторе обзора.

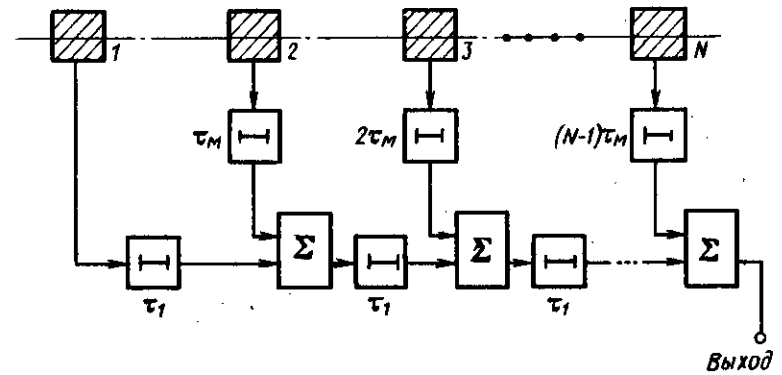


Рис. 1.19. Структурная схема сканирования характеристики в правом и левом секторах.

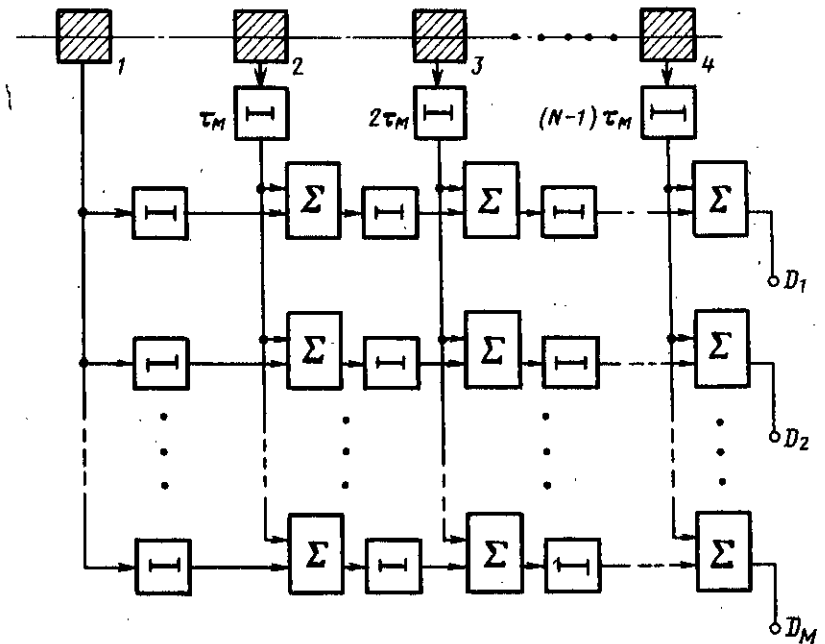


Рис. 1.20. Одновременное формирование характеристик направленности в режиме приема.

вправо на максимальный угол. Промежуточные положения ХН обеспечиваются за счет промежуточных значений переменной задержки. Увеличение функциональных возможностей схемы происходит за счет увеличения в два раза длины линий переменной задержки и расщепления постоянных задержек.

Для одновременного формирования нескольких ХН следует увеличивать число переменных линий задержек. Для схемы, приведенной на рис. 1.19, постоянные задержки могут использоваться для формирования всех  $M$  характеристик направленности. Функциональная схема устройства одновременного формирования  $M$  характеристик с использованием одних и тех же постоянных задержек приведена на рис. 1.20.

При большом числе одновременно формируемых ХН затраты оборудования резко возрастают, что повышает конкурентоспособность других способов создания множества сканируемых ХН [72]. Рассмотрим некоторые из этих способов.

Можно на выход элемента антенны поставить устройство для задержки сигнала на время  $(N-1)\tau_m$ , имеющее  $M$  отводов ( $M_{\Delta c}$  или  $M_{\theta a}$ ) через одинаковые промежутки. Имея подобную матрицу задержанных на разное время сигналов с выходов элементов антенны (рис. 1.21), нетрудно предложить несколько вариантов ФХН. Если взять  $M \times N$ -ходов сумматоров, то, соединяя путем жесткой коммутации входы сумматоров и выходы устройства задержки, можно получить  $M$  характеристик, имеющих разные направленные свойства. Используя выходы сумматоров все одновременно ( $M$  характеристик) или коммутируя их (несколько ХН со сканированием) (рис. 1.22), можно удовлетворить условиям любого решения работы антенны при приеме.

Анализ приведенного способа формирования ХН показывает, что матрица задержек размерами  $M \times N$  при формировании ХН используется частично, а некоторые устройства задержки могут не иметь отводов, что упрощает создание матрицы. Рассмотрим эти особенности применения матрицы в ФХН. На рис. 1.23 показано использование такой матрицы при формировании ХН. Углы  $\alpha_0 \min$  и  $\alpha_0 \max$  определяют минимальный и максимальный углы сканирования ХН, отсчитанные от оси симметрии. Полный угол обзора равен  $2\alpha_0 \max$ . Заштрихованные участки представляют область элементов задержки, которые участвуют в образовании множества ХН и должны иметь отводы с шагом  $\tau_{\min}$ . Зона I не принимает участие в создании ХН, поэтому отдельные столбцы матрицы будут укорочены, что приведет к уменьшению общего времени задержки матрицы, равного  $N \times M$ . Из этого оставшегося числа задержек можно выделить задержки, сосредоточенные в участках II (см. рис. 1.23). Задержки в этих участках не должны иметь отводов через шаг, равный  $\tau_m$ , что часто облегчает их реальное выполнение.

В случае необходимости перемещения ХН на небольшой угол или при непрерывном способе управления положением ХН (стабилизация ХН в пространстве, автоматическое сопровождение объекта) число отводов матрицы задержек растет очень быстро, что усложняет ее конструирование. Как промежуточное решение можно рассматривать ФХН, полученный из двух описанных выше формирователей: с использованием переменной задержки и ФХН матричного типа для ранее объединенных элементов. Структурная схема подобного ФХН приведена на рис. 1.24. Элементы антенны объединяются в  $N$

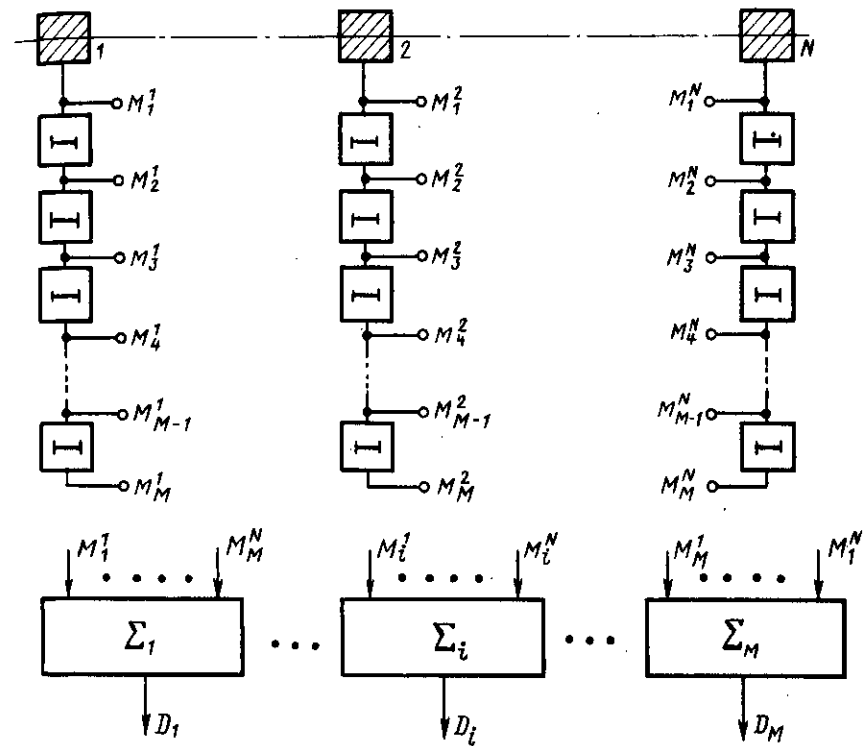


Рис. 1.21. Матрица устройств задержки с сумматорами для формирования полного множества приемных характеристик направленности.

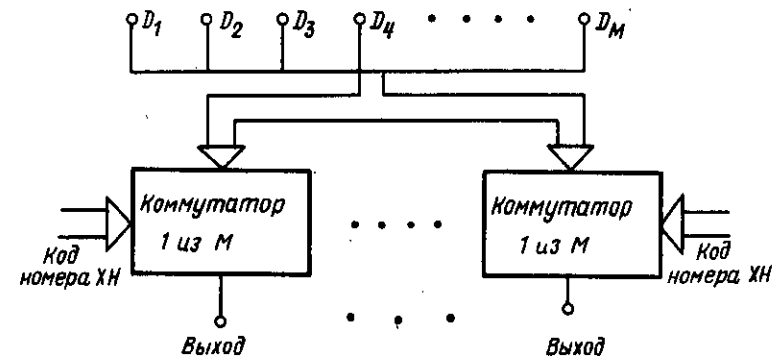


Рис. 1.22. Сканирование характеристик направленности, полученных с помощью матрицы задержек, с использованием электронных коммутаторов.

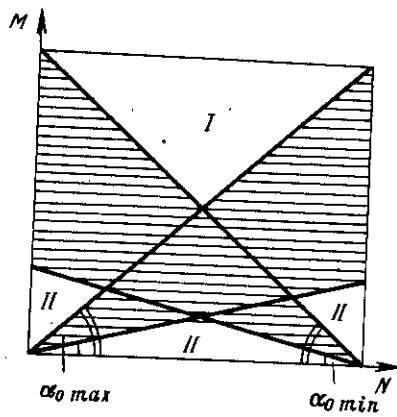


Рис. 1.23. Определение необходимого числа и состава устройств задержки матрицы, формирующей характеристики направленности.

групп по  $N/H$  элементов в группе с помощью ФХН на линиях задержки (см. рис. 1.19), которые сканируют ХН на небольшой угол. Сигналы с выходов сумматоров этих частных ФХН подаются на ФХН с использованием матрицы задержек и коммутаторов. С помощью коммутатора выбирают ХН, а верхняя часть схемы обеспечивает небольшое отклонение фиксированной ХН. При увеличении числа ХН увеличивается число коммутаторов. Подобный ФХН во многих случаях может быть наиболее оптимальным, так как матрица задержек может иметь меньшее число отводов при обеспечении точности управления.

Если в качестве антенны используется прямоугольная решетка, то ХН имеет направленные свойства по двум углам. В этом случае для сканирования и стабилизации необходимо управлять и по углу  $\varphi$ . Структурная схема ФХН с управлением по двум координатам приведена на рис. 1.25. В системе используется  $m$  формирователей характеристики направленности (по числу линейных антенн), выходы которых поступают на вход ФХН по углу  $\varphi$ . При необходимости одновременного формирования нескольких ХН число ФХН второй ступени соответственно увеличивается.

Проведенный в § 1.3 анализ задач, в которых проявляются достоинства СЭУХН, показал, что в режиме излучения в подавляющем большинстве случаев необходимо формировать одну сканируемую ХН. В связи с этим задача электронного управления ХН при излучении значительно проще задачи формирования приемных ХН. Как известно, обычно антенна обладает обратимостью свойств при излучении и приеме. Это позволяет воспользоваться результатами синтеза ФХН в режиме приема для создания ФХН в режиме излучения. На рис. 1.26 приведена функциональная схема для формирования ХН при излучении, которая создана как аналог приемной системы, приведенной на рис. 1.19. Сравнивая эти две функциональные схемы, легко установить их обратимость, если принять, что устройства задержки пропускают сигнал в обоих направлениях, сумматоры заменить на разветвители, а выход на вход. Иногда при использовании электромагнитных линий задержки и сумматоров в виде двухполюсников обратимость устройства реализуется физически. Сумматоры в виде двухполюсников при прохождении сигналов в обратном направлении могут выполнять роль разветвителей, поэтому, если не учитывать амплитудные соотношения, то для использования электронной части ФХН (см. рис. 1.19) при излучении необходимо только выход схемы, приведенной на рис. 1.19, сделать входом для излучаемого сигнала. Естественно, при этом требуется еще коммутация оконечных каскадов, работающих на элементы антенн при излучении.

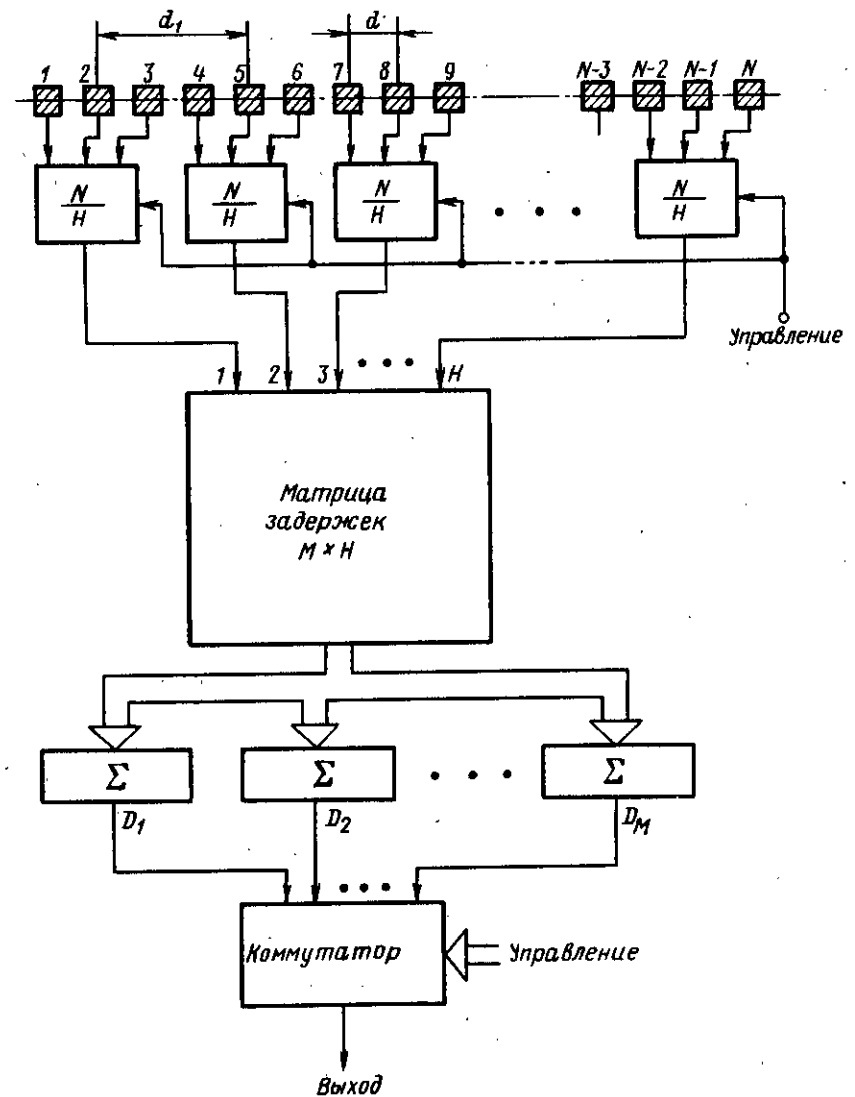


Рис. 1.24. Комбинированный способ построения ФХН.

Теоретические вопросы анализа свойств антенн со сканированием в литературе рассмотрены достаточно подробно [11, 21, 54, 55]. Остановимся на основных результатах этого анализа для случая линейной эквидистантной антенны. Характеристика направленности по аналогии с (1.2) будет иметь вид

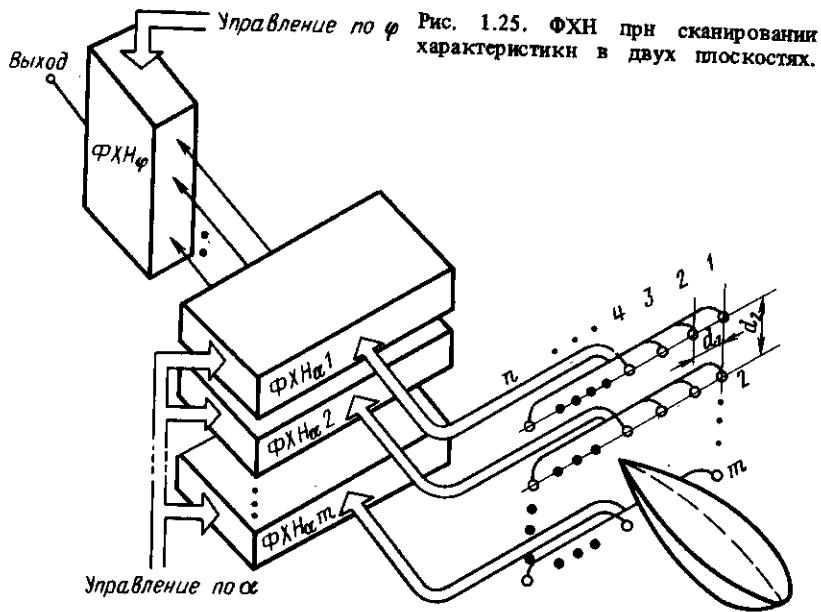


Рис. 1.25. ФХН при сканировании характеристики в двух плоскостях.

$$S = \frac{1}{N} \frac{\sin \left[ N \frac{\omega d}{2v} (\sin \alpha - \sin \alpha_0) \right]}{\sin \left[ \frac{\omega d}{2v} (\sin \alpha - \sin \alpha_0) \right]} \quad (1.39)$$

В формуле (1.39) угол  $\alpha_0$  отсчитывается от оси симметрии антенны, т. е. при обзоре всего сектора значение угла меняет знак. Для сложных ФХН (см. рис. 1.24, 1.25) нормированная ХН может быть получена с помощью теоремы умножения. Например, для случая приведенного на рис. 1.24, ХН может быть представлена в виде

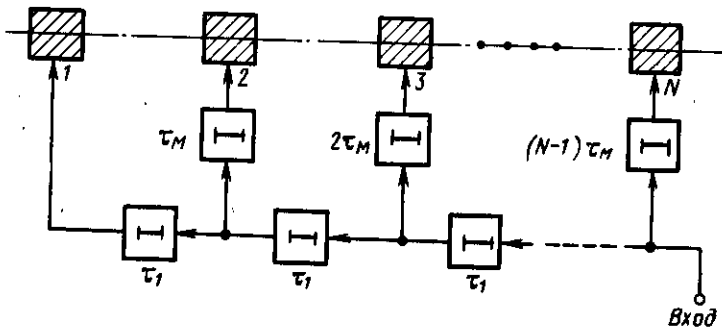


Рис. 1.26. ФХН для режима излучения.

$$S = \frac{\sin \left[ \frac{N \pi d f}{H v} (\sin \alpha - \sin \alpha_{01}) \right]}{\frac{N}{H} \sin \left[ \frac{\pi d f}{v} (\sin \alpha - \sin \alpha_{01}) \right]} \times \frac{\sin \left[ \frac{N \pi d f}{v} (\sin \alpha - \sin \alpha_{02}) \right]}{H \sin \left[ \frac{N \pi d f}{H v} (\sin \alpha - \sin \alpha_{02}) \right]} \quad (1.40)$$

где  $\alpha_{01}$  — углы сканирования верхних ХН;  $\alpha_{02}$  — угол сканирования нижней ХН.

Нормированная ХН для двух координат (см. рис. 1.25) имеет вид

$$S = \frac{\sin \left[ n \frac{\omega d_1}{2v} (\sin \alpha - \sin \alpha_0) \right]}{n \sin \left[ \frac{\omega d_1}{2v} (\sin \alpha - \sin \alpha_0) \right]} \times \frac{\sin \left[ m \frac{\omega d_2}{2v} (\sin \varphi - \sin \varphi_0) \right]}{m \sin \left[ \frac{\omega d_2}{2v} (\sin \varphi - \sin \varphi_0) \right]} \quad (1.41)$$

Введение режима электронного сканирования изменяет условие отсутствия добавочных максимумов, аналогичное (1.8):

$$d \leq \frac{N-1}{N} \frac{v}{f} \frac{1}{(1 + \sin \alpha_0)} \quad (1.42)$$

Минимальное значение правой части неравенства будет при  $\alpha_0 = 90^\circ$ :

$$d \leq \frac{N-1}{2N} \frac{v}{f} \quad (1.43)$$

Таким образом, введение электронного сканирования вынуждает уменьшить расстояние между элементами антенны в пределе в два раза. Уменьшение допустимого расстояния между элементами ухудшает большинство параметров антенны. В соответствии с формулами (1.3)–(1.5) с уменьшением  $d$  ухудшается ОНД, острота максимума и коэффициент концентрации. Если полагать, что условие (1.42) выполняется со знаком равенства, то можно получить для ОНД

$$\theta = 2 \arcsin \frac{1 + \sin \alpha_0}{(N-1) \cos \alpha_0} \quad (1.44)$$

Как видно из формулы (1.44), при углах сканирования, близких к  $\pm 90^\circ$ , система вообще теряет направленные свойства. Острота максимума при тех же условиях имеет аналогичную зависимость

$$\Delta \alpha = 0,55 \frac{N(1 + \sin \alpha_0)}{(N-1)^2 \cos \alpha_0} \sqrt{\frac{\nu_p(N-1)}{(N+1)}} \quad (1.45)$$

Ухудшается также и значение коэффициента концентрации, хотя зависимости от  $\alpha_0$  при этом не такие резкие:

$$\gamma = \frac{1}{1 + \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N \frac{(N-i) \sin i \frac{2\pi df}{\nu} \cos \left( i \frac{2\pi df}{\nu} \sin \alpha_0 \right)}{2i\pi df}} \quad (1.46)$$

Ухудшение основных параметров антенны заставляет осторожно относиться к увеличению сектора сканирования. Если принять, что  $K_{\Pi} = (1 + \sin \alpha_0) / \cos \alpha_0$ , то значение  $K_{\Pi}$  можно принять за коэффициент ухудшения параметров ХН. Например, при  $\alpha_0 = 45^\circ$  значение  $K_{\Pi} = 2,43$ , а при  $\alpha_0 = 22,5^\circ$  значение  $K_{\Pi} = 1,50$ .

Такое поведение параметров ХН антенны при временных и фазовых методах сканирования позволяет обратить внимание на второй способ управления ХН для антенны сложной конфигурации. Если антенна выполнена конструктивно в виде цилиндра, сферы или их частей, заполненных с равным шагом по поверхности ненаправленными элементами, то путем переключения части элементов можно изменять положение ХН в пространстве. Предположим, что цилиндрическая дискретная антенна имеет по окружности  $N$  элементов, а по образующей  $m$  элементов. Ограничимся рассмотрением ее диаграммы только в одной плоскости, оценивая возможности одного кольца из  $N$  элементов. Предположим, что в формировании ХН участвуют  $n$  элементов.

Для выбора положения ХН необходимо переключение элементов антенны. Переключение производится групповым коммутатором, так что в работе всегда участвуют  $n$  соседних элементов. На рис. 1.27 показан принцип коммутации элементов при формировании ХН. Коммутатор имеет  $n$  выходных каналов, которые могут подключаться к элементам антенны. Если предположить, что коммутация происходит за счет емкостной связи между элементами антенны и съемниками коммутатора, то нетрудно видеть, что при этом смена положения съемника (например, с помощью шагового двигателя) приведет к смене группы элементов, а значит, и к изменению положения ХН.

С точки зрения теории коммутации в рассматриваемой ситуации необходимо осуществлять коммутацию  $N$  элементов на  $n$  каналов. Если формируется

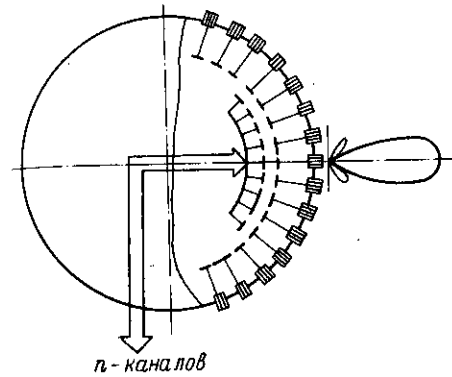


Рис. 1.27. Принцип коммутации элементов цилиндрической антенны при формировании ХН.

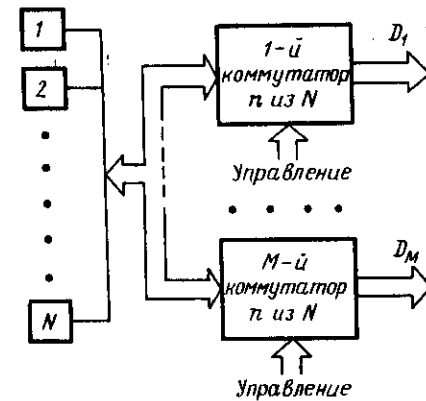


Рис. 1.28. Электронный коммутатор цилиндрической антенны для получения  $M$  одновременно работающих ХН.

$M$  одновременно работающих ХН, то это означает, что имеется  $M$  групповых коммутаторов аналоговых сигналов. Структурная схема электронной коммутации для формирования  $M$  одновременно работающих ХН приведена на рис. 1.28. Групповые коммутаторы  $n$  из  $N$  управляются путем подачи на управляющие входы каждого коммутатора  $n$  адресов, обычно в виде цифровых кодов. Смена положения ХН происходит при замене управляющей информации. Отметим, что задача коммутации при формировании одной ХН в данной ситуации несколько проще общего случая, так как необходимо коммутировать соседние элементы. Это часто позволяет упростить систему управления коммутатором и уменьшить объем управляющей информации путем задания кодов начала и конца группы из  $n$  элементов [3]. Если известен шаг по углу между двумя ХН и он постоянен, то управляющие сигналы для аналоговых коммутаторов второй ХН могут быть получены с помощью дешифратора для первой ХН путем дополнительных жестких коммутационных связей. Отмеченные особенности коммутаторов для управления положением диаграмм позволяют значительно упростить их схему и повысить надежность работы.

Оценивая возможности электронного управления положением ХН с помощью коммутаторов, приведенных на рис. 1.27 и 1.28, можно показать, что число возможных ХН равно  $M = N$ , а минимальный угол сканирования ХН

$$\alpha_{\min} = 2\pi/N. \quad (1.47)$$

Но, кроме проблемы коммутации, управление ХН сложных антенн имеет свою специфику, связанную с созданием оптимальных

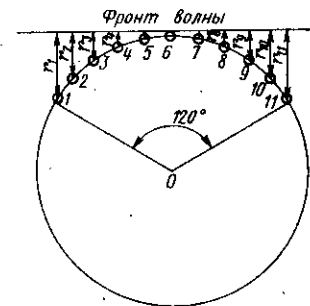


Рис. 1.29. Геометрическая интерпретация условий выбора величин задержки в каналах компенсирующего устройства.

условий при приеме и излучении колебаний даже в направлении оси симметрии диаграммы ХН. Существующая кривизна поверхности сложных антенн делает различными условия прохождения колебаний к элементам антенны, участвующим в образовании ХН, что в итоге ухудшает их показатели. Для исключения этого недостатка используют специальные компенсирующие устройства, выравнивающие величины задержек для фронта приходящих колебаний перед их суммированием. Отмеченная особенность поясняется рис. 1.29. Если в формировании ХН участвуют 11 элементов, то, как видно из рисунка, при простом суммировании сигналов с элементов антенны не будут выполняться условия равенства фаз, что приведет к снижению амплитуды полезного сигнала на выходе. Для устранения этого недостатка необходимо задержать сигналы всех элементов по отношению к первому или одинадцатому элементу. Наибольшая задержка, равная  $r_1/v$ , должна быть у сигнала с шестого элемента, на который фронт волны приходит непосредственно без задержки. Из рис. 1.29 видно, что задержки для симметричных элементов антенны одинаковы, а это упрощает компенсирующие устройства (КУ). С учетом отмеченного, ФХН для приемной антенны сложной формы будет состоять из коммутатора (К), КУ и сумматоров (рис. 1.30). При излучении сигнал подается прямо на компенсирующее устройство, которое через коммутатор распределяет сигналы по оконечным каскадам.

Нетрудно также сделать вывод (см. рис. 1.29), что угол, охватываемый элементами, участвующими в формировании ХН, целесообразно брать более  $120^\circ$ .

Если цилиндрическая антенна имеет направленные свойства и по углу  $\varphi$ , то возникает второй уровень управления, как это наблюдалось в случае прямоугольной решетки (см. рис. 1.25).

Для сферических антенн ФХН в двух плоскостях (по  $\alpha$  и  $\varphi$ ) должны иметь коммутаторы и компенсирующие устройства на двух уровнях управления.

При небольшом числе элементов антенны угол пошагового сканирования в соответствии с (1.47) может быть недопустимо большим. В этом случае используют третий способ формирования ХН, когда сканирование на большой угол производится за счет коммутации, а малые приращения поворота ХН осуществляют с помощью ФХН на линиях задержки типа показанных на рис. 1.17. Структурная схема такого смешанного управления ХН приведена на рис. 1.31.

В заключение отметим, что задача электронного формирования ХН эквивалентна задаче пространственной фильтрации, имеющей аналогию с фильтрацией во временной области. Для электронного сканирования ХН для цилиндрических и сферических антенн можно пользоваться электронными коммутаторами с компенсаторами. Для плоских дискретных антенн сканирование ХН можно осуществлять с помощью непрерывно управляемых или коммутируемых с малым шагом устройств задержки. Шаг коммутации или точность управления определяет разрешающую способность ХН. При создании множества ХН можно использовать матрицы задержек с многоходовыми сумматорами. Использование электронного сканирования с помощью линий задержек ухудшает основные показатели ХН, которые имеет антенна без электронного сканирования, до 2,5 раз в секторе  $\pm 45^\circ$ . От подобного недостатка

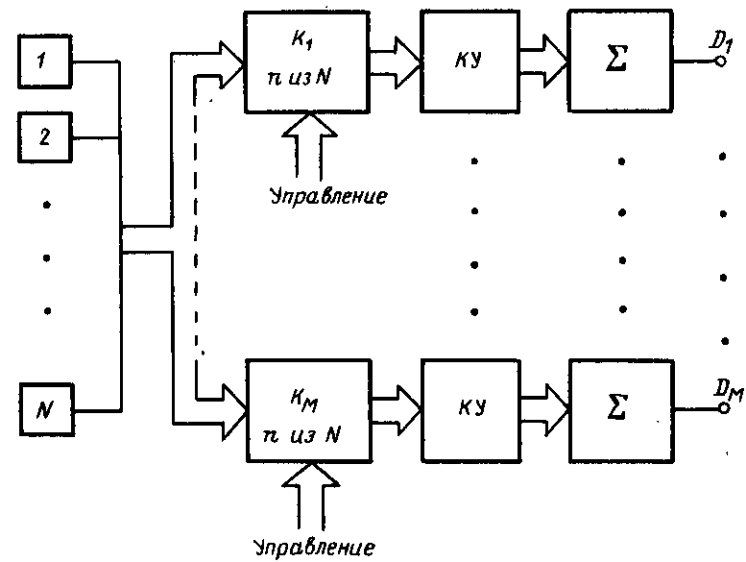


Рис. 1.30. Структурная схема ФХН для антенны сложной формы при одновременном формировании нескольких характеристик направленности.

свободны антенны сложных конфигураций, использующие грубое сканирование с помощью электронных коммутаторов и точное сканирование с помощью устройств задержек в пределах малого сектора.

Создание блоков электронного сканирования ХН требует устройств постоянной и переменной задержки достаточно большого объема, сумматоров, аналоговых коммутаторов, двоично-десятичных дешифраторов, схем логического управления.

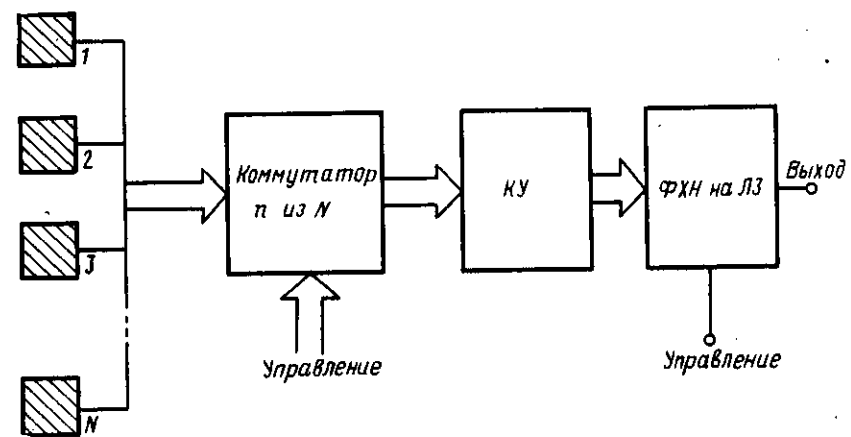


Рис. 1.31. Структурная схема совмещенного ФХН для антенны сложной формы.



## § 1.5. Управление формой характеристики направленности

Рассмотрение задач при создании СЭУХН, проведенное в § 1.3, позволяет предъявить требования к форме ХН в частных случаях, зависящих от помеховой обстановки и параметров всей акустической системы исследования объектов пространства. Для установления оптимального соотношения между шириной ХН и максимальным уровнем дополнительных максимумов необходимо изменять коэффициенты преобразования элементов антенны. Условие создания разностной диаграммы ХН требует изменения фазы сигнала части элементов антенны. Учет помеховой обстановки предполагает возможность изменения формы диаграммы ХН при приеме путем изменения коэффициентов преобразования отдельных элементов. Улучшение разрашающей способности по углу предполагает сложное изменение формы диаграммы путем одновременной смены фазы и изменения коэффициентов преобразования элементов вдоль антенны.

С теоретической точки зрения, возможности управления формой диаграммы ХН определяются возможностями изменения параметров сигнала отдельного элемента дискретной антенны, дополнительной обработкой сигналов до формирования ХН и взаимной обработкой этих сигналов, а также возможностями изменения алгоритма обработки в зависимости от значения определенной целевой функции.

Сигнал с выхода каждого элемента имеет в качестве параметров амплитуду, частоту и фазу. Число элементов антенны достигает десятков и сотен. Можно предложить десятки алгоритмов обработки сигналов с отдельных элементов и алгоритмы их взаимной обработки. Целевые функции обычно определяются помеховой обстановкой и также бывают нескольких типов. Перечень возможных аргументов для изменения формы диаграммы ХН показывает, что данные проблемы имеют громадное число вариантов. Несмотря на то, что современная вычислительная техника позволяет при умеренных временных затратах получить численный результат в виде диаграммы направленности для конкретной антенны при определенном сочетании аргументов в статическом режиме, общий анализ такого большого числа вариантов представляет известные трудности до настоящего времени. Полученные в результате расчетов и небольшого числа экспериментов данные говорят о том, что любые изменения алгоритма обработки сигналов, поступающих с элементов антенны по сравнению с простым суммированием дают ухудшение ряда показателей антенны, таких, как коэффициент концентрации, отношение сигнал/помеха. При больших уровнях помех применение ряда алгоритмов обработки вообще теряет смысл. Проведенные в 50-х и начале 60-х гг. теоретические исследования по ряду алгоритмов обработки [55, 59, 73, 83, 85, 91] многократно переиздавались и широко известны в отечественной и зарубежной литературе.

В настоящем параграфе приведены перечень известных алгоритмов управления формой ХН, а также их краткая характеристика (табл. 1.2).

Подчеркнем еще раз, что реализация этих алгоритмов требует возможности управления коэффициентами передачи приемного и излучающего трактов, коммутации полярности сигналов, выполнения операций умножения мгновенных значений сигналов, интегрирования и связана со значительными затратами.

Таблица 1.2. Основные алгоритмы управления формой характеристики направленности

Алгоритмы обработки	Цель обработки	Достоинства	Недостатки	Литература
Разностная ХН. Смена полярности сигналов у половины элементов антенны	Получение информации о движении объекта среды	Позволяет определить направление движения	Ухудшает в два раза основные параметры антенны	[55]
Биномиальное распределение амплитуд сигналов элементов	Регулирование ОНД и величины добавочного максимума	Упрощает алгоритмы обработки	Затруднено установление оптимальных соотношений амплитуд	[55]
Дольф-Чебышевское распределение амплитуд сигналов элементов	Установление оптимального соотношения между ОНД и значением добавочного максимума	Обеспечивает оптимальность	Увеличение сложности расчетов и оборудования при больших $M$	[21, 24, 55]
Разностная диаграмма с дольф-чебышевским распределением амплитуд	То же	То же	Увеличение сложности расчетов	[55]
Имитация $M$ элементного дольф-чебышевского распределения для двухэлементной антенны	Уменьшение числа элементов	Обеспечивает оптимальность	Увеличение сложности расчетов и объема оборудования	[83]
Имитация $M$ элементной антенны с помощью двухэлементной при излучении, приеме и обработке $M$ частот одновременно	Повышение ОНД	Уменьшает число элементов	То же	[24, 90;
Формирование нескольких ХН с помощью ФХН, меняющих угол отклонения в зависимости от частоты с последующим объединением ХН	Поддержание постоянства ОНД в широком диапазоне частот	Обеспечивает постоянное угловое разрешение в диапазоне частот	Значительное увеличение оборудования	[24, 87, 89]
Мгновенные значения сигналов двухэлементной антенны перемножаются	Повышение ОНД	Улучшает разрешение по углу	Увеличение объема оборудования и ухудшение решения по дистанции	[24, 59, 91, 92]

Алгоритмы обработки	Цель обработки	Достоинства	Недостатки	Литература
М-элементная антенна разбивается на две части, сигналы внутри которых суммируются, а между частями перемещаются (рис. 1.18, а)	Повышение ОМД	Улучшает в два раза разрешение по углу	Увеличение объема оборудования и ухудшение разрешения по расстоянию	[24, 90]
Сигналы трех элементов перемещаются на сигнал четвертого, результаты интегрируются и снова умножаются по традиционной схеме (рис. 1.16, б)	То же	Улучшает разрешение по углу	Увеличение объема оборудования и необходимость обеспечения большого значения отношения сигнал/помеха	[59, 85]
Смежные четырех элементов перемещаются между собой (1х2; 1х3; 1х4; 2х3; 2х4; 3х4), результаты суммируются и интегрируются (рис. 1.16, в)	Повышение ОМД	То же	То же	[59, 85]
М-элементная антенна с $d < 0,25 \lambda / f$ и с чередованием полярности сигналов смежных элементов	Повышение ОМД	Улучшает разрешение по углу	Обеспечивает работу только при больших значениях отношения сигнал/помеха	[59]
Коэффициент усиления приемного тракта каждого элемента устанавливается в зависимости от значения интенсивности шума на нем (рис. 1.12)	Сделать ХН адаптивной к полю помех	Уменьшает влияние стационарных помех	Требуется регулирование коэффициентов усиления каналов	[59]
Определяется источник мощной помехи и регулировкой распределенного амплитуд формируется ХН, подающая помеху (рис. 1.13)	Сделать ХН адаптивной к случаю помех	Уменьшает влияние произвольной помехи	Увеличивает объем устройств задержки, требуется дополнительную обработку	[59, 82]

§ 1.6. Электронное фокусирование акустических сигналов

До настоящего времени электронная фокусировка использовалась большей частью в системах получения акустических изображений [56], а также в радиолокации при учете сферичности фронта падающей волны [42]. Устройство обладает линзовыми свойствами, если можно указать так называемое фокусное расстояние и точку, называемую фокусом, колебания из которой принимаются с максимальным усилением. Опыт синтеза устройств для сканирования ХН может быть с успехом применен и в данном случае. Предположим, что имеется линейная эквидистантная антенна (рис. 1.32). Необходимо чтобы она обладала линзовыми свойствами и имела фокус в точке  $\Phi_1$ . Колебания из точки  $\Phi_1$  приходят на элементы антенн несинфазно из-за различных путей прохождения. Чтобы добиться максимума сигнала, приходящего на точки  $\Phi_1$ , необходимо в цепи сигналов элементов антенны включить задержку. На рис. 1.32 показаны условия выбора задержек в каждом элементе. При изменении фокусного расстояния изменяются величины задержек. Условия выбора задержек в канале каждого элемента антенны ( $\tau_\phi$ ) могут быть получены после несложных расчетов на основе геометрических построений

$$\tau_\phi = \frac{n - \sqrt{r_1^2 - \left(\frac{Nd}{2}\right)^2 + x^2}}{v} \quad (1.48)$$

Величина  $x$  отсчитывается от центра симметрии антенны. Максимальное значение  $x$  равно  $Nd/2$ . Для определения задержки в канале элемента необходимо подставить расстояние от центра симметрии до центра элемента. Структурная схема устройства для электронного формирования линз приведена на рис. 1.33.

Сигналы с элементов антенны подаются на устройства задержки, которые имеют максимальные времена задержки на оси симметрии антенны и

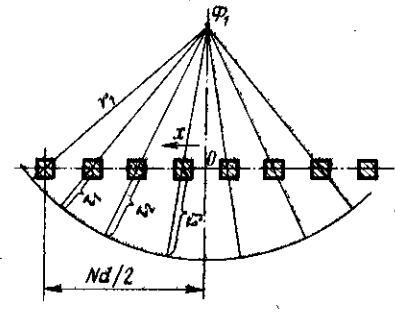


Рис. 1.32. Выбор величины задержек в канале каждого элемента антенны при формировании электронной линзы.

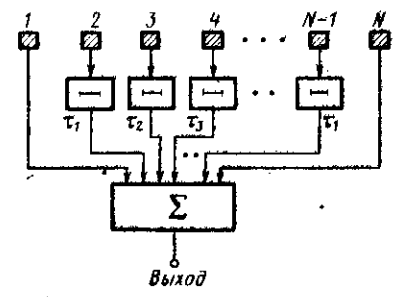


Рис. 1.33. Структурная схема устройства формирования электронных линз.

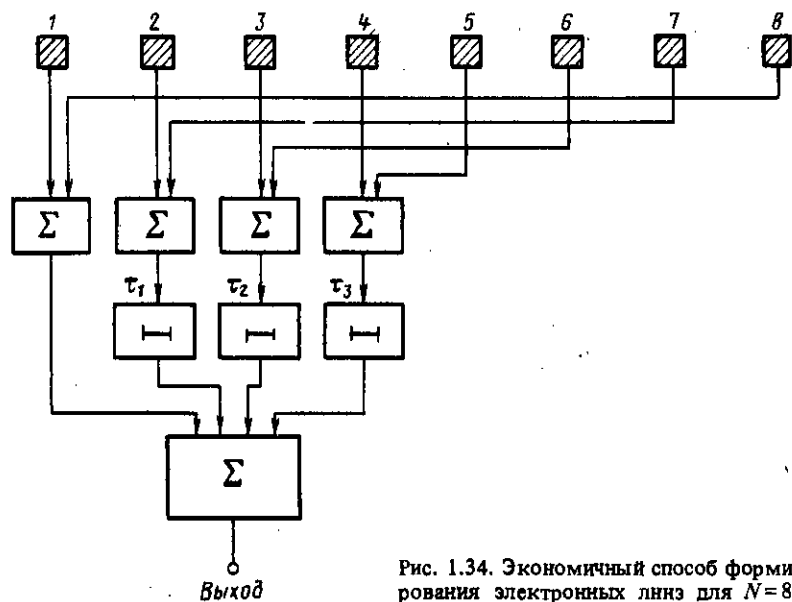


Рис. 1.34. Экономичный способ формирования электронных линз для  $N=8$ .

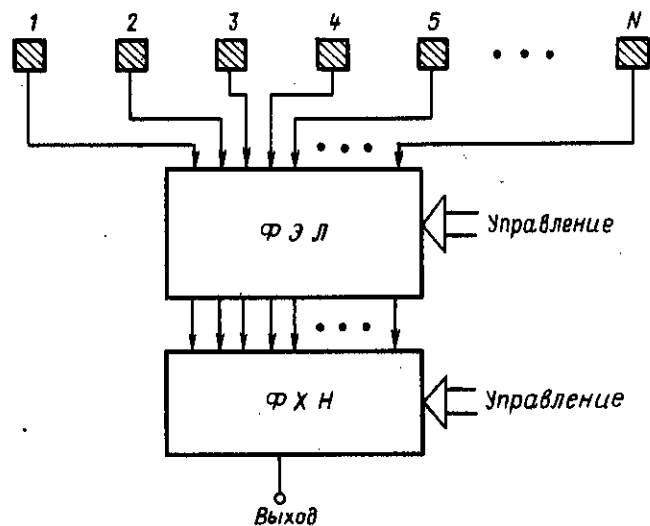


Рис. 1.35. Структурная схема системы с электронной фокусировкой и сканированием.

уменьшающиеся задержки к краям (см. рис. 1.32). Если система должна только производить электронное фокусирование, то объем устройств задержки может быть уменьшен в два раза (рис. 1.34). Но, если электронная фокусировка применяется одновременно с электронным формированием ХН, то задача построения таких систем усложняется. Сигналы перед подачей на ФХН должны пройти блок задержек для формирования электронных линз (ФЭЛ). Функциональная схема системы с электронным формированием ХН и фокусировкой приведена на рис. 1.35. Блок ФЭЛ имеет одинаковое число входов и выходов, т. е. суммирование сигналов на его выходе не происходит.

Если скорость распространения акустических колебаний постоянна, то положение плоскости, из которой в данный момент могут быть приняты отраженные сигналы, известно. Это позволяет путем непрерывной регулировки фокусного расстояния получать оптимальные условия для приема отраженного сигнала. Фокус электронной линзы как бы перемещается вместе с фронтом распространения сигнала. Функциональная схема такой адаптивной фокусирующей системы приведена на рис. 1.36. Управляющее напряжение подается одновременно на все задержки через дополнительный блок формирователя управляющих сигналов (БФУ). Трудность создания подобных систем заключается в сложных закономерностях регулировки времени задержки в каждом канале, что требует формирования индивидуальных управляющих сигналов для каждого канала при аналоговых способах регулирования или усложняет коммутирующие устройства при цифровых способах.

Если антенна выполнена в виде решетки, то постановкой задержки в каждый канал антенны и соответствующей регулировкой величины задержки можно обеспечить формирование линзы во всей плоскости антенной решетки.

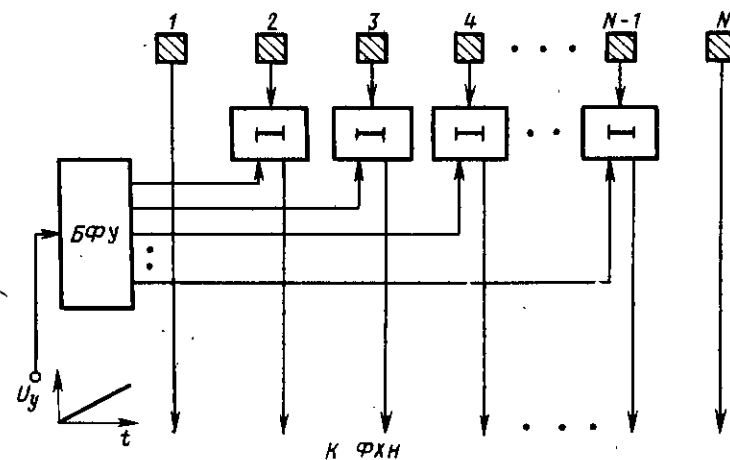


Рис. 1.36. Структурная схема формирования электронных линз с непрерывным изменением положения фокуса.

## ПОГРЕШНОСТИ СИСТЕМ ЭЛЕКТРОННОГО УПРАВЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ НАПРАВЛЕННОСТИ

Следует отметить, что при больших дальностях обзора пространства среды (больших фокусных расстояниях) эффективность фокусирования падает, а это ограничивает применение электронной фокусировки в гидроакустике.

Создание систем формирования электронных лиз связано с выполнением определенных требований на точность установки и регулировки задержек или на число дискретов задержки при коммутационном способе создания переменных задержек. Если ставится требование оценить объект физической среды, минимальный размер которого равен  $l_{об}$ , то нетрудно показать, что квант задержки системы ФЭЛ не должен быть больше

$$\tau_{к \min} \approx l_{об} / \mu v, \quad (1.49)$$

где  $\mu$  — коэффициент, учитывающий степень получения информации об объекте.

Если необходимо только обнаружить объект, величина  $\mu \geq 2$ . Но если требуется измерить размеры объекта, эта величина может быть больше 10. Из формулы (1.49) видно, что максимальная величина задержки будет при минимальной величине  $r_1$  и  $x = 0$  (в центре антенны). Минимальная величина  $r_1$  определяется слепой зоной и условиями дальней зоны. В соответствии с (1.48) можно записать

$$\tau_{ор \max} = r_{1 \min} \sqrt{r_{1 \min}^2 - \left(\frac{Nd}{2}\right)^2} / v. \quad (1.50)$$

Тогда число квантов, на которое следует разбить эту задержку при создании систем ФЭЛ, можно определить из отношения  $\tau_{ор \max}$  к кванту задержки

$$\frac{\tau_{ор \max}}{\tau_{к \min}} = \frac{\mu r_{1 \min}}{l_{об}} \left[ 1 - \sqrt{1 - \left(\frac{Nd}{2r_{1 \min}}\right)^2} \right]. \quad (1.51)$$

Как известно,  $r_{1 \min}$  чаще всего больше базы антенны  $Nd$ , что позволяет приближенно записать

$$\tau_{ор \max} / \tau_{к \min} \approx \mu Nd / 4l_{об}. \quad (1.52)$$

Анализ этих формул показывает, что условия на выбор числа квантов не являются жесткими для большинства практических случаев использования пространственной фильтрации. Это же говорит и о допустимости невысокой точности установки задержек при ФЭЛ.

Сказанное позволяет сделать вывод о том, что достигаемая точность фокусирования невысока, а значит, и низка эффективность фокусирования при увеличении расстояния от антенны.

### § 2.1. Основные формы представления информации

При электронной обработке информации сигнал полностью определяется двумя координатами: временем  $t$  и значением  $U$ . В этих координатах можно рассматривать пять основных ситуаций: 1) время и значение непрерывны; 2) время квантуется равномерно, а значение в дискретные моменты времени непрерывно; 3) время и значение квантуется равномерно; 4) значение квантуется случайным образом в дискретные моменты времени; 5) время квантуется случайным образом, а значение может быть непрерывным или равномерно квантованным. Следует отметить, что возможны и другие ситуации. Сигнал в первой ситуации называют аналоговым. Дискретные сигналы определяются второй ситуацией. Цифровое представление информации соответствует равномерно-квантованному времени и значению. Четвертая и пятая ситуации определяют так называемое стохастическое квантование. Как показали проведенные исследования, использование этого вида квантования в СЭУХИ в ряде случаев дает существенные преимущества по оборудованию или быстродействию. На рис. 2.1 приведены временные диаграммы, поясняющие основной смысл форм представления информации в трех первых случаях: 1) аналоговое представление (рис. 2.1, а); 2) дискретное (рис. 2.1, б); 3) цифровое представление (рис. 2.1, в).

Рассмотрим кратко особенности аналоговой, дискретной, цифровой и стохастической форм представления информации.

Аналоговое представление информации является наиболее естественной формой. Аналоговый сигнал характеризуется мгновенным значением, определенным с погрешностью. Различают систематическую и случайную погрешности. Любая операция над аналоговым сигналом приводит к увеличению систематической и случайной погрешностей. Для исключения случайной погрешности можно применить метод многократных наблюдений.

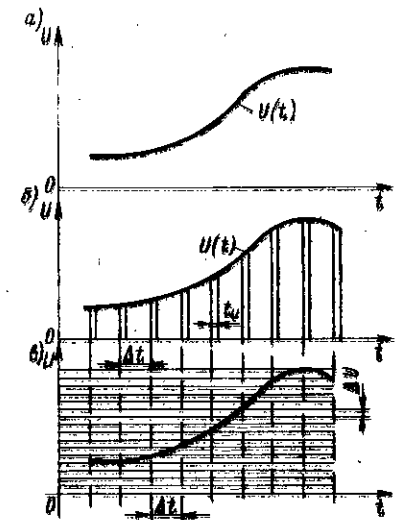


Рис. 2.1. Формы представления информации.

Существуют также методы уменьшения систематических погрешностей. Но все эти способы неприемлемы в СЭУХН в связи с режимом реального времени обработки, который наиболее часто встречается на практике. Следует отметить, что погрешность значения аналогового сигнала влияет на амплитудное распределение сигналов с элементов антенны (на коэффициенты преобразования каналов), что с учетом предыдущего рассмотрения материала должно привести к изменению формы диаграммы ХН. Но существенное влияние погрешности значения будет при отклонениях, измеряемых единицами и десятками процентов. Современные аналоговые устройства обработки информации имеют погрешности, лежащие в пределах 0,1–1 %, что в большинстве случаев дает удовлетворительные результаты при создании СЭУХН. Более жесткие требования аналоговая форма представления предъявляет к устройствам задержки, т. е. к точности временного параметра сигнала. Задержка аналогового сигнала должна производиться с сохранением амплитуды, что ограничивает круг устройств задержки электромагнитными и ультразвуковыми линиями. Учитывая большое число отводов, которое требуется делать в линии, используемой в ФХН, основным вариантом устройства задержки следует считать электромагнитную линию. Нестабильность задержки таких линий в диапазоне температур при старении измеряется единицами процентов, что при высоких требованиях на разрешение по углу объектов среды может быть основной причиной ограничения по этому параметру. Использование фазовращающих устройств в качестве элементов задержки оставляет значения погрешности по временной оси в тех же пределах. При использовании непрерывных переменных задержек погрешности дополнительно возрастают в два-три раза. Это является основным недостатком аналоговой формы представления информации при ее использовании в СЭУХН. Кроме того, можно отметить невысокую технологичность устройств с аналоговой формой представления сигнала и их низкую схемную надежность. С точки зрения последующей после ФХН обработки сигнала аналоговая форма допускает любой вид обработки, но необходимо учитывать, что выходной сигнал ФХН имеет достаточно большое значение погрешности как результат не-однозначных преобразований в ФХН.

Дискретная форма представления информации позволяет создавать СЭУХН, в которых исключено влияние нестабильности устройств задержки. Синхронные моменты времени (такты) взятия отсчетов значения сигнала позволяют создавать устройства задержки, стабильность которых будет определяться стабильностью генератора тактирующих импульсов. Стабильность задающих генераторов может достигать  $10^{-4} \div 10^{-8}$ , что практически исключает влияние нестабильности на процессы формирования ХН. Но одновременно с этим дискретная форма представления увеличивает погрешность значения сигнала. Как известно, любой проквантованный сигнал может быть восстановлен с определенной погрешностью. Эта погрешность добавляется к погрешности представления аналогового сигнала. Кроме этого, при дискретной форме представления возникает также динамическая погрешность. На рис. 2.1, б показано, что непрерывное значение сигнала замещается значениями в отдельные моменты времени. Эти значения представляют собой импульсы длительностью  $t_n$ . В идеальном

случае длительность этих импульсов должна быть бесконечно малой. Но такой сигнал имеет бесконечно широкий спектр, поэтому реально длительность  $t_n$  конечна и тем больше, чем хуже частотные характеристики устройства задержки. На участке  $t_n$ , где сигнал квантуется, происходит его замена одним значением. Если за время  $t_n$  изменения сигнала значительны, то это приводит к появлению дополнительной погрешности, которая называется динамической. Из теории дискретизации сигналов известна теорема Котельникова [12, 17], которая устанавливает теоретически минимальную частоту дискретизации  $f_{\min} = 1/\Delta t_{\max}$ :

$$f_{\min} = 2F_{\text{гр max}}, \quad (2.1)$$

где  $F_{\text{гр max}}$  — максимальная граничная частота спектра сигнала. Реальное значение  $f_{\min}$  зависит от допустимой погрешности при процессе квантования, способа восстановления и это значение всегда больше  $f_{\min}$  по формуле (2.1). Если спектр сигнала сосредоточен в полосе частот, то минимальная частота квантования может быть значительно снижена без существенной потери информации. Но в СЭУХН, использующих дискретную форму представления, минимальная частота квантования также зависит от минимального дискретного шага изменения задержки. Действительно, если сигнал квантования с частотой  $f_1$ , то это значит, что временной интервал между двумя значениями равен  $\Delta t_1 = 1/f_1$ . В случае, когда задержка  $\tau \neq \Delta t_1$ , задержанный сигнал не с чем суммировать или умножить. Поэтому такт квантования должен быть равен  $\tau_{\min}$ . Выходом из этого положения может быть квантование сигнала, его синхронная задержка на  $\tau \neq \Delta t_1$ , последующее восстановление и затем реализация одной из арифметических операций. Фактически таким образом реализуется аналоговое устройство с высокой стабильностью времени задержки. Изменяя частоту синхронной задержки, легко реализовать переменную задержку. Структурная схема устройства задержки подобного типа приведена на рис. 2.2. Генератор тактов квантования определяет интервал  $\Delta t$ , а генератор тактов задержки — интервал, равный  $\tau_{\min}$ . Величина  $\Delta t$  должна удовлетворять теореме Котельникова, а  $\tau_{\min} \leq \Delta t$ . Поэтому частота генератора тактов задержки всегда больше частоты генератора тактов квантования. Для исключения погрешности из-за несинхронности двух генераторов обычно более высокочастотный генератор синхронизирует работу второго генератора. Дискретная



Рис. 2.2. Использование дискретной формы представления информации для создания высокостабильного аналогового устройства задержки.

форма представления информации обеспечивает высокую стабильность задержки, достаточно технологична с точки зрения миниатюризации аппаратуры, но создает известные трудности при последующей обработке сигнала после ФХН. Чаще всего дискретная форма используется в качестве промежуточной формы представления информации. В последние годы получили развитие так называемые цифроаналоговые (параметрические, синхронные) фильтры [38, 56, 60], которые обрабатывают информацию, представленную в дискретной форме. Это позволяет строить законченные устройства обработки информации, когда СЭУХН и система распознавания сигналов используют единую форму представления информации.

Цифровая форма представления информации обладает всеми преимуществами дискретной формы, но, кроме этого, сохраняет высокую точность значения сигнала при обработке. При цифровой форме в дискретные моменты времени берутся отсчеты аналогового сигнала  $U(t)$  и с помощью аналого-цифровых преобразователей превращаются в цифровой код, который в выбранной системе счисления (обычно двоичной) отображает значение сигнала в точке квантования. Значение может быть представлено параллельным кодом (каждый разряд кода идет по отдельному каналу) или последовательным (значение сигнала в виде цифрового кода укладывается во временной отрезок между двумя соседними точками квантования). Задержка сигнала на величину  $\Delta t$  может осуществляться с помощью сдвигающих регистров. Если необходимы промежуточные значения сигнала, то они могут быть получены путем интерполирования или экстраполирования квантованных значений. Эти операции требуют вычислительных процедур (сложения, умножения, деления) и связаны с ростом аппаратных затрат или времени обработки. Цифровая форма представления наиболее технологична, хорошо согласуется с последующими устройствами цифровой обработки сигналов и регистрации обстановки в среде.

Стохастическое представление информации. Как отмечалось выше, различают стохастическое представление значения сигнала в заданные моменты времени и представление сигнала в стохастические моменты квантования. Рассмотрим сначала первый случай.

Если в заданные моменты времени (моменты равномерного квантования) входной сигнал  $U(t)$  подвергается обработке путем сравнения его со случайным пороговым уровнем  $\xi(t)$ :

$$S(t) = \begin{cases} 1, & \text{если } \xi(t) \leq U(t); \\ 0, & \text{если } \xi(t) > U(t), \end{cases} \quad (2.2)$$

то это определяет его стохастическое квантование.

В (2.2) величина  $\xi(t)$  — сигнал с равновероятным распределением мгновенных значений в диапазоне существования  $U(t)$ . Можно показать [15], что вероятность события  $\{S(t) = 1\}$  определяется сигналом  $U(t)$ . Реализация оператора сравнения (2.2) приводит к замене сигнала  $U(t)$  бернуллиевской последовательностью нулей и единиц, а последующая обработка сигнала заменяется преобразованием полученной

последовательности на устройствах логического типа. В ряде случаев такая замена оказывается весьма эффективной. Существует большое число алгоритмов обработки информации представленной вероятностью. Не останавливаясь на их особенностях, отметим, что для выделения и кодирования информативных параметров аналоговых сигналов более целесообразным оказывается использование моделей стохастического квантования, обобщающих алгоритм (2.2) на случай нескольких пороговых уровней квантования  $\xi_i(t)$ , расположенных случайно в диапазоне возможных значений сигнала.

Проведенный в [15] анализ моделей стохастического квантования позволяет сделать вывод о наибольшей перспективности применения в СЭУХН стохастического квантования, при котором учитывается расположение пороговых уровней относительно координат сигнала. Поясним сущность такого квантования. Пусть пороговые уровни на каждом такте квантования формируются следующим образом: расположение наборов пороговых уровней относительно диапазона  $[0, X]$  изменений сигнала  $U(t)$  от одного такта квантования к другому изменяется случайно, причем первые над уровнем „0” шаги квантования  $\{q_{0k}\}$  представляют собой равномерно распределенную в пределах  $[0, q]$  случайную величину. Предположим также, что при повторных квантованиях обеспечивается взаимная независимость величин  $q_{0k}, q_{0(k+1)}$ . При квантовании сигнала определяются оценки  $X_k$  мгновенных значений  $U(t)$ , исходя из предположения, что после генерации  $q_{0k}$  известна его величина. Таким образом, при квантовании сигнал  $U(t_k)$  сравнивается с набором опорных уровней, положение которых от квантования к квантованию изменяется случайно, хотя и известно. На рис. 2.3 показан случай такого квантования. В моменты равномерного квантования ( $t_k, t_{k+1}$ ) формируется несколько пороговых уровней. Расстояние между всеми уровнями постоянно. Расстояние первого уровня от нулевого значения  $U(t)$  изменяется по случайному закону в диапазоне  $[0, q]$ . Таким образом, при смещении первого уровня смещаются и все остальные уровни, хотя расстояние между уровнями сохраняется. Если в момент времени  $t_k$  сигнал  $U(t)$  оказался в  $n_k$ -м уровне, то оценка этого сигнала может быть записана в виде

$$\hat{X}_k = q_{0k} - \frac{1}{2}q + n_k q. \quad (2.3)$$

Учитывая диапазон изменения  $q_{0k}$ , запишем

$$\hat{X}_k = q \left( \xi_k - \frac{1}{2} \right) + n_k q, \quad (2.4)$$

где  $\xi_k \in [0, 1]$ .

Величина  $\hat{X}_k$ , определенная согласно (2.4), является несмещенной оценкой соответствующего мгновенного значения сигнала

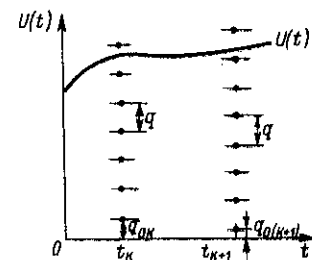


Рис. 2.3. Стохастическое квантование значения сигнала.

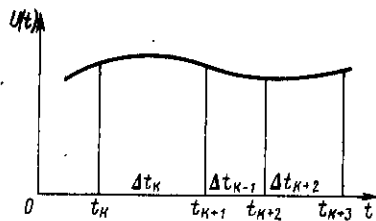


Рис. 2.4. Стохастическое квантование по времени.

шага квантования  $q$  и точно конкретным значением вспомогательной случайной цифровой величины  $q_{0k}$ .

Второй метод квантования задает случайные моменты времени квантования (рис. 2.4). Сигнал  $U(t)$  квантуется в моменты времени  $t$ , которые выбираются случайным образом, т. е. величины  $\Delta t$  являются случайными. Как показано в [15], такой способ дискретизации позволяет снизить среднюю частоту дискретизации по сравнению с частотой, определенной по теореме Котельникова. Стохастическая дискретизация представляет собой такую процедуру, при которой вероятность попадания момента дискретизации в некоторый малый интервал времени сохраняется постоянной при любом сдвиге этого интервала вдоль оси времени в пределах рассматриваемой реализации сигнала.

Далее (гл. 5) будут рассмотрены особенности использования стохастического квантования при построении приемных ФХН. Использование такой формы представления информации позволяет или значительно упростить устройства обработки информации или снизить требуемую скорость обработки информации.

Следовательно, в СЭУХН могут использоваться основные формы представления информации: аналоговая, дискретная, цифровая и стохастическая. Эти формы представления при их использовании в СЭУХН сохраняют свои достоинства и недостатки.

## § 2.2. Влияние погрешностей элементов формирователей характеристик направленности

В гл. 1 обращалось внимание на вид основных операций, которые используются в формирователях ХН различного типа. Среди основных операций можно выделить масштабированные (изменение коэффициента передачи), задержку, суммирование, умножение, интегрирование. Кроме этого, в формирователях производится квантование сигнала по времени и уровню. Квантование с самых общих позиций означает задание погрешности представления квантуемой величины. Точность выполнения основных операций в ФХН и квантование величины оказывают определенное влияние на ХН. Оценка этого влияния в общем случае наталкивается на большие трудности математического характера. Но в ряде частных случаев или при определенных допущениях поведение ХН может быть оценено достаточно строго. Полученные таким образом результаты можно перенести на другие случаи для проведения качественного анализа.

$$M[x_k] = qM[n_k] + M[q_{0k}] - \frac{1}{2}q =$$

$$= q \frac{x_k}{q} + \frac{1}{2}q - \frac{1}{2}q = x_k.$$

Таким образом, величина квантованного сигнала в рассмотренной модели может принять одно из дискретных значений, определяемых грубо величиной

При проведении анализа будем предполагать, что отклонения величин от номинальных значений малы и подчиняются нормальному закону распределения.

В качестве примера рассмотрим формирование ХН с электронным сканированием при использовании линейной эквидистантной антенны. Структурная схема системы для описываемого случая приведена на рис. 2.5. Если в формуле (1.39) принять, что

$$X_0 = (\pi df/v) (\sin \alpha - \sin \alpha_0), \quad (2.5)$$

то характеристика направленности может быть записана в виде

$$S(X_0) = \sin NX_0 / (N \sin X_0). \quad (2.6)$$

Как известно [54], такая ХН имеет основной максимум и равный ему по амплитуде добавочный. Между этими максимумами размещается  $N-2$  дополнительных максимума, что позволяет выделить  $N-1$  нулей. На рис. 2.6 сплошной линией показана функция (2.6) для случая  $N=6$ . Реальная ХН будет отличаться от расчетной (2.6). Рассмотрим причины появления отклонений. При этом будем полагать, что рассматриваемые отклонения параметров малы по сравнению с их абсолютными значениями. Среди причин, приводящих к искажению ХН, можно выделить три: 1) неточность установки элементов в антенне ( $\Delta d$ ); 2) погрешность установки задержки в каналах ФХН ( $\Delta \tau$ ); 3) погрешность установки коэффициентов передачи ФХН ( $\Delta Q$ ).

Если в ФХН задан угол  $\alpha_0$ , то это означает, что суммарная задержка сигнала для каждого канала от элемента антенны до выхода ФХН при  $\Delta d = 0$  будет определяться как  $(d/v) \sin \alpha_0$ . Графически эта задержка может быть выражена в виде прямой, проведенной под углом  $\alpha_0$  (сплошная линия на рис. 2.7, а). Если имеется отклонение расположения элемента ( $\Delta d$ ), то это приводит к появлению разброса задержек сигналов в каналах элементов антенны до ФХН относительно расчетных. На рис. 2.7, а показано возникновение погрешности  $\Delta \tau_d$  для шестого элемента, а на рис. 2.7, б — приведено распределение  $\Delta \tau_d(i)$  для произвольного случая, когда элементы антенны имеют случайные отклонения от расчетных при их сборке в антенну.

Настройка ФХН на получение ХН с заданным углом отклонения означает, что в каждом канале выставляется определенная задержка, имеющая погрешность. При использовании аналоговой формы представления информации для ФХН временного типа с плавным сканированием угла эта погрешность самой линии задержки (ЛЗ). На рис. 2.7, а двумя штриховыми линиями показана область возможных изменений задержек из-за погрешности ЛЗ. В связи с тем, что ЛЗ конструктивно выполнены отдельно и их погрешности не коррелированы между собой, то изменение задержки в каждом канале  $\Delta \tau_z$  носит случайный характер и может быть представлено в виде, показанном на рис. 2.7, б. Для фазовых ФХН при аналоговой форме представления информации приведенные выше рассуждения относятся к погрешности установки фазы.

Но в большом числе ФХН существует еще один вид погрешности, который связан с дискретностью установки задержки. О дискретности установки задержки может идти речь при использовании трех основных форм представления информации. При аналоговой форме это дискретность установки задержки

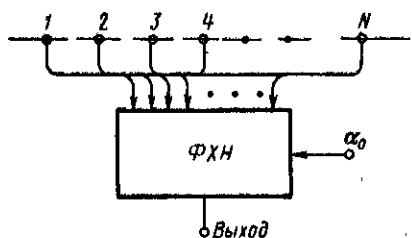


Рис. 2.5. Обобщенная структурная схема блока формирования характеристики направленности.

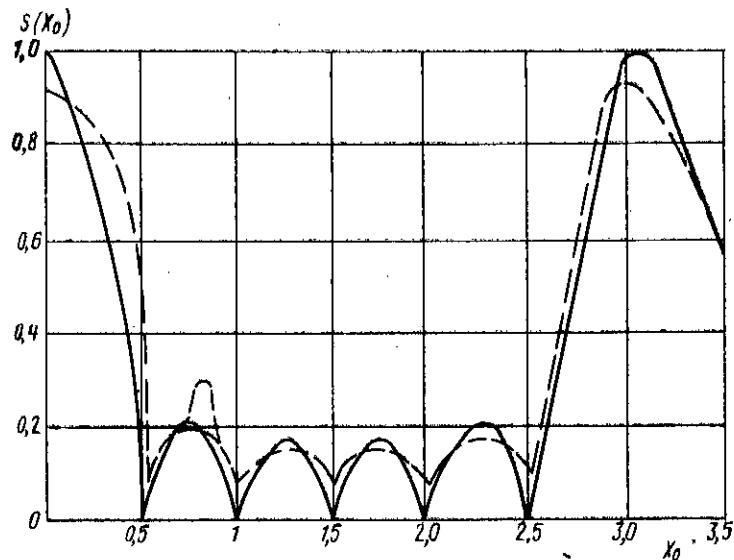


Рис. 2.6. Характеристика направленности шестиэлементной линейной антенны.

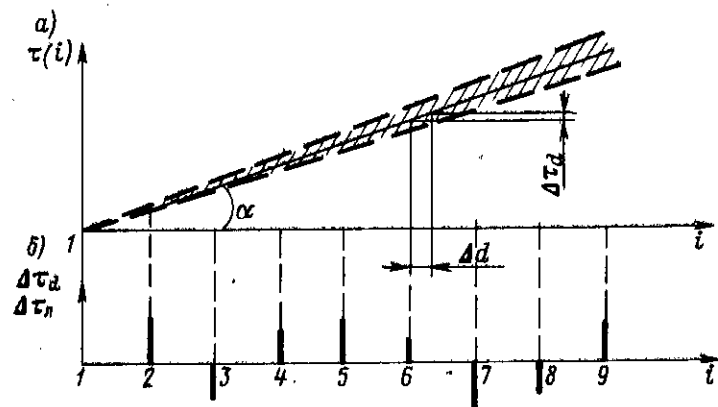


Рис. 2.7. График, поясняющий возникновение случайных погрешностей за счет неточной установки элементов антенны и разброса задержек в формирователе характеристики направленности.

в матрице задержек (см. рис. 1.21) или дискретность установки фазы в ФХН фазового типа. При дискретной и цифровой формах представления информации дискретность установки задержки определяется минимальным квантом времени между двумя соседними отсчетами входного сигнала. В этих случаях погрешность установки задержки носит периодический характер. На рис. 2.8, а показано формирование этого вида погрешности. Если предположить, что задержка может быть установлена только с шагом, равным  $\Delta\tau$ , то это означает, что при заданных углах требуемая задержка (сплошная линия на рис. 2.8, а) может быть подобрана из ступенчатой функции с погрешностью. На рис. 2.8, б показано изменение этой погрешности для заданного угла  $\alpha_0$ . При изменении угла  $\alpha_0$  распределение будет изменяться.

Кроме отмеченных погрешностей, имеется еще погрешность установки коэффициентов передачи информации от элемента к выходу ФХН с учетом нестабильности коэффициентов усиления усилителей и коэффициентов передачи сумматоров и ЛЗ самих ФХН. Если в ФХН используется цифровое представление информации, то это означает, что сигнал дается с погрешностью, равной половине младшего разряда. С точки зрения рассматриваемой ситуации эту погрешность можно представить как погрешность коэффициента передачи при аналого-цифровом преобразовании и она должна входить составляющей общей погрешности коэффициента передачи ФХН.

Влияние указанных погрешностей на ХН различно. Погрешность установки коэффициентов передачи не оказывает сильного влияния на ХН. Как отмечалось в гл. 1, увеличение коэффициентов передачи каналов антенны и ФХН к краям антенны несколько сужает основные лепестки и увеличивает амплитуду дополнительных. При уменьшении коэффициентов передачи к краям получается обратный эффект: уменьшается уровень дополнительных

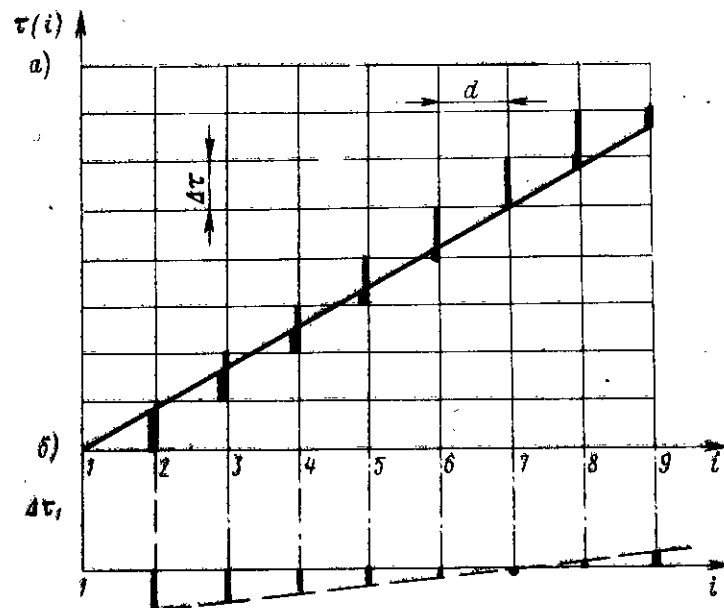


Рис. 2.8. График, поясняющий возникновение периодической погрешности при задании кванта допустимого изменения задержки.



максимумов и расширяются основные лепестки диаграммы ХН. Но в реальных системах трудно предположить, что при  $N > 10$  в каналах будут коэффициенты передачи с такой корреляцией погрешностей. Другими словами, наличие небольших случайных погрешностей коэффициентов передачи не изменяет вид ХН в значительной степени.

Влияние погрешностей установки задержки или смещения элемента в антенне проявляется в том, что несколько снижается амплитуда основного максимума, расширяется основной лепесток и происходит сглаживание нулей и максимумов дополнительных лепестков. На рис. 2.6 это показано штриховой линией. Наличие подобных изменений не сказывается сильно на ХН для большого числа практических случаев использования ФХН, за исключением адаптивных СЭУХН. Как отмечалось в гл. 1, адаптивные системы строятся так, чтобы провалы (нули) диаграммы ХН были направлены на источники помех. Если эти нули сглаживаются, то ухудшаются условия адаптации к полю помех. Если погрешности установки задержки (см. рис. 2.7, б) не являются центрированными случайными величинами (т. е. математическое ожидание не равно нулю), то происходит также добавочный сдвиг ХН на угол, определяемый значением математического ожидания этого случайного процесса.

При погрешностях в установке задержки, носящих периодический характер, картина изменения ХН (см. рис. 2.6) усложняется. Так же, как и раньше, происходит снижение амплитуды основного лепестка ХН, сглаживание нулей дополнительных лепестков, но одновременно с этим возможно появление дополнительных максимумов (так называемых дополнительных максимумов высших порядков), амплитуды которых будут суммироваться с амплитудами дополнительных максимумов, что может привести к существенному увеличению бокового лепестка. На рис. 2.6 этот эффект показан появлением выброса с амплитудой, превышающей амплитуду дополнительного максимума.

Теоретические вопросы расчета параметров ХН при наличии погрешностей элементов ФХН и антенны с самых общих позиций рассматривались в [22, 48, 54, 80]. Там же можно найти литературу по решению этой проблемы в частных случаях. В работах [22, 54, 80] проводится анализ параметров ХН при погрешностях, являющихся центрированными случайными величинами. В результате анализа предлагаются формулы для ХН и параметров системы, представленные с определенным доверительным интервалом. В основном это касается параметров основного лепестка ХН и таких параметров, как коэффициент концентрации, помехозащищенность. В работах [22, 54] отмечается сложность получаемых зависимостей и трудность их практического использования. Поэтому на практике часто пользуются формулами при значительном упрощении. В частности, в [54] предполагается, что при определении параметров ХН при наличии погрешностей число независимых элементов, из которых состоит ФХН и антенна, равно  $n$ .

Если принять, что в системе имеется нормальное распределение погрешностей, то суммарная дисперсия погрешностей может быть определена как

$$\epsilon^2 = \sum_{i=1}^B [\sigma^2(Q_i) + \sigma^2(\Delta\tau_i)], \quad (2.7)$$

где  $\sigma^2(Q_i)$  — дисперсия коэффициентов передачи элементов ФХН и антенны;  $\sigma^2(\Delta\tau_i)$  — дисперсия задержек отдельных элементов.

Тогда математическое ожидание квадрата ХН системы при наличии в ней случайных погрешностей элементов можно записать в виде

$$M[S_{\text{ош}}^2(u)] = S^2(u) + \epsilon^2 G(u), \quad (2.8)$$

где  $S(u)$  — амплитудная характеристика направленности антенны;  $G(u)$  — чувствительность системы к случайным ошибкам отдельных элементов системы:

$$G(u) = \frac{\sum_{q=1}^n |Q_q P'_q(u)|^2}{\left[ \sum_{q=1}^n Q_q P_q(u_0) \exp - jK\rho_q(u_0) \right]^2}, \quad (2.9)$$

где  $Q_q$  — коэффициент передачи одного канала элемента антенны;  $P'_q(u)$  — давление, развиваемое элементом антенны при единичной колебательной скорости в направлении  $u$  при наличии погрешностей ФХН и антенны, записанное относительно точки, определяемой вектором  $P'_q$ ;  $P_q(u_0)$  — то же самое для направления  $u_0$  в отсутствие погрешностей.

Для упрощения расчетов в работе [54] даны графики, позволяющие получить итоговое значение  $S_{\text{ош}}(u)$ . Там же приводится приближенное значение математического ожидания коэффициента концентрации  $KK$  линейной антенны, состоящей из  $n$  элементов, для которой  $KK$  в случае отсутствия погрешностей равен  $n$ :

$$M[KK] = KK / (1 + \epsilon^2). \quad (2.10)$$

Это выражение справедливо также и для помехоустойчивости системы в поле дальних изотропных помех.

При наличии периодических погрешностей в установке задержки (см. рис. 2.8) расчет ХН системы может быть проведен более точно, хотя сложность получаемых выражений не уменьшается, что часто затрудняет инженерные расчеты с использованием полученных зависимостей. Наиболее полно эти вопросы рассмотрены в работах [48, 73]. Как показано в [48], ХН системы, имеющей периодическую погрешность установки времени задержки (см. рис. 2.8), может быть выражена в виде

$$S(a, \varphi) = \frac{1}{A_{\text{ср}}} \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m \sum_{i=1}^N A_i e^{jkr_i [\vec{N} - \vec{N}_0 (1 - \frac{2\pi}{\Delta\psi} m)]} \quad (2.11)$$

В этой формуле приняты следующие обозначения:

$$A_{\text{ср}} = \sum_{i=1}^N A_i;$$

$$C_m = \frac{(-1)^m \sin(\Delta\psi/2)}{\Delta\psi/2 - \pi m}; \quad (2.12)$$

$$\Delta\psi = \arcsin(\Delta\tau_i v/d),$$

где  $\Delta\tau_i$  — максимальная погрешность в установке задержки (рис. 2.8);  $A_i$  — амплитуда возбуждения  $i$ -го элемента антенны;  $N$  — число элементов антенны;  $\vec{N}$  — единичный вектор;  $k$  — волновое число;  $\vec{r}_i$  — радиус-вектор  $i$ -го элемента;  $\vec{N}_0$  — единичный вектор в направлении установки ХН;  $m$  — целое число.

В соответствии с формулой (2.11) ХН такой системы имеет бесконечно число парциальных ХН, которые могут накладываться на дополнительные лепестки. Наибольшую опасность представляют максимумы первых парциальных диаграмм ( $m=1,2$ ), которые будут иметь наибольшую амплитуду.

Угол расположения первого максимума  $a_m$  определяется как

$$a_m = \arcsin \left| \left( 1 - \frac{2\pi}{\Delta\psi} \right) \right| \sin a_0. \quad (2.13)$$

В формуле (2.13)  $\Delta\psi$  может быть выражена через погрешность в установке задержки в соответствии с (2.12), а для ФХН фазового типа — это дискретность отсчета фазы.

Максимальное значение амплитуды этого максимума в относительных единицах

$$A_{\text{доб}}^{\text{max}} \cong [0,5 \sin(\Delta\psi/2)]/\pi. \quad (2.14)$$

В работе [23] произведена оценка влияния паразитных максимумов высших порядков при уменьшении частоты дискретизации сигналов в линейных антеннах, что соответствует уменьшению значения  $\Delta\psi$ . При этом показано, что амплитуда  $A_{\text{доб}}^{\text{max}}$  растет медленно, а это часто позволяет на практике в отдельных случаях снять ограничения, задаваемые условиями (2.13) (2.14).

В работе [48] рассматриваются методы уменьшения влияния максимумов высших порядков за счет преднамеренного введения элемента случайности в распределение задержек (см. рис. 2.8). Это можно сделать как дополнительным сдвигом элементов антенны друг относительно друга, так и введением случайности в моменты взятия отсчетов, что будет соответствовать нарушению периодичности изменения погрешности  $\Delta\tau_i$  и исключению появления максимумов высших порядков с существенными амплитудами [10].

Если антенна имеет сложную форму, то это также в большинстве случаев приводит к нарушению периодичности закона изменения погрешности

установки задержки. Следствием этого является вывод, что ХН антенн сложных форм имеют малое влияние паразитных максимумов высших порядков.

### § 2.3. Погрешности, определяемые квантованием сигналов по времени и уровню

Влияние квантования можно оценивать при использовании дискретных и цифровых ФХН. Анализ применения форм информации показывает, что ФХН в этих ситуациях чаще всего бывают раздельными для режима излучения и приема. Такая ситуация определяется некоторым различием в представлении информации при излучении и приеме, а также односторонностью в передаче информации большинством цифровых и дискретных устройств. Это позволяет рассматривать вопрос о квантовании сигнала при излучении и приеме раздельно. Рассмотрим вначале режим излучения.

Квантование сигнала по уровню и времени при излучении. В задачу СЭУХН при излучении входит подача на элементы антенны сигналов определенных амплитуд и фаз. Поэтому при излучении понятие квантования сигнала несколько отличается от описанного ранее (см. рис. 2.1). Отличие заключается в том, что в излучаемом сигнале могут дискретно изменяться его амплитуда и фаза. Эти изменения эквивалентны квантованию в общем смысле этого понятия, поскольку говорят о точности представления амплитуды и фазы. В наиболее распространенных случаях СЭУХН амплитуды сигналов постоянны и можно говорить только о точности их установки. Как отмечалось выше, точность установки амплитуды сигнала косвенно говорит о его квантовании.

Но в случае, когда нет необходимости оперативного изменения амплитуды (управления амплитудой), не имеет смысла использовать эту интерпретацию точности. С теоретической точки зрения в самом общем случае можно рассматривать ФХН для режима излучения, в котором необходимо оперативное изменение амплитуды и фазы сигналов. Известно, что оптимальная ХН получается при определенных распределениях амплитуд сигналов элементов антенны. Это распределение постоянно для данной антенны. Но если используется электронное сканирование ХН, то оптимальность распределения амплитуд нарушается. Поэтому антенна с электронным сканированием ХН должна для сохранения оптимальности иметь различные распределения амплитуд для каждого угла сканирования. Такой режим можно обеспечить, только оперативно управляя амплитудой сигнала, т. е. квантуя амплитуду. Анализ влияния амплитуд на параметры ХН (2.7) показывает, что допустимая точность установки амплитуды при излучении измеряется единицами и даже десятками процентов. Это говорит о том, что в двоичном коде амплитуда излучаемого сигнала может быть представлена 4 ÷ 7 разрядами.

Оценим влияние квантования сигнала по фазе. При излучении квант фазы определяется в основном минимальным углом сканирования. От величины кванта зависит объем оборудования ФХН для режима излучения. Как отмечалось в гл. 1, минимальный угол сканирования ХН определяется ОНД и имеет значение в достаточно широком пределе углов от 1 ÷ 2 до 30° и более

$$A_{cp} = \sum_{i=1}^N A_i;$$

$$C_m = \frac{(-1)^m \sin(\Delta\psi/2)}{\Delta\psi/2 - \pi m}; \quad (2.12)$$

$$\Delta\psi = \arcsin(\Delta\tau_f v/d),$$

где  $\Delta\tau_f$  — максимальная погрешность в установке задержки (рис. 2.8);  $A_i$  — амплитуда возбуждения  $i$ -го элемента антенны;  $N$  — число элементов антенны;  $\vec{N}$  — единичный вектор;  $k$  — волновое число;  $\vec{r}_i$  — радиус-вектор  $i$ -го элемента;  $\vec{N}_0$  — единичный вектор в направлении установки ХН;  $m$  — целое число.

В соответствии с формулой (2.11) ХН такой системы имеет бесконечно число парциальных ХН, которые могут накладываться на дополнительные лепестки. Наибольшую опасность представляют максимумы первых парциальных диаграмм ( $m=1,2$ ), которые будут иметь наибольшую амплитуду.

Угол расположения первого максимума  $a_m$  определяется как

$$a_m = \arcsin \left| \left( 1 - \frac{2\pi}{\Delta\psi} \right) \right| \sin a_0. \quad (2.13)$$

В формуле (2.13)  $\Delta\psi$  может быть выражена через погрешность в установке задержки в соответствии с (2.12), а для ФХН фазового типа — это дискретность отсчета фазы.

Максимальное значение амплитуды этого максимума в относительных единицах

$$A_{доб}^{\max} \cong [0,5 \sin(\Delta\psi/2)]/\pi. \quad (2.14)$$

В работе [23] произведена оценка влияния паразитных максимумов высших порядков при уменьшении частоты дискретизации сигналов в линейных антеннах, что соответствует увеличению значения  $\Delta\psi$ . При этом показано, что амплитуда  $A_{доб}^{\max}$  растет медленно, а это часто позволяет на практике в отдельных случаях снять ограничения, задаваемые условиями (2.13) (2.14).

В работе [48] рассматриваются методы уменьшения влияния максимумов высших порядков за счет преднамеренного введения элемента случайности в распределение задержек (см. рис. 2.8). Это можно сделать как дополнительным сдвигом элементов антенны друг относительно друга, так и введением случайности в моменты взятия отсчетов, что будет соответствовать нарушению периодичности изменения погрешности  $\Delta\tau_f$  и исключению появления максимумов высших порядков с существенными амплитудами [10].

Если антенна имеет сложную форму, то это также в большинстве случаев приводит к нарушению периодичности закона изменения погрешности

установки задержки. Следствием этого является вывод, что ХН антенн сложных форм имеют малое влияние паразитных максимумов высших порядков.

### § 2.3. Погрешности, определяемые квантованием сигналов по времени и уровню

Влияние квантования можно оценивать при использовании дискретных и цифровых ФХН. Анализ применения форм информации показывает, что ФХН в этих ситуациях чаще всего бывают раздельными для режима излучения и приема. Такая ситуация определяется некоторым различием в представлении информации при излучении и приеме, а также односторонностью в передаче информации большинством цифровых и дискретных устройств. Это позволяет рассматривать вопрос о квантовании сигнала при излучении и приеме раздельно. Рассмотрим вначале режим излучения.

Квантование сигнала по уровню и времени при излучении. В задачу СЭУХН при излучении входит подача на элементы антенны сигналов определенных амплитуд и фаз. Поэтому при излучении понятие квантования сигнала несколько отличается от описанного ранее (см. рис. 2.1). Отличие заключается в том, что в излучаемом сигнале могут дискретно изменяться его амплитуда и фаза. Эти изменения эквивалентны квантованию в общем смысле этого понятия, поскольку говорят о точности представления амплитуды и фазы. В наиболее распространенных случаях СЭУХН амплитуды сигналов постоянны и можно говорить только о точности их установки. Как отмечалось выше, точность установки амплитуды сигнала косвенно говорит о его квантовании.

Но в случае, когда нет необходимости оперативного изменения амплитуды (управления амплитудой), не имеет смысла использовать эту интерпретацию точности. С теоретической точки зрения в самом общем случае можно рассматривать ФХН для режима излучения, в котором необходимо оперативное изменение амплитуды и фазы сигналов. Известно, что оптимальная ХН получается при определенных распределениях амплитуд сигналов элементов антенны. Это распределение постоянно для данной антенны. Но если используется электронное сканирование ХН, то оптимальность распределения амплитуд нарушается. Поэтому антенна с электронным сканированием ХН должна для сохранения оптимальности иметь различные распределения амплитуд для каждого угла сканирования. Такой режим можно обеспечить, только оперативно управляя амплитудой сигнала, т. е. квантуя амплитуду. Анализ влияния амплитуд на параметры ХН (2.7) показывает, что допустимая точность установки амплитуды при излучении измеряется единицами и даже десятками процентов. Это говорит о том, что в двоичном коде амплитуда излучаемого сигнала может быть представлена 4 ÷ 7 разрядами.

Оценим влияние квантования сигнала по фазе. При излучении квант фазы определяется в основном минимальным углом сканирования. От величины кванта зависит объем оборудования ФХН для режима излучения. Как отмечалось в гл. 1, минимальный угол сканирования ХН определяется ОНД и имеет значение в достаточно широком пределе углов от 1 ÷ 2 до 30° и более

в зависимости от типа антенн и всей гидроакустической системы. Это говорит о том, что число уровней, на которое квантуется период излучаемого сигнала, лежит в пределах от 12 до 180. Тогда частота квантования (частота тактирующих импульсов) ФХН должна быть во столько же раз больше частоты излучаемого сигнала. Если используется представление фазы сигнала в виде цифрового кода, то это означает, что для представления фазы при излучении необходимо от 4-х до  $8 \div 9$  двоичных разрядов.

В § 2.2 отмечалось, что дискретность установки фазы представляет собой причину появления погрешностей в ФХН. Эта погрешность периодическая и может вызывать существенное увеличение амплитуды бокового лепестка. Поэтому, выбирая квант фазы, следует учитывать особенности ФХН, появляющиеся из-за наличия периодической погрешности (2.13), (2.14).

Но кроме этих основных факторов, есть еще некоторые особенности учета квантования фазы излучаемого сигнала, которые могут проявляться при малом числе уровней квантования. В основном это изменение скважности импульсов при прохождении через дискретные ФХН и квантование по времени модуляционной характеристики при излучении частотно-модулированных колебаний. В начале рассмотрим изменение скважности.

В цифровых и дискретных ФХН можно выделить ситуацию, которая аналогична задаче задержки серии прямоугольных излучаемых импульсов с частотой  $f_c$  с помощью синхронной (тактируемой) линии задержки, имеющей тактовую частоту  $f_T$  (рис. 2.9). В общем случае источники излучаемых сигналов и тактирующих импульсов несинхронны и несифазны. Временной нестабильностью частоты сигналов на время излучения пренебрегаем. Естественно, что  $f_T \gg f_c$ .

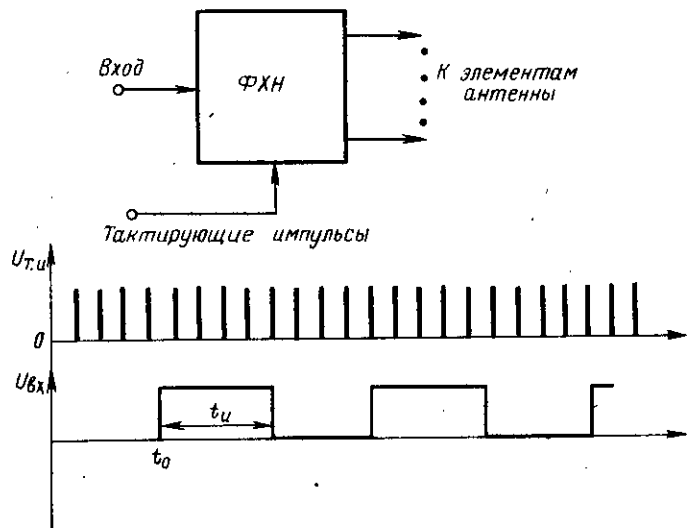


Рис. 2.9. Представление ФХН в режиме излучения в виде тактируемой линии задержки.

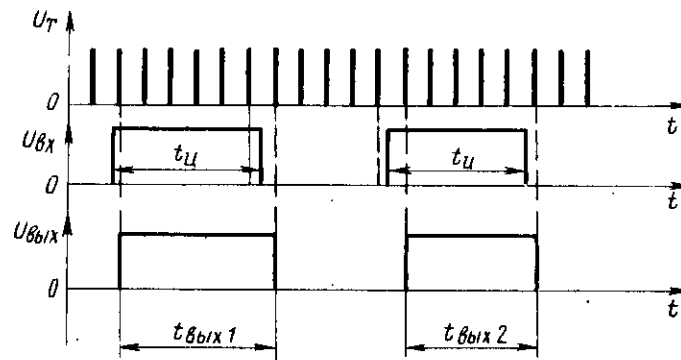


Рис. 2.10. Эффект модуляции длительности импульсов при задержке в ФХН.

Если излучаемые импульсы проходят через ФХН с сохранением длительности входных импульсов, то нетрудно видеть, что эта длительность передается с погрешностью, определяемой величиной  $1/f_T$ . Фактически здесь измеряются длительности излучаемых импульсов с использованием  $f_T$  в качестве импульсов заполнения. Кроме погрешности передачи длительности, в подобных ситуациях также изменяется скважность импульсов в отдельные периоды. Появление подобного эффекта поясняется рис. 2.10, где показаны два входных импульса одинаковой длительности, но имеющие разное расположение по отношению к тактирующим импульсам. Если положить, что ФХН срабатывает сразу после прихода переднего или заднего фронта входного импульса по первому тактирующему импульсу, то, как видно из рис. 2.10, это может привести к изменению скважности импульсов за счет уменьшения длительности. Это уменьшение не превышает  $1/f_T$ . Иногда это приводит к изменению амплитуды выходного сигнала. Но следует отметить, что изменение происходит одновременно на всех элементах и поэтому не влияет на форму ХН. С теоретической точки зрения, трудно установить закон изменения длительности, но можно получить выражение для интервала времени, после которого процессы повторяются. Предположим, что в момент  $t = 0$  совпадают передние фронты  $U_T$  и  $U_{вх}$ . Тогда передний фронт второго импульса  $U_{вх}$  будет сдвинут относительно тактирующего импульсов на величину

$$\Delta t = \frac{f_T \lfloor f_T / f_c \rfloor f_c}{f_c f_T}, \quad (2.15)$$

где  $\lfloor f_T / f_c \rfloor$  — ближайшее меньшее целое число.

Следующее совпадение переднего фронта импульса с тактирующим будет при выполнении условия

$$p \Delta t = 1/f_T, \quad (2.16)$$

где  $p$  — число входных импульсов между двумя совпадениями.

Учитывая (2.15), получим

$$p = f_c/f_T - [f_T/f_c]f_c. \quad (2.17)$$

Это говорит о том, что временной интервал между двумя совпадениями  $T_c$  в  $p$  раз больше  $1/f_c$ :

$$T_c = 1/(f_T - [f_T/f_c]f_c). \quad (2.18)$$

Как следует из формулы (2.18), если  $U_{вх}$  получена из  $U_T$ , или наоборот,  $T_c \rightarrow \infty$  и изменения скважности не происходит. Поэтому, если ФХН работает на одной фиксированной частоте излучения, то желательно всегда выполнять условие равенства  $f_T/f_c$  целому числу.

При излучении частотно-модулированных колебаний процессы в дискретных ФХН значительно усложняются. Для упрощения анализа рассмотрим случай, когда частотная модуляция начинается с  $f_{c0}$ , для которой выполняется условие равенства  $f_{T0}/f_{c0}$  целому числу. Передние фронты  $U_{вх}$  и  $U_T$  совпадают. Пусть значение частоты при модуляции увеличивается. Это означает, что передний фронт  $U_{вх}$  перемещается влево по оси времени на временной диаграмме. Но подобное изменение положения фронта  $U_{вх}$  не изменит положения фронта  $U_{вых}$  до тех пор, пока величина перемещения не превысит  $1/f_T$ .

Можно показать, что условие изменения фронта  $U_{вх}$  на величину  $1/f_T$  может быть выражено в виде

$$f_c/f_T \leq \int_0^t \Delta f_c(t) dt. \quad (2.19)$$

В (2.19) значение  $\Delta f_c(f)$  определяет закон изменения приращения частоты. На практике наиболее часто используют линейную модуляцию, что соответствует

$$\Delta f_c(t) = \Delta f_c t / T_n, \quad (2.20)$$

где  $f_c$  — девиация частоты;  $T_n$  — длительность огибающей излучаемых импульсов.

С учетом (2.20) из неравенства (2.19) можно получить временной интервал, через который произойдет скачок фазы:

$$t_k = f_c T_n / f_T \Delta f_c. \quad (2.21)$$

Наличие величины  $t_k$  говорит о том, что функция модуляции частоты излучаемых импульсов квантуется по времени и фактически аппроксимируется полиномом нулевого порядка. На рис. 2.11 показан этот эффект. На этом рисунке изображены огибающая излучаемых сигналов  $U_{02}$ , напряжение модуляции частоты  $U_M$  и ее квантованное значение.

Если учесть, что в общем случае величина  $f_T/f_c$  не равна целому числу, то анализ значительно усложнится. При частотной модуляции скачки фаз

переднего и заднего фронтов излучаемого импульса будут происходить в неодинаковые моменты времени, что может привести к дополнительному изменению скважности излучаемых импульсов. Этот процесс накладывается на процесс изменения длительности, описанный выше, и общая ситуация получается достаточно сложной. Проведенный анализ показывает, что в наихудшем случае, при умеренных скоростях изменения частоты, величина длительности излучаемого импульса изменяется на величину двух периодов  $U_T$ .

**Квантование по времени и уровню при приеме.** В режиме приема квантование сигнала по времени происходит с учетом трех основных факторов. Первым из них является известная теорема Котельникова, в соответствии с которой частота квантования должна как минимум в два раза превышать верхнюю граничную частоту квантуемого сигнала. Для полосовых сигналов это условие заменяется условием превышения в два раза частотой квантования полосы частот квантуемых сигналов. Вторым фактором для временных ФХН является, как и в случае излучения, минимальный угол сканирования или число одновременно работающих приемных ХН. Третий фактор определяется возникающей погрешностью (см. § 2.2) за счет появления паразитных максимумов, совпадающих с первыми дополнительными максимумами (2.13), (2.14). Вторым и третий факторы чаще всего являются определяющими. Приемный ФХН в общем случае представляет собой наиболее сложную часть СЭУХН. Вопрос о выборе частоты квантования входного сигнала такого ФХН не однозначен. Действительно, входной сигнал может быть проквантован с максимальным интервалом, а затем в ФХН произведено восстановление сигнала в промежуточных точках, необходимых для получения нужного числа дискрет задержки. Уменьшение частоты квантования на входе ФХН приводит к снижению требований к устройству аналого-цифрового преобразования, но повышает требования к вычислительной части ФХН, которая производит восстановление сигнала в промежуточных точках.

В литературе данная проблема обсуждается довольно активно, в том числе и в связи с решением задач пространственной фильтрации [16, 19, 36, 43, 65, 75, 79, 84, 86].

Рассмотрим постановку вопроса о дискретизации полосовых сигналов в ФХН. Это играет важную роль при оценке ФХН и всей СЭУХН, использующих дискретную и цифровую формы представления информации. Проанализируем случай обработки сигналов с элементов антенны, если ширина спектра этих сигналов ограничена. Если положить, что  $X(2\pi F)$  — спектр сигнала  $x(t)$ , то для полосовых сигналов выполняется условие

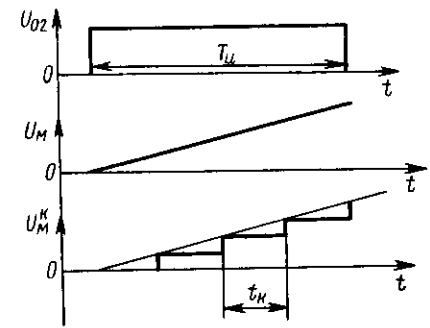


Рис. 2.11. Временные диаграммы, поясняющие квантование модуляционной характеристики.

$$X(2\pi F) = 0 \text{ при } |F| = F_B \text{ и } |F| < F_H, \quad (2.22)$$

где  $F_H$  и  $F_B$  — нижняя и верхняя частоты спектра.

Реальные сигналы только приближенно удовлетворяют условиям полосовых сигналов (2.22) при практически приемлемых значениях  $F_B$  и  $F_H$ . Это связано с тем, что для удовлетворения условию (2.22) сигналы должны иметь бесконечную длительность существования. На практике ограничиваются так называемой эффективной полосой частот сигнала, в пределах которой спектр сигнала значительно отличается от нуля [12, 17, 84], но при расчетах используют понятие (2.22), особо оговаривая частные случаи. Для представления полосовых сигналов используют понятие комплексной огибающей. Известно, что если сигнал, имеющий одну спектральную составляющую  $A \sin \omega_0 t$ , промодулирован по амплитуде с частотой от 0 до  $F_M$ , то его спектр представляется в полосе частот от  $\omega_0 - 2\pi F_M$  до  $\omega_0 + 2\pi F_M$ . Тогда для полосового сигнала можно считать, что его спектр является результатом модуляции несущей, имеющей частоту

$$F_{\text{нес}} = (F_H + F_B)/2. \quad (2.23)$$

Частота, охватывающая возможные изменения частоты модулирующего напряжения, определится в виде

$$F_{\text{мод}} = (F_B - F_H)/2. \quad (2.24)$$

Таким образом, полосовой сигнал представляется как сигнал с частотой  $2\pi F_{\text{нес}}$ , промодулированный по амплитуде сигналом с максимальной частотой  $2\pi F_{\text{мод}}$ . Поскольку вся информация содержится в модулирующем напряжении, такая интерпретация позволяет упростить выбор подхода к методу дискретизации. При дискретизации сигнала по теореме Котельникова можно в качестве верхней частоты брать величину  $F_B$  или  $F_{\text{мод}}$ . Если берется величина  $F_B$ , то это соответствует традиционным методам дискретизации и частота дискретизации равна  $2F_B$ ; если величина  $F_{\text{мод}}$ , — то частота дискретизации равна  $2F_{\text{мод}}$ , но дискретизация осуществляется над комплексным значением огибающей, т. е. производится по двум каналам: действительной и мнимой частям огибающей. Суммарная частота получения отсчетов будет равна  $4F_{\text{мод}}$ , и нетрудно видеть из (2.23) и (2.24), что при  $F_H = 0$  частоты дискретизации совпадают. Но при  $F_B \gg F_{\text{мод}}$  выигрыш в частоте дискретизации очевиден. Таким образом, за счет предварительного преобразования сигнала, увеличения вдвое числа каналов представления и последующего восстановления можно значительно уменьшить число взятых отсчетов при дискретизации полосового сигнала. В самом общем виде структурная схема произвольного дискретного устройства для обработки полосовых сигналов с частотой дискретизации, определяемой  $F_{\text{мод}}$ , представлена на рис. 2.12. Аналоговый полосовой сигнал поступает на схему комплексного демодулятора (КД), на выходе которого получают две комплексные составляющие  $x_{K1}^1$  и  $x_{K2}^1$ . Эти сигналы равномерно квантуются в квантователе (Кв) с интервалом  $t_M = 1/2F_{\text{мод}}$  и после преобразования на АЦП, работающем с периодом  $t_M$ , поступают для последующих вычислений в устройство обработки (УО).

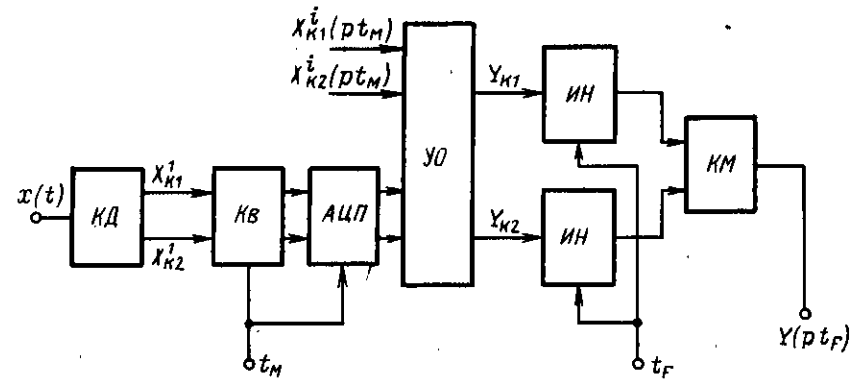


Рис. 2.12. Структурная схема дискретного устройства для обработки полосовых сигналов с частотой дискретизации, определяемой  $F_{\text{мод}}$ .

При дискретной форме представления информации АЦП отсутствует. На УО приходят комплексные составляющие  $x_{K1}^i(p t_M)$  и  $x_{K2}^i(p t_M)$  от  $i$ -х каналов в отсчеты времени  $p t_M$ , где  $p$  — целое положительное число. Все комплексные составляющие синхронизированы между собой. На выходе УО получается два результата  $Y_{K1}$  и  $Y_{K2}$  по числу комплексных составляющих. Значения  $Y_{K1}$  и  $Y_{K2}$  сохраняют интервал дискретизации  $t_M$ . Для восстановления сигнала процедура комплексной модуляции (КМ) дополняется процедурой интерполирования (ИН). Итоговый сигнал, представленный по одному каналу, должен иметь период дискретизации, равный  $t_F = 1/2F_B$ .

Так как всегда  $t_M \geq t_F$ , то в задаче ИН входит восстановление значений  $Y$  в промежутке между отсчетами  $t_M$  с шагом  $t_F$ . Затем полученные значения поступают на комплексный модулятор, на выходе которого результирующий сигнал представлен с шагом дискретизации, равным  $t_F$ . Иногда в схемах обработки ИН стоят на входе УО. Рассмотрим основные устройства структурной схемы (см. рис. 2.12), что позволит в дальнейшем обосновывать оценку технических решений СЭУХН. Начнем с интерполяторов или, как их еще называют, устройств повышения частоты отсчетов [16, 34, 65, 84]. Интерполирование сигнала между двумя дискретными отсчетами по времени  $t_M$  с меньшим шагом  $t_F$  разделяется на два процесса: 1) сигнал квантуется с шагом  $t_F$  и в точках квантования между значениями в  $t_M$  его значение принимается равным нулю; 2) проквантованный сигнал пропускается через цифровой или дискретный фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ), где происходит восстановление промежуточных значений. Структурная схема интерполятора приведена на рис. 2.13. Отметим, что интервалы  $t_M$  и  $t_F$  должны быть синхронизированы между собой. Чаще всего интервал  $t_M$  получается путем деления импульсов с периодом  $t_F$  на счетчике.

Весьма важным устройством систем для обработки полосовых сигналов являются комплексные модуляторы (КМ) и демодуляторы (КД). Рассмотрим основные способы демодуляции и модуляции полосового сигнала, позволяющие снизить частоту дискретизации. Один из таких методов — использование преобразования Гильберта [12, 17, 36, 65]. Выходной сигнал

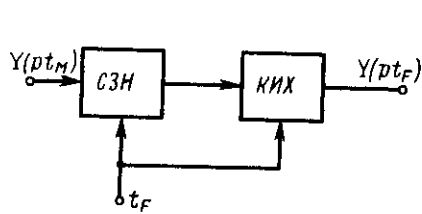


Рис. 2.13. Структурная схема интерполятора.

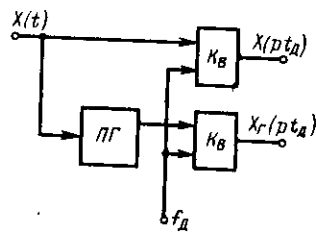


Рис. 2.14. Дискретизация аналитического сигнала.

представляется в виде двух составляющих, дающих в сумме так называемый аналитический сигнал

$$A_a(t) = A_{Re}(t) + jA_{Im}(t). \quad (2.25)$$

Действительная часть выходного сигнала определяется как

$$A_{Re}(t) = \begin{cases} A(t) \cos(\omega t + \varphi) & \text{при } 0 \leq t < T_n; \\ 0 & \text{в других случаях,} \end{cases} \quad (2.26)$$

где  $T_n$  — длительность импульса огибающей;  $A(t)$  — огибающая сигнала. Мнимая часть (2.25) представляет собой преобразование Гильберта от  $A_{Re}(t)$ :

$$A_{Im}(t) = \begin{cases} A(t) \sin(\omega t + \varphi) & \text{при } 0 \leq t \leq T_n; \\ 0 & \text{в других случаях.} \end{cases} \quad (2.27)$$

В частотной области преобразование Гильберта эквивалентно операции выделения положительных частот с целью исключения наложения спектров при дискретизации с частотой  $F_{\text{мод}}$ . Преобразователь Гильберта представляет собой линейный фильтр с передаточной функцией  $S(\omega) = -j \operatorname{sign}(\omega)$ . Тогда дискретизация аналитического сигнала может производиться равномерно, как показано на рис. 2.14. На рисунке  $p = 0, 1, 2 \dots$  — целое число. После обработки по двум каналам информация может быть восстановлена с помощью комплексного фильтра с импульсной характеристикой вида

$$h(t) = \frac{\sin(2\pi F_{\text{мод}} t)}{\pi t} \exp j2\pi F_{\text{нес}} t. \quad (2.28)$$

Использование рассмотренного преобразования затрудняется сложностью выполнения преобразователя Гильберта с требуемыми параметрами. На практике чаще используют представление сигнала в виде квадратурных составляющих и преобразования с помощью устройства задержки [9, 36, 65]. Структурная схема получения квадратурных составляющих входного сигнала

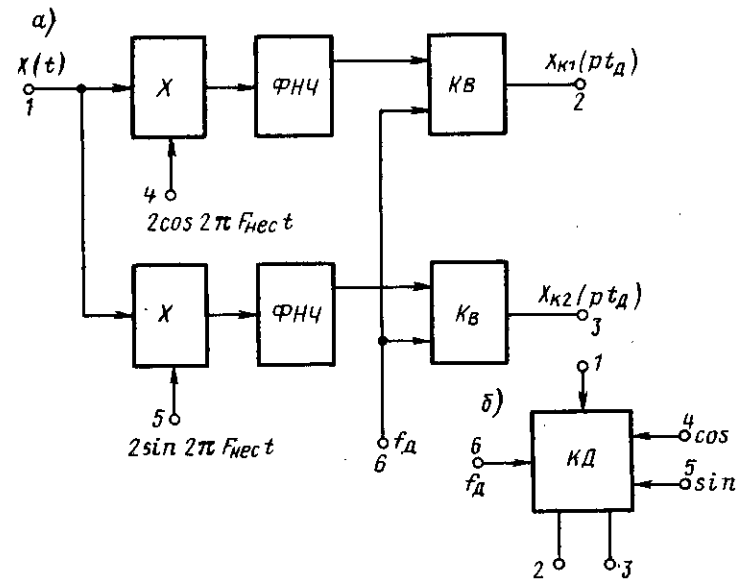


Рис. 2.15. Структурная схема комплексного демодулятора.

показана на рис. 2.15. а. Подобные схемы называют комплексными демодуляторами (КД). Условное обозначение КД приведено на рис. 2.15. б. Входной сигнал  $X(t) = A(t) \sin 2\pi Ft$  умножается на два сформированных предварительно сигнала с частотой, равной  $2\pi F_{\text{нес}}$  (2.23), но сдвинутые на  $90^\circ$  друг относительно друга. Из получаемых спектров выделяются с помощью фильтров нижних частот составляющие, лежащие в диапазоне  $F_{\text{мод}}$  (2.24). Таким образом, выделяется комплексная огибающая, равная

$$X_K(t) = X_{K1} + jX_{K2}, \quad (2.29)$$

где

$$X_{K1} = A(t) \cos[2\pi(F - F_{\text{нес}})t]; \quad (2.30)$$

$$X_{K2} = A(t) \sin[2\pi(F - F_{\text{нес}})t].$$

Затем производится квантование с интервалом  $t_M = 1/2F_{\text{мод}}$ .

Если квадратурные составляющие используются в аналоговой форме (до квантователей), то для получения результирующего сигнала после обработки в СЭУХН необходимо каждую составляющую умножить на те же коэффициенты и результаты вычесть, т. е.

$$X(t) = \frac{1}{2} (X_{K1} 2\cos 2\pi F_{\text{нес}} t - X_{K2} 2\sin 2\pi F_{\text{нес}} t). \quad (2.31)$$

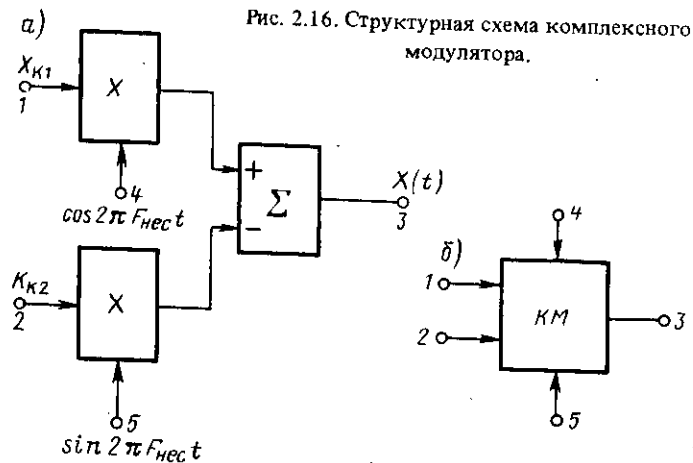


Рис. 2.16. Структурная схема комплексного модулятора.

Структурная схема устройства квадратурной модуляции приведена на рис. 2.16, а, а его условное обозначение на рис. 2.16, б.

Для восстановления  $X(t)$  в дискретной форме представления необходимо получить результат с шагом дискретизации, равным  $1/2F_B$ . При этом процедура восстановления усложняется. Квадратурные составляющие должны пройти интерполяцию для восстановления значений сигнала с шагом  $1/2F_B$ , а затем можно применять алгоритм (2.31), учитывая, что коэффициенты  $\cos$  и  $\sin$  представляются в виде дискретных отсчетов с шагом  $1/2F_B$ , и эти отсчеты синхронизируются с интерполированными значениями квадратурных составляющих.

Существенным преимуществом квадратурной дискретизации является относительная простота процедуры восстановления в аналоговой форме. Однако необходимость выполнения операций умножения и особенно фильтрации иногда затрудняет ее применение.

Использование схем задержки для получения значений комплексной огибающей для сигналов с узким спектром в целом ряде случаев может быть более эффективным. Структурная схема комплексного демодулятора представлена на рис. 2.17. Если предположить, что входной сигнал имеет узкий спектр и  $F_{\text{нес}}$  близка к  $F_B$ , то составляющие комплексной огибающей могут быть записаны в обозначениях (2.29) в виде [19, 36]:

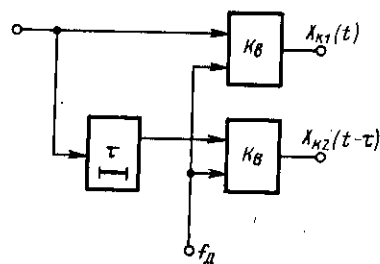


Рис. 2.17. Структурная схема для реализации дискретизации второго порядка.

$$\begin{aligned}
 X_{K1} &= \sqrt{2} [A_{\text{Re}}(t) \cos 2\pi F_{\text{нес}} t + \\
 &+ A_{\text{Im}}(t) \sin 2\pi F_{\text{нес}} t]; \\
 X_{K2} &= \sqrt{2} [A_{\text{Re}}(t - \tau) \cos 2\pi \times \\
 &\times F_{\text{нес}}(t - \tau) + A_{\text{Im}}(t - \tau) \times \\
 &\times \sin 2\pi F_{\text{нес}}(t - \tau)],
 \end{aligned}
 \tag{2.32}$$

где  $A_{\text{Re}}(t)$ ,  $A_{\text{Im}}(t)$  — составляющие комплексной огибающей. Если положить, что  $\tau = 1/4F_{\text{нес}}$  и пренебречь изменением амплитуды за время  $\tau$ , то нетрудно видеть, что в моменты  $t = 0; 2\tau; 4\tau \dots$  соблюдаются соотношения

$$\left. \begin{aligned}
 X_{K1} &= \sqrt{2} A_{\text{Re}}(t); \\
 X_{K2} &= -\sqrt{2} A_{\text{Im}}(t - \tau).
 \end{aligned} \right\}
 \tag{2.33}$$

Если назначить время квантования через интервалы

$$t_M = m/2F_{\text{нес}},
 \tag{2.34}$$

где  $m$  — целое число, то этот вывод является справедливым и для любого шага дискретизации. В литературе такой вид дискретизации носит название дискретизации второго порядка. Для аналоговых узкополосных сигналов комплексный демодулятор (см. рис. 2.17) имеет более простое объяснение функционирования. Известно, что мнимая часть синусоидального сигнала должна отличаться по фазе от действительной на  $90^\circ$ . Схема задержки  $\tau$  обеспечивает этот сдвиг для  $F_{\text{нес}}$ . Естественно, что при отклонении частоты появятся погрешности, которые в данном случае считаются пренебрежимо малыми. Если в (2.34) принять  $m = 1$ , то устройство задержки в КД (см. рис. 2.17) можно исключить, заменив его равномерным квантованием двумя сериями импульсов с частотой  $f_d$ , но сдвинутый друг относительно друга на время  $0,5/f_d$ . Этот вид дискретизации может быть определен как двухтактная дискретизация по аналогии с двухтактными цепями синхронизации дискретных устройств. Недостатками двухтактной дискретизации является различное временное положение составляющих, что усложняет устройства совместной обработки, а также более сложная процедура модуляции.

Для восстановления сигналов с выхода КД (см. рис. 2.17) можно в принципе использовать КМ типа приведенного на рис. 2.16 с предварительной интерполяцией значений с шагом  $t_F = 1/2F_B$  или комплексный полосовой фильтр с характеристикой вида (2.28).

После рассмотрения устройств системы обработки полосовых сигналов (см. рис. 2.12) нельзя согласиться с очевидностью ее преимуществ. Для снижения скорости работы АЦП и иногда УО необходимо в каждом канале включать большое число устройств, в том числе и работающих с относительно высокими частотами  $F_M$ . Иногда, если АЦП и УО разнесены в пространстве, появляются дополнительные преимущества за счет уменьшения скоростей работы цифровых линий связи. Все это указывает на необходимость с известной осторожностью подходить к принятию решения об использовании обработки полосовых сигналов на уровне комплексной огибающей. Окончательное решение можно принять с использованием обобщенных критериев оценки эффективности подобных систем.

Квантование сигнала по амплитуде тесно связано с его квантованием по времени. Здесь может быть две постановки вопроса. Первая заключается в том, что необходимо определить число требуемых дискрет



представления значения сигнала, при которых ФХН сохраняет свойства формирования ХН. Вторая связана с допустимой погрешностью, которую может внести квантование значения сигнала в ФХН с точки зрения последующих устройств обработки.

Проведенные расчеты показывают, что с точки зрения сохранения диаграммоформирующих свойств число уровней представления информации может быть невелико. Примером может служить частный случай построения СЭУХН, когда входной сигнал жестко ограничивается по амплитуде (так называемое клиппирование). В этой ситуации фактически амплитуда представлена двумя уровнями квантования, что обеспечивает в большинстве случаев при больших отношениях сигнал/помеха сохранение направленных свойств ФХН. О слабой зависимости параметров ХН от числа уровней квантования косвенно говорят и формулы (2.7) и (2.10), из которых следует слабая зависимость параметров ХН от разности коэффициентов передачи отдельных элементов. Проведенные с помощью ЭВМ расчеты показали, что при числе уровней квантования больше четырех—шести диаграммоформирующие свойства изменяются слабо.

Но при этом следует учитывать, что погрешность квантования по амплитуде, равная величине одного дискрета квантования, служит причиной образования так называемого шума квантования. Этот шум квантования складывается с сигналом помехи и уменьшает реальное значение отношения сигнал/помеха, являющееся одним из основных показателей СЭУХН.

Более жесткие требования на число уровней квантования сигнала при приеме предъявляет вторая постановка вопроса — о допустимых искажениях сигнала с точки зрения последующих устройств обработки. Такими устройствами чаще всего являются фильтры или устройства быстрого преобразования Фурье. Малая разрядность представления сигнала в этих устройствах служит причиной дополнительной паразитной модуляции [44, 60], что снижает их эффективность и уменьшает отношение сигнал/помеха. Динамический диапазон представления сигнала с элементов антенны часто превышает 50—60 дБ, что заставляет выбирать разрядность представления в 11—12 двоичных разрядов.

Поэтому в реальных ФХН разрядность представления значения сигнала редко выбирается меньше 7—8 двоичных разрядов, достигая в некоторых случаях 10—12 разрядов.

Как видно из приведенных рассуждений, вопрос о квантовании сигнала по времени и амплитуде при приеме не однозначен и может быть рассмотрен одновременно с другими вопросами построения ФХН и всей СЭУХН.

В заключение сделаем следующие выводы. В режиме излучения необходимо оперировать не точностью представления мгновенного значения сигнала, а точностью установления амплитуды, которая для большинства систем может быть представлена 4—7 двоичными разрядами. Шаг квантования сигнала по времени в режиме излучения определяется пятью факторами: 1) минимальным углом сканирования; 2) допустимым увеличением боковых лепестков; 3) допустимым разбросом скважности выходного импульса ФХН; 4) шагом квантования при аппроксимации полиномом нулевого порядка функции модуляции частоты при излучении частотно-модулированных сигналов; 5) паразитной модуляцией скважности импульсов при частотной

модуляции. При увеличении тактовой частоты ФХН для режима излучения и соответствующем росте оборудования (время задержки остаются постоянными) влияние этих факторов уменьшается. В режиме приема частота квантования определяется полосой сигнала, его верхней граничной частотой и допустимым уровнем боковых лепестков. Снижение частоты дискретизации возможно за счет предварительной обработки сигнала и представления его по двум пространственным каналам. Выбор разрядности представления значения сигнала определяется внешними для СЭУХН причинами и всегда с запасом удовлетворяет условиям диаграммоформирования.

#### § 2.4. Методы построения блоков управления формирователями характеристики направленности

Системы электронного управления характеристиками направленности являются частью сложного комплекса для определения положения объектов физической среды. Оптимальное решение поставленных задач может быть осуществлено только путем выбора конкретного варианта обработки информации, который часто зависит от состояния среды и поведения объектов в ней. Выбор вариантов обработки должен происходить оперативно, с относительно большими скоростями, и при этом должна обеспечиваться достаточно высокая точность управления. Все типы систем управления ФХН можно разделить относительно форм представления обрабатываемой и управляющей информации. Управляющая информация может быть представлена в аналоговой и цифровой формах. Согласно § 2.1 можно выделить четыре формы представления обрабатываемой информации. В принципе для ФХН с любой формой представления может использоваться как аналоговая, так и цифровая формы представления управляющей информации [52]. Но реально аналоговая управляющая информация чаще всего подается на ФХН с аналоговой и дискретной формой и представления обрабатываемой информации. На рис. 2.18 приведены возможные варианты сочетания видов информации в СЭУХН.

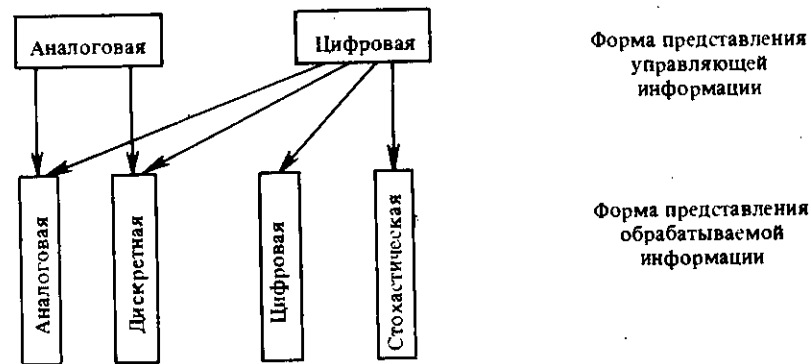


Рис. 2.18. Возможные варианты использования форм представления управляющей и обрабатываемой информации в СЭУХН.

Аналоговая управляющая информация задает в аналоговых и дискретных ФХН значение времени задержки, фазы сдвига сигнала, а также амплитудное распределение напряжения на антенне. Точность задания определяется единицами или долями процента. Наиболее точно можно задать управляющую информацию в виде частоты сдвига в дискретных ФХН.

Цифровая форма представления может обеспечить, в принципе, любую необходимую точность управления, которая зависит от числа разрядов представления управляющего двоичного кода. Цифровая управляющая информация может использоваться в аналоговых и дискретных ФХН с промежуточным преобразованием. Различают два вида преобразования: 1) дешифрацию кода управления; 2) преобразование кода управления в аналоговую величину (напряжение или частоту). Структурные схемы такого управления приведены на рис. 2.19. На рис. 2.19, а код управляющей информации поступает на двоично-десятичный дешифратор, который своими выходами управляет так называемыми „аналоговыми мультиплексорами” (аналоговыми коммутаторами), которые изменяют угол сканирования или распределения амплитуд в ФХН. На структуре 2.19, б код управляющей информации преобразуется цифроаналоговым преобразователем (ЦАП) в аналоговую величину: напряжение или частоту, которые управляют параметром ФХН. Точность управления структурой, приведенной на рис. 2.19, а может быть очень высокой. Для структуры, показанной на рис. 2.19, б, точность определяется разрядностью кода и погрешностью ЦАП.

Таким образом, цифровое представление управляющей информации позволяет оперативно и с высокой точностью задавать параметры ФХН. Цифровую информацию удобно хранить в памяти и проще передавать по линиям связи. При цифровой форме представления целесообразно использовать цифровые вычислительные машины (ЦВМ) для управления ФХН и всей СЭУХН. Большинство современных ЦВМ имеют магистральную структуру соединения отдельных частей [26, 53, 63] и предъявляют к внешним устройствам требования согласования с магистралью. В связи с тем, что СЭУХН являются частью комплекса, управляемого от ЦВМ через магистраль, целесообразно

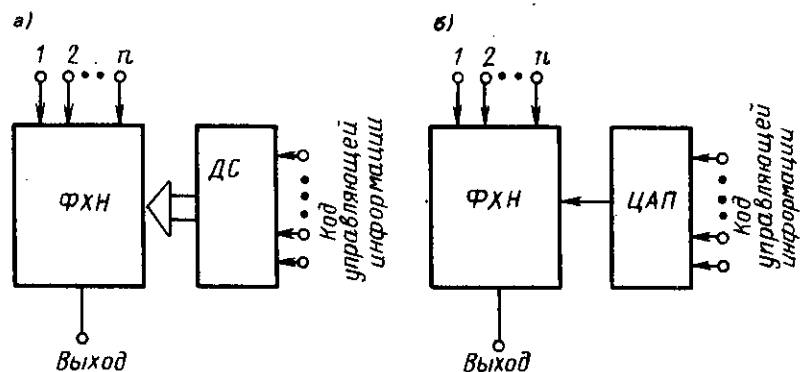


Рис. 2.19. Структурные схемы систем с промежуточным преобразованием цифровой управляющей информации.

рассмотреть особенности работы устройств системы при соединении с магистралью, что поможет в дальнейшем оценить отдельные варианты конкретных устройств.

Магистралью называют систему соединительных проводов объединенных, как правило, в три шины: адресную (ША); данных (ШД); управляющую (ШУ). Через магистраль осуществляется передача информации между множеством источников и приемников информации с ЦВМ. По магистрали передается только цифровая информация. В принципе в магистрали возможен обмен между любыми источником и приемником. Но на практике с целью упрощения процедуры обмена чаще всего вся информация проходит через ЦВМ. Преимущества такой системы заключаются в том, что при обмене необходимо указывать адрес только одного прибора, а второй всегда известен — это ЦВМ. Адрес прибора, обменивающегося информацией с ЦВМ, указывается шиной адреса в двоичном коде. Разрядность ША определяет максимальное число подключаемых к магистрали приборов. Например, если шина адреса имеет 16 линий связи, то максимальное число подсоединяемых приборов может быть определено величиной  $2^{16}$ . Приборы избираются с помощью дешифраторов, которые подсоединены к ША. Различают также линейную селекцию приборов, когда появление сигнала на одной линии связи ША означает факт соединения прибора с ЦВМ. Приборы, подсоединенные к магистрали, могут быть источниками и приемниками информации. Для исключения взаимного влияния источников информации, они подключаются к магистрали с помощью так называемых трехстабильных буферов [53, 63], которые подключают источник информации к магистрали при совпадении адреса прибора и сигнала режима приема информации в ЦВМ. Во всех остальных случаях трехстабильные буфера находятся в нейтральном состоянии (высокоимпедансном), предотвращая шунтирование своими выходами шину данных. С учетом изложенного рассмотрим типичную структурную схему магистрали с подключаемыми источниками и приемниками (рис. 2.20).

Выше магистрали показано подключение источника информации (И), который через трехстабильные буфера (ТБ) подсоединяется к шине данных. Данный источник избирается с помощью дешифратора (ДС). Шина управления обеспечивает подачу вспомогательных сигналов управления. Ниже магистрали показан случай подключения устройства, которое является и источником и приемником информации (И-П). Режим работы устройства определяется специальными линиями связи ШУ — сигналов записи или считывания.

Для обеспечения нормальной работы магистрали необходимо также согласовать во времени работу приборов, участвующих в обмене. Различают обмены: синхронный, асинхронный, по прерыванию и так называемый прямой доступ к памяти ЦВМ [26, 63].

При синхронном обмене приемник и источник информации согласованы по скорости и обмен идет в темпе, задаваемом ЦВМ. При небольшом отклонении в скоростях работы магистрали ЦВМ и прибора может применяться режим ожидания, когда ЦВМ подстраивает свою скорость к скорости прибора.

При асинхронном обмене ЦВМ после дешифрации прибора непрерывно опрашивает его, анализируя готовность прибора осуществлять обмен. При появлении сигнала готовности происходит обмен. Этот вид обмена имеет меньшие скорости, но не требует выравнивания скоростей работы прибора и ЦВМ.

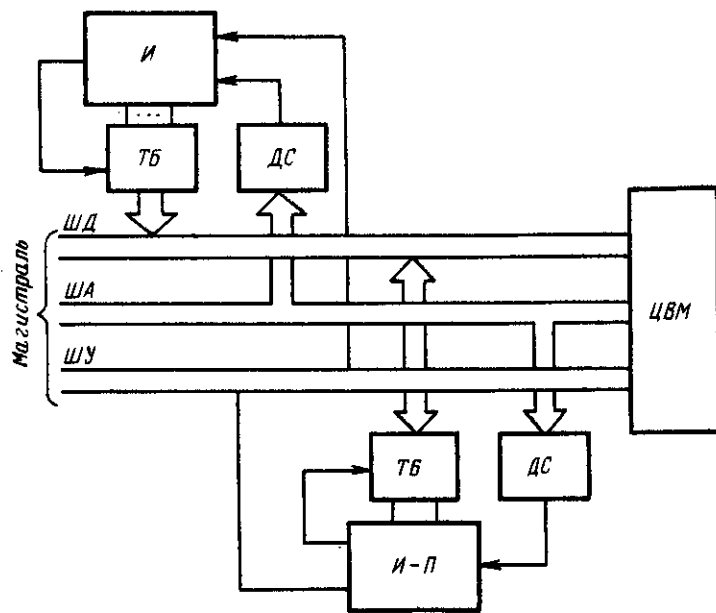


Рис. 2.20. Структурная схема магистрали.

Обмен по прерыванию характеризуется тем, что прибор сам запрашивает ЦВМ об обмене. При этом ЦВМ прерывает ход своей программы, определяет номер прибора, давшего прерывание, и производит обмен информацией по подпрограмме прерывания для данного прибора. Прямой доступ к памяти позволяет производить обмен информацией между прибором и запоминающим устройством ЦВМ, минуя центральный процессор ЦВМ. Управление магистралью в данном случае берет на себя прибор, вызвавший этот режим. Естественно, что прибор должен иметь устройство, обеспечивающее управление обменом. Такой режим позволяет производить быстрый обмен большими массивами данных.

Таким образом, каждый прибор, работающий на магистраль, должен иметь определенный набор согласующих устройств, местных устройств управления и т. п. Перечень сигналов прибора, уровни сигналов, их временное расположение определяют так называемый интерфейс прибора или, что тоже самое, интерфейс магистрали.

Рассмотрим на одном примере основные проблемы согласования устройств СЭУХН с магистралью. Предположим, что имеется ФХН для режима излучения в виде  $N$  параллельно работающих цифровых генераторов ( $N$  — число элементов антенны). ЦВМ должна перед каждым излучением задать начальные фазы генераторов в виде двоичных кодов. В этом случае каждый цифровой генератор (ЦГ) является внешним устройством по отношению к ЦВМ и для записи начального условия в режиме синхронного обмена необходимо по шине адреса подать его адрес, а на шину данных — код фазы. Таким образом, чтобы установить начальные значения, необходимо  $N$  раз обратиться к ФХН.

В частных случаях можно уменьшить объем управляющей информации. Если сдвиг фаз между ЦГ постоянен, то с помощью местного устройства управления легко осуществить получение кодов фаз ЦГ по начальной фазе и величине сдвига. ЦВМ задает начальную фазу первого цифрового генератора и сдвиг фазы между генераторами, а местное устройство управления ФХН само вырабатывает двоичные числа начальных фаз для записи в цифровые генераторы. В этом случае ЦВМ передает всего два числа и весь ФХН может рассматриваться как одно внешнее устройство. На рис. 2.21 приведена функциональная схема связи ФХН для режима излучения с магистралью при синхронном обмене. Входные регистры (RG) обеспечивают согласование с шинами адреса и данных. Адрес цифрового генератора поступает на  $RG_1$ , дешифрируется с помощью дешифратора (ДС) и в результате подключается  $RG_2$  к одному из ЦГ с помощью мультиплексора (MX). Шина данных подключается к  $RG_2$  только тогда, когда по шине адреса пришел хотя бы один адрес ЦГ. Для формирования этого сигнала служит схема ИЛИ, подсоединенная к выходу ДС.

Если ЦВМ задает также амплитуды излучаемых сигналов, то задача обмена усложняется в два раза. Теперь каждый ЦГ представляется двумя адресами: один адрес для начальной фазы и второй — для амплитуды. Объем оборудования для ДС и MX удваивается, удваивается и время обмена. Для асинхронного обмена структурные схемы будут более сложными. Обратим внимание, что подобным образом могут управляться и аналоговые ФХН на уровне управления их коммутаторами.

В случае приемных ФХН с электронной стабилизацией положения ХН, когда ЦВМ должна в процессе формирования ХН управлять параметрами

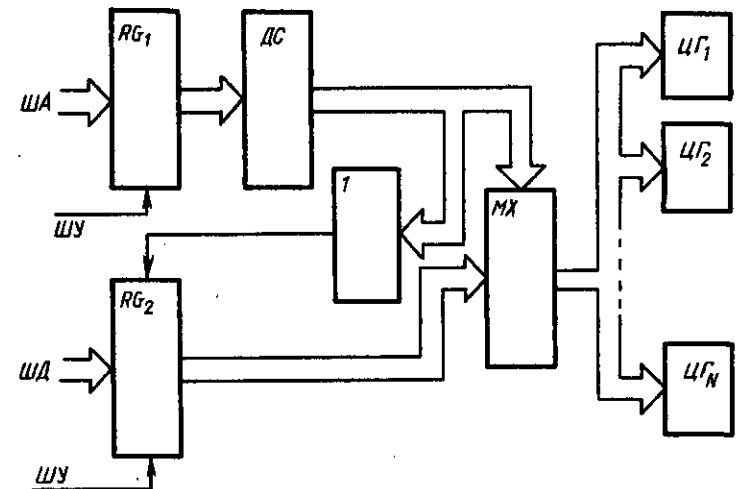


Рис. 2.21. Функциональная схема связи ФХН для режима излучения с магистралью.

ФХН, задача обмена становится значительно сложнее и требует к себе повышенного внимания.

Таким образом, применение цифровой формы представления информации требует от СЭУХН возможности связи с ЦВМ. Выбор вида обмена, согласование с магистралью ЦВМ являются важной частью общей задачи создания эффективных систем.

## § 2.5. Общая оценка погрешностей СЭУХН

Как было отмечено в гл. 1, СЭУХН представляет собой промежуточную часть сложного комплекса определения положения объектов физической среды. Некоторые параметры объектов определяются самой СЭУХН, другие — только с помощью последующих устройств обработки информации. Поэтому качество СЭУХН необходимо рассматривать с двух позиций: 1) погрешность определения параметров объектов, оценка которых производится в системе; 2) допустимое с точки зрения последующих устройств обработки изменение сигнала. Среди всех параметров объекта СЭУХН влияет на один из главных параметров — курсовой угол  $\alpha$ . Изменение сигнала в СЭУХН происходит в виде уменьшения динамического диапазона его представления по сравнению с диапазоном сигнала с отдельного элемента антенны и ухудшения соотношения сигнал/помеха за счет роста боковых лепестков, собственных шумов ФХН в некоторых режимах и т. п. Общую оценку погрешности начнем с рассмотрения погрешности при определении курсового угла.

Погрешность СЭУХН при определении курсового угла. Оценка погрешности может быть проведена с точки зрения так называемых прямой и обратной задач. При прямой задаче известны погрешности отдельных составляющих системы и необходимо определить погрешность всей системы. При обратной задаче задана погрешность всей системы и следует распределить ее между отдельными блоками и узлами системы так, чтобы итоговая погрешность не превышала заданную.

Напомним, что различают систематические и случайные погрешности. Систематические погрешности — это погрешности, которые остаются постоянными при многократных измерениях. Случайные погрешности изменяются случайным образом при повторных измерениях одной и той же величины. Случайные погрешности характеризуются законом распределения, который оценивается доверительным интервалом  $2\Delta_{пр}$ , называемым также предельной погрешностью, когда вероятность того, что случайная величина превысит  $\Delta_{пр}$  составляет 0,3% ( $P = 0,997$ ). Для нормального центрированного распределения  $\Delta = 3\sigma$ . Значение  $\sigma$  определяет среднеквадратическое отклонение данной случайной величины. При уменьшении доверительной вероятности случайные погрешности уменьшаются. Например, при доверительной вероятности  $P = 0,95$  погрешность равна  $2\sigma$ . При этом увеличивается степень риска выхода погрешности за величину  $2\sigma$ .

Если рассматривается сложный блок, состоящий из  $N$  соединенных последовательно устройств, имеющих свои составляющие погрешности,

то итоговая погрешность определяется следующим образом. Систематические погрешности отдельных устройств суммируются. Если случайные погрешности не коррелированы между собой, то среднеквадратическое значение погрешности всего блока равно

$$\sigma_{общ} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \dots + \sigma_N^2}. \quad (2.35)$$

Если же случайные погрешности коррелированы, то их среднеквадратические погрешности суммируются.

Рассмотрим составляющие общей погрешности определения курсового угла при решении прямой задачи. Погрешность определения угла без учета состояния среды имеет следующие составляющие.

1. Погрешность системы стабилизации антенны в пространстве по углу  $\alpha$ . Эта погрешность может иметь систематическую  $\epsilon_{ст}^a$  и случайную составляющие. Случайная погрешность определяется среднеквадратическим отклонением  $\sigma_{ст}^a$ .

2. Острота максимума диаграммы характеристики направленности (1.4), определяемая углом, в пределах которого система нечувствительна к изменению положения объекта  $\Delta\alpha$ . Эту составляющую следует отнести к систематической погрешности.

3. Изменения остроты максимума за счет случайных отклонений параметров формирователя ХН  $\epsilon_{\Delta\alpha}$ . Эта случайная погрешность может характеризоваться величиной  $\sigma_{\Delta\alpha}$ .

4. Изменение остроты максимума ( $\delta_{\Delta\alpha}$ ) при изменении угла отклонения  $\alpha_0$ . Как отмечалось в § 1.4, для линейных дискретных антенн при увеличении угла отклонения величина  $\Delta\alpha$  растет, что увеличивает погрешность определения курсового угла. Если положить, что расстояние между элементами антенны  $d$  выбрано с учетом максимального угла отклонения  $\alpha_0$ , то ухудшение остроты максимума можно определить как [21]:

$$\delta_{\Delta\alpha} = (1 - \cos \alpha_0) / \cos \alpha_0. \quad (2.36)$$

Для цилиндрических и сферических антенн, изменяющих угол сканирования за счет переключения элементов, величина  $\delta_{\Delta\alpha} = 0$ .

5. Погрешность задания положения ХН  $\epsilon_{\alpha_0}$ . Эта погрешность при непрерывном управлении углом  $\alpha_0$  является случайной величиной и определяется  $\sigma_{\alpha_0}$ . При дискретном управлении погрешность  $\epsilon_{\alpha_0}$  не превышает половины значения  $q + 1$ -го разряда ( $2^{-q-1}$ ) представления угла в виде двоичного  $q$ -разрядного числа.

Тогда суммарная погрешность определения курсового угла может быть представлена в виде

$$\epsilon_a = (1 + \delta_{\Delta\alpha}) \Delta\alpha + \epsilon_{ст}^a + \epsilon_{сл}. \quad (2.37)$$

где  $\epsilon_{сл} = m\sigma_{ол}$ ;  $m = 2$  при  $P = 0,95$ ;  $m = 3$ , при  $P = 0,997$ ;

$$\sigma_{сл} = \sqrt{(\sigma_{ст}^a)^2 + (\sigma_{\Delta\alpha})^2 + (\sigma_{\alpha_0})^2}. \quad (2.38)$$

Для азимутального угла  $\varphi$  могут быть составлены аналогичные оценки погрешностей.

При вычислении  $\sigma_{\text{сл}}$  наибольшую сложность представляет определение  $\sigma_{\Delta a}$ . Полученная в § 2.2 в общем виде формула для ХН с погрешностью элементов не дает в явном виде значение этой погрешности, которое необходимо определять путем построения ХН для конкретной антенны с заданными дисперсиями изменения коэффициентов передачи и величины задержки отдельных элементов (2.7). Для линейной антенны при равномерном распределении амплитуд степень ухудшения коэффициента концентрации и помехозащитности определяется коэффициентом  $1 + \epsilon^2$ , где  $\epsilon^2$  находится из (2.7). Если в первом приближении считать, что параметр  $\Delta a$  ухудшается пропорционально в такой же степени, то формула (2.37) может быть представлена в более простой форме:

$$\epsilon_a = \frac{1 + \delta \Delta a}{1 + \epsilon^2} \Delta a + \epsilon_{\text{ст}}^a + \epsilon_{\text{сл}}, \quad (2.39)$$

где  $\epsilon_{\text{сл}} = m\sigma_{\text{сл}}$ ;

$$\sigma_{\text{сл}}^2 = \sqrt{(\sigma_{\text{сл}}^a)^2 + (\sigma_{a_0})^2}. \quad (2.40)$$

Для линейных антенн основное влияние на величину  $\epsilon_a$  оказывает первое слагаемое в (2.37) и (2.39). Из этих формул также можно сделать вывод, что по сравнению с линейной антенной при одинаковом числе элементов, участвующих в формировании ХН, цилиндрическая или сферическая антенна имеют более высокую точность определения курсового угла в связи с тем, что значение  $\delta \Delta a = 0$ .

Обратная задача, возникающая при синтезе СЭУХН, решается путем компромиссного перераспределения погрешностей между составляющими общей погрешности и не является однозначной. При этом некоторые погрешности могут задаваться из учета предельнодопустимых значений.

**Оценка изменений сигнала в СЭУХН.** Как отмечалось выше, СЭУХН влияет на динамический диапазон представления информации и отношение сигнал/помеха. Любой сигнал в ФХН представляется в заданном динамическом диапазоне, который определяется максимальным  $X_{\text{max}}$  и минимальным  $X_{\text{min}}$  значениями сигнала. Максимальное значение сигнала зависит от энергетических характеристик и обычно не превышает  $5 \div 10$  В. Минимальное значение, которое может обрабатываться в устройстве, зависит от собственных шумов элементов ФХН, антенны и может быть в диапазоне сотен микровольт, единиц и даже десятков милливольт. В частности, дрейф нуля операционных усилителей, используемых в ФХН, увеличивает  $X_{\text{min}}$  и уменьшает динамический диапазон. Динамический диапазон измеряется в децибелах или в числе разрядов двоичного числа, с помощью которого можно задать значение величины с погрешностью, не превышающей половины  $X_{\text{min}}$ :

$$D = \lceil \log X_{\text{max}} / X_{\text{min}} \rceil. \quad (2.41)$$

Знак  $\lceil \rceil$  означает, что берется большее целое число. Например,  $X_{\text{max}} = 5$  В,  $X_{\text{min}} = 3$  мВ,  $\lceil \log_2 1,6 \cdot 10^3 \rceil$ . Это означает, что динамический диапазон представления данного сигнала равен одиннадцати разрядам двоичного числа. Весь диапазон представления разбивается на  $2^{11} = 2048$  уровней. Если используется аналоговое представление информации и задана приведенная погрешность представления  $\epsilon_{\text{пр}}$ , выраженная в процентах, то динамический диапазон представления этого напряжения можно определить как  $100/\epsilon_{\text{пр}}$  или в двоичных разрядах

$$D = \lceil \log_2 100/\epsilon_{\text{пр}} \rceil. \quad (2.42)$$

Если суммируются два аналоговых сигнала, имеющих одинаковые  $X_{\text{max}}$ , то динамический диапазон представления суммы должен иметь максимальное значение, равное  $2X_{\text{max}}$ . Если такое увеличение динамического диапазона невозможно, то тогда необходимо уменьшить  $X_{\text{max}}$  в два раза. В противном случае будет искажение сигнала на выходе. Как это следует из (2.42), уменьшение динамического диапазона сигнала равносильно увеличению погрешности его представления.

Большинство рассматриваемых ФХН включает в свой состав сумматоры. Даже если ФХН не производит сдвига ХН по углу, в его составе операция суммирования встречается столько раз, из скольких элементов состоит антенна. Если быть более точными, то число суммирований для решетки размерами  $n \times m$  равно  $(n + m - 2)$ . Таким образом, в СЭУХН происходит увеличение погрешности представления сигнала. Если имеется антенная решетка размерами  $n \times m$  и динамический диапазон сигнала на входе ФХН равен  $D$  разрядам (2.41), то сигнал на выходе системы имеет следующее число разрядов:

$$D_{\text{вых}} = D + \lceil \log_2 n \rceil + \lceil \log_2 m \rceil. \quad (2.43)$$

Если же динамический диапазон на выходе равен  $D$  разрядам, то динамический диапазон сигнала на входе не может превышать

$$D_{\text{вх}} = D - \lceil \log_2 n \rceil - \lceil \log_2 m \rceil. \quad (2.44)$$

Выходом из этого положения может быть использование представления числа с плавающей запятой, что приводит к значительному усложнению ФХН.

Некоторые ФХН имеют в своем составе умножители. Это касается ФХН мультипликативных, адаптивных систем, а также формирователей фазового типа, в которых сдвиг по фазе заменяется операцией умножения на  $\cos$  и  $\sin$  угла сдвига. Если величины, участвующие в умножении, меньше единицы (отвечают условиям нормализации), то при умножении переполнения

разрядной сетки не будет. Но возникает так называемая ошибка округления. Если два сомножителя имеют число разрядов представления  $D$ , то их произведение должно иметь  $D + D = 2D$  разрядов. Если такое увеличение числа разрядов невозможно, то производят округление до стандартного числа разрядов. Округление можно производить путем отбрасывания лишних разрядов и путем дополнительного анализа остатка. Если произведение двух чисел и остаток будут иметь  $D$  разрядов, то анализ производится следующим образом. Выполняются операции сравнения остатка:

$$\left. \begin{array}{l} \text{Остаток} \leq 2^{-(D+2)}; \\ \text{остаток} > 2^{-(D+2)}. \end{array} \right\} \quad (2.45)$$

В первом случае в младшем разряде произведения ставится нуль, а во втором — единица. При простом отбрасывании младший разряд произведения будет неточным, так как погрешность может достигать максимального значения остатка. При округлении по условиям (2.45) погрешность младшего разряда уменьшается в два раза. Но в практике построения цифровых ФХН чаще всего используют простое отбрасывание, так как определение условий (2.45) приводит к значительному усложнению аппаратуры. Таким образом, после каждой операции умножения количество точных разрядов числа сокращается на единицу.

Соотношение сигнал/помеха в ФХН изменяется по следующим причинам: увеличению уровня помехи за счет собственных шумов элементов ФХН; влиянию разброса параметров элементов ФХН; росту уровня боковых лепестков при периодических погрешностях; накоплению погрешности округления; уменьшению динамического диапазона представления.

Если в СЭУХН используется аналоговая форма представления информации, то при прохождении сигнала по цепям собственные шумы элементов (резисторов, транзисторов, операционных усилителей, линий задержки и т. д.) суммируются и накапливаются. При большом числе элементов антенны число таких источников шумов значительно, что заставляет в основном обращать внимание на это влияние. Если считать, что собственный шум элементов имеет нормальный закон распределения, то среднеквадратичное значение шума на выходе равно

$$\sigma_{\text{ш}} = \sqrt{\sum_{i=1}^B \sigma_i^2}, \quad (2.46)$$

где  $\sigma_i$  — среднеквадратичное значение шума отдельного элемента;  $B$  — число независимых элементов ФХН.

Если  $\sigma_i$  всех элементов одинаковы, то

$$\sigma_{\text{ш}} = \sqrt{B} \sigma. \quad (2.47)$$

При цифровой форме представления информации собственные шумы элементов ФХН отсутствуют, что является несомненным достоинством цифровых ФХН.

Разброс элементов ФХН приводит к расширению ХН, н, как показано в [22, 54], к ухудшению отношения сигнал/помеха по сравнению с ФХН без погрешностей элементов. Общие зависимости ухудшения достаточно сложны, но для линейных антенн при равномерном амплитудном распределении можно оценить это ухудшение коэффициентом, аналогичным (2.10):  $1/(1 + \epsilon^2)$ , где  $\epsilon^2$  рассчитывается по (2.7).

Если в ФХН происходит дискретизация сигнала по времени или фазе, то возникает периодическая погрешность (§ 2.2), которая приводит к росту боковых лепестков и ухудшению отношения сигнал/помеха по сравнению с идеальным случаем обработки непрерывных сигналов. Исключить это влияние можно нарушением периодичности погрешности за счет преднамеренного введения элемента случайности в процесс дискретизации. Антенны сложных форм вообще могут не иметь такого вида погрешности [48].

Погрешность округления по своему влиянию на отношение сигнал/помеха аналогична появлению источника шума с нормальным законом распределения и максимальным значением, не превышающим величину старшего разряда отбрасываемых разрядов или половины этой величины при округлении по условию (2.45).

Уменьшение динамического диапазона представления сигнала приводит к тому, что влияние собственных шумов и ошибок округления пропорционально возрастают, что эквивалентно ухудшению соотношения сигнал/помеха.

При решении обратной задачи учета погрешностей СЭУХН следует обращать внимание на выбор разрядной сетки при цифровом представлении или динамический диапазон при аналоговой и дискретной формах представления. Учет собственных шумов ФХН и ошибки округления совместно с изменением динамического диапазона позволят определить максимально достижимое отношение сигнал/помеха или возможную степень его ухудшения при прохождении через систему.

При квантовании сигналов по времени возникают эффекты, отмеченные в § 2.3. Более точный учет влияния этих погрешностей будет проведен в гл. 4 и 5 при рассмотрении отдельных ФХН, использующих цифровое представление информации.

## БЛОКИ УПРАВЛЕНИЯ ДЛЯ АНАЛОГОВЫХ И ДИСКРЕТНЫХ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ ХАРАКТЕРИСТИК НАПРАВЛЕННОСТИ ПРИ ПРИЕМЕ

### § 3.1. Элементная база аналоговых и дискретных БУФХНП

В гл. 1 после рассмотрения особенностей отдельных режимов работы СЭУХН или методов ее построения, обращалось внимание на состав элементной базы, необходимой для реализации режима работы. Для построения БУФХНП при аналоговой и дискретной формах представления необходим основной состав элементов:

- 1) дискретная задержка аналогового сигнала;
- 2) непрерывно переменная задержка аналогового сигнала;
- 3) задержка дискретного сигнала;
- 4) комплексные демодуляторы, модуляторы, дискретные интерполяторы, фазовращатели;
- 5) элемент масштабирования (умножения на постоянный коэффициент) с аналоговой формой представления масштабного коэффициента;
- 6) элемент масштабирования с цифровой формой представления масштабного коэффициента;
- 7) множительный элемент двух мгновенных значений аналоговых сигналов;
- 8) аналоговые мультиплексоры;
- 9) элемент получения среднего значения;
- 10) цифровые устройства регистрации, коммутации и управления.

Полный анализ элементной базы включает довольно объемный материал. В данном случае рассматриваем только элементы, определяющие главные параметры БУФХНП. Анализ элементной базы начинается с более простых составляющих, которые используются при проектировании последующих элементов. При этом не рассматриваются широко известные общие элементы цифровой и аналоговой техники. Это относится к логическим элементам, регистрам, дешифраторам, операционным усилителям и схемам на их основе (сумматорам, интеграторам и т. п.).

**Аналоговые мультиплексоры (AMS).** Представляют собой аналоговые коммутаторы, осуществляющие подключение одного из  $N$  входов к одному выходу. Условное обозначение AMS приведено на рис. 3.1, а. Управляются AMS с помощью двоично-десятичных дешифраторов (ДС). Схема управления положением AMS с помощью ДС приведена на рис. 3.1, б. Различают одноступенчатые и многоступенчатые AMS. Использование многоступенчатых AMS позволяет уменьшить число аналоговых коммутаторов, но при этом чаще всего снижается быстродействие AMS. Основными параметрами является:

- 1) число подключаемых каналов  $N$ ;
- 2) время коммутации;
- 3) сопротивление

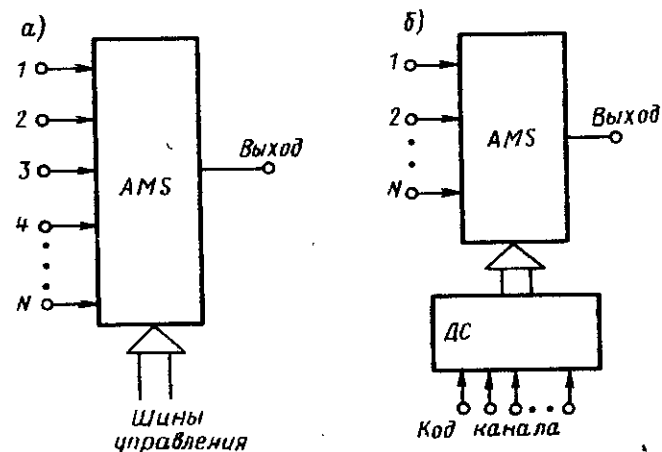


Рис. 3.1. Условное обозначение аналогового мультиплексора (а) и схемы управления (б).

включенного канала; 4) собственный уровень шумов, определяющий динамический диапазон и погрешность. AMS строятся в основном с использованием ключей на МОП-транзисторах [28, 29]. Но одновременно с этим в последние годы получают все большее распространение AMS на основе многоканальных операционных усилителей, которые позволяют строить AMS с более высокими метрологическими характеристиками [28]. Современные AMS обеспечивают быстродействие в сотни наносекунд при числе каналов, определяемом десятками и сотнями [28, 29]. Погрешность AMS определяется десятками и сотнями долями процента.

**Программируемые усилители.** Под таким названием в литературе рассматривают операционные усилители, параметры которых могут регулироваться пользователем [28, 29, 66]. В данном случае нас будет интересовать управление коэффициентом усиления. Различают программируемые усилители с аналоговым и цифровым управлением коэффициентом усиления. В операционном усилителе с аналоговым управлением, как правило, используется зависимость выходного напряжения дифференциального каскада от общего тока цепей эмиттеров транзисторов [28]. Задавая ток дифференциального каскада с помощью управляющего напряжения, можно регулировать коэффициент усиления. Условное обозначение программируемого усилителя с аналоговым управлением приведено на рис. 3.2. К усилителям этого типа относятся HA 2720 [28],  $\mu 4250$  [28], K1Y981 [66], 153УД4 [66]. Коэффициент усиления регулируется подачей управляющего напряжения или выбором величины сопротивления внешнего резистора. Пределы регулировки достигают 30 дБ при относительной линейности регулирования. К сожалению, в справочных данных не оговариваются точностные параметры цепей управления коэффициентом усиления, что затрудняет обоснование применения программируемых усилителей этого типа и требует индивидуального подхода при их использовании.

Программируемые усилители с цифровым управлением выгодно отличаются с этой точки зрения. Требуемый коэффициент усиления задается

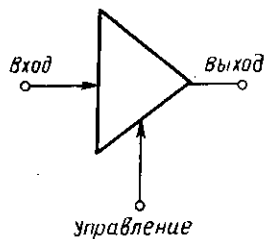


Рис. 3.2. Условное обозначение программируемого усилителя с аналоговым управлением.

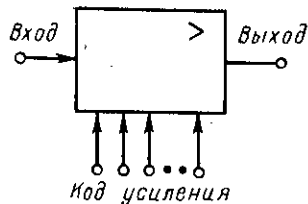


Рис. 3.3. Условное обозначение программируемого усилителя с цифровым управлением.

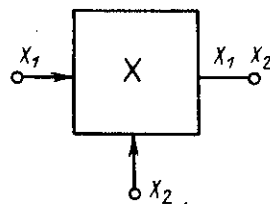


Рис. 3.4. Устройство умножения двух напряжений.

двоичным кодом. Код усиления подается на дешифратор, который управляет AMS. Мультиплексор управляет резисторами обратной связи одного операционного усилителя или каналами многоканального усилителя с различными коэффициентами усиления в каждом канале [28, 29, 46]. Число дискретов усиления определяет сложность таких усилителей. Разработаны схемы программируемых усилителей на 16 уровней [29, 66] и есть сообщения о создании усилителей с 256 и 512 уровнями (8–9 двоичных разрядов управления усилением). Условное обозначение программируемого усилителя с цифровым управлением приведено на рис. 3.3.

**Аналоговые умножители.** Предназначаются для получения произведения двух величин представленных в виде напряжения. Фактически программируемые усилители являются одним из типов аналоговых умножителей, особенно схемы типа приведенных на рис. 3.4, в которых входной сигнал и сигнал управления имеют одну форму представления информации. Аналоговые умножители отличаются высокой линейностью управления коэффициентом передачи и равные частотные характеристики входов умножителей. Среди относительно быстродействующих аналоговых умножителей можно выделить схемы, построенные на квадраторах, которые реализуют следующий алгоритм:

$$x_1 x_2 = \left( \frac{x_1 + x_2}{2} \right)^2 - \left( \frac{x_1 - x_2}{2} \right)^2 \quad (3.1)$$

Иногда используют логарифмические усилители

$$x_1 x_2 = \exp(\ln x_1 + \ln x_2) \quad (3.2)$$

Но наибольшее распространение получил прямой метод [29, 66], когда один множитель подается на вход дифференциального каскада, а другой — управляет общим эмиттерным током этого каскада. В [29] приведены данные такого умножителя, выходное напряжение которого равно  $0,1x_1x_2$ .

Приведенная относительная погрешность линейности (в %): по входу  $x_1 \pm 0,5$ ; по входу  $x_2 \pm 1,0$ ; при  $-10 \text{ В} < U_{\text{вх}} < 10 \text{ В}$ . Полоса пропускания на уровне 3 дБ — 3 МГц; коэффициент подавления синфазной помехи — 60 дБ.

**Элементы с дискретной задержкой аналогового сигнала.** Формирователи характеристики направленности при приеме (ФХНП) различного типа

(см. рис. 1.21–1.24) требуют для своей работы несколько типов дискретной задержки аналогового сигнала: элемент с определенным временем задержки; элемент задержки с множеством отводов; элемент задержки с изменением задержки через заданный шаг. Несмотря на то, что в настоящее время существует большое число принципов построения устройств задержки электрического сигнала, в том числе с промежуточным преобразованием сигнала в сигнал другой природы, реально можно рассматривать только электромагнитные ЛЗ. Линии задержки на основе использования свойств акустических волн могут применяться только при создании задержек на большое время без промежуточных отводов, что редко встречается в реальных ФХНП. Требование большого числа отводов ограничивает использование электромагнитных ЛЗ в виде коаксиального кабеля. Подобные линии могут найти применение в ФХНП систем получения акустических изображений [56], где частоты излучения достигают единиц мегагерц. Таким образом, основным видом задержки, используемой в ФХНП с аналоговым представлением сигнала, являются электромагнитные ЛЗ с сосредоточенными параметрами [47]. Линии задержки подобного типа имеют достаточно большую историю и хорошо разработанный аппарат для анализа и проектирования [47]. Основные параметры ЛЗ следующие: волновое сопротивление, время задержки, полоса пропускания и коэффициент затухания. Существуют также параметры, определяющие стабильность основных характеристик. Серьезными недостатками электромагнитных ЛЗ с сосредоточенными параметрами являются их нетехнологичность, относительно большие размеры и невозможность микроминиатюризации. Но, несмотря на это, для большого числа ФХНП используют эти линии. В ФХНП используют, как правило, ЛЗ, согласованные на выходе. Нагрузкой электромагнитной линии в ФХНП чаще всего является сумматор, который выполняется на основе операционных усилителей и имеет входное сопротивление, значительно превышающее волновое сопротивление линии. Поэтому подсоединение входов операционных усилителей к промежуточным точкам и ее выходу линии практически не изменяет ее режим работы. На рис. 3.5 приведено условное обозначение линии задержки с заданным постоянным временем задержки (рис. 3.5, а), ЛЗ с отводами через дискретные промежутки времени (рис. 3.5, б), а также ЛЗ с управляемым дискретным временем задержки, которое устанавливается с помощью двоичного кода (рис. 3.5, в). В линии, показанной на рис. 3.5, в, двоичный код задержки дешифрируется и подключает с помощью AMS один из отводов линии к выходу. Таким образом можно обеспечить получение дискретной задержки с заданным шагом в нужном диапазоне. Получить задержку с малым дискретом в большом диапазоне можно с помощью многоступенчатых управляемых дискретных ЛЗ. Принцип построения таких линий показан на рис. 3.6, где приведена двухступенчатая дискретная ЛЗ аналогового сигнала. Первая ступень имеет большой шаг дискретизации, а вторая — общую задержку, равную дискретной задержке первой ступени и заданное число отводов. Схема имеет два дешифратора и два мультиплексора, соединенные последовательно. На подобном принципе можно построить экономичные линии с дискретной задержкой заданного шага. Построение подобных линий значительно упрощается в связи с возмож-



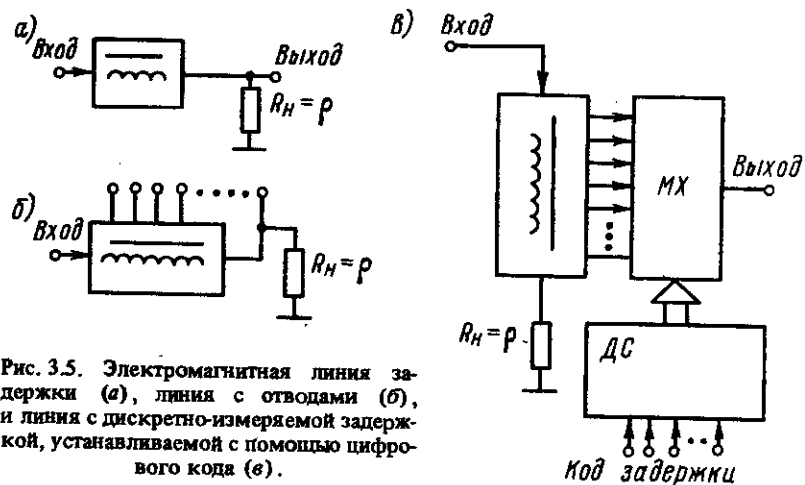


Рис. 3.5. Электромагнитная линия задержки (а), линия с отводами (б), и линия с дискретно-измеряемой задержкой, устанавливаемой с помощью цифрового кода (в).

ными невысокими скоростями коммутации мультиплексоров, а также с успехами микроэлектроники при создании интегральных дешифраторов и мультиплексоров. Многовыходные управляемые ЛЗ строятся с использованием тех же электромагнитных ЛЗ, но с добавлением мультиплексоров с дешифраторами для каждого выхода управляемой дискретной задержки. Если времена задержки для нескольких выходов должны быть произвольными, то мультиплексоры новой линии подсоединяются параллельно мультиплексорам первой линии и для его управления необходим абсолютный код задержки.

Если времена задержки нескольких выходов связаны определенными соотношениями, то структура управляемой линии может быть упрощена. Для создания многолучевых приемных характеристик нужны задержки, отличающиеся друг от друга на небольшой шаг. Это позволяет упростить управ-

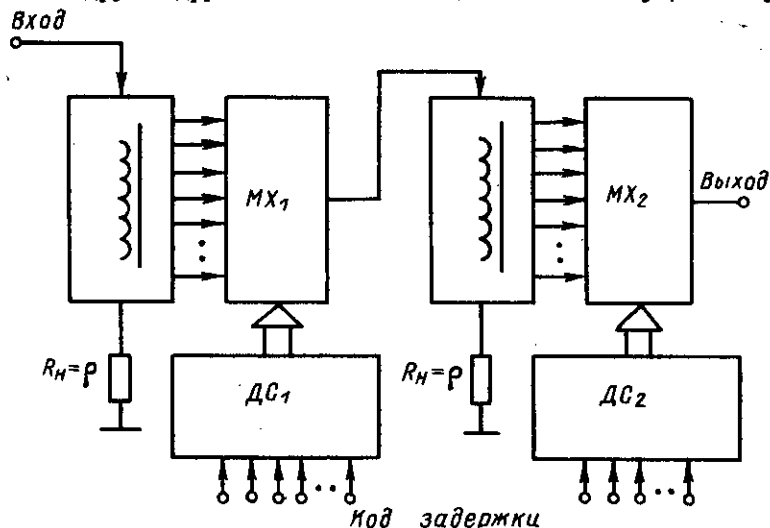


Рис. 3.6. Дискретная линия задержки с малым шагом дискретизации.

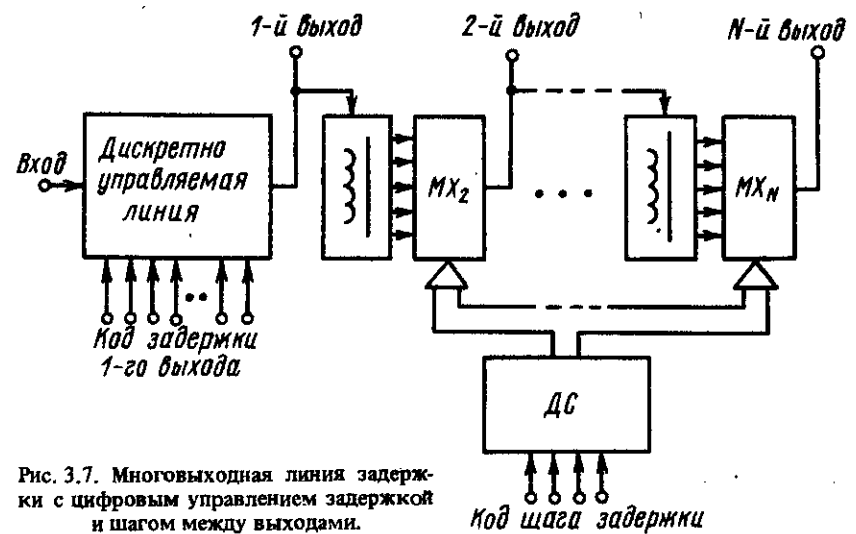


Рис. 3.7. Многовыходная линия задержки с цифровым управлением задержкой и шагом между выходами.

ление и уменьшить объем оборудования. Для управления можно подавать код задержки первого выхода и шаг задержки остальных выходов по отношению к первому. Структурная схема такой ЛЗ приведена на рис. 3.7. На входе может стоять дискретно управляемая линия, например, подобная линии, изображенной на рис. 3.6. Дешифратор для мультиплексоров остальных выходов линий может быть один в связи с равенством задержек. Во многих случаях реальных ФХНП конкретных БУФХНП шаг задержки известен и постоянен. В этом случае линия (см. рис. 3.7) вырождается в дискретно управляемую линию с многоотводной линией на выходе. Надобность в мультиплексорах и дешифраторе кода шага задержки при этом отпадает.

Недостатком подобных линий (см. рис. 3.7) является невозможность получения отрицательных задержек относительно первого выхода. Практически это означает, что БУФХНП, построенные на линиях подобного типа, могут смещать характеристику только в одну сторону. Выходом из этого

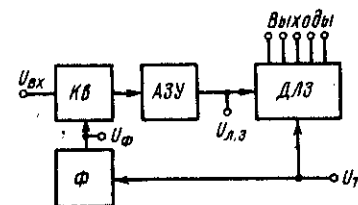


Рис. 3.8. Структурная схема линии задержки сигнала с дискретной формой представления.

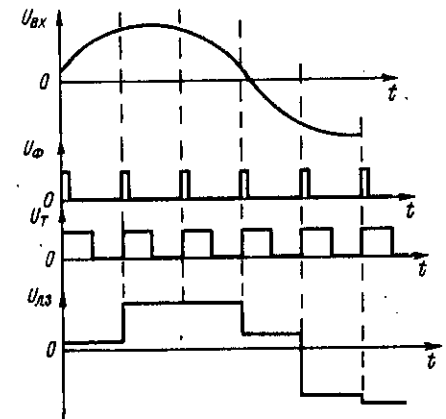


Рис. 3.9. Временные диаграммы напряжений в отдельных точках, показанных на рис. 3.8.

положения может быть постановка коммутатора, который менял бы места выходы: 1-й на  $N$ -й, а  $N$ -й на 1-й; 2-й на  $(N-1)$ -й, а  $(N-1)$ -й на 2-й и т. д.

Линии задержки сигнала с дискретной формой представления. Как отмечалось в гл. 2, дискретная форма представления аналогового сигнала предполагает квантование сигнала во времени с сохранением непрерывных значений аналоговой величины в точках квантования. Для уменьшения динамической погрешности необходимо производить временную дискретизацию за малый промежуток времени. Поэтому задача создания ЛЗ дискретного сигнала состоит из двух этапов: 1) квантования сигналов импульсом большой скважности с частотой  $f_T$ ; 2) задержка выбранного значения сигнала. При этом во втором этапе скважность тактирующих импульсов может быть равна двум, что значительно облегчает задачу задержки амплитуды выборки. С учетом вышесказанного, структурная схема ЛЗ дискретного сигнала будет иметь вид, представленный на рис. 3.8. Входное напряжение поступает на квантователь (Кв), который представляет собой обычный аналоговый ключ. Этот ключ управляется напряжением с формирователя ( $\Phi$ ), который укорачивает тактирующий импульс  $U_T$ , имеющий скважность, равную двум. После Кв стоит аналоговое запоминающее устройство, сохраняющее выбранное значение  $U_{вх}$  на весь период  $U_T$ , уменьшая требования на быстрдействие дискретной линии задержки (ДЛЗ). Квантователь и АЗУ являются аналогами устройствам выборки-хранения аналого-цифровых преобразователей и выполняют аналогичные функции [28, 29]. Задача создания быстрдействующих Кв и АЗУ аналогична также задаче создания быстрдействующего пикового детектора [28, 29]. Следует обратить внимание на то, что многие ДЛЗ не имеют устройств Кв и АЗУ на входе, что значительно увеличивает погрешность сигнала на выходе линии при приближении частоты входного сигнала к частоте  $f_T$ . Другими словами, Кв и АЗУ должны обладать большим быстрдействием. Временные диаграммы напряжений в отдельных точках, показанных на рис. 3.8, приведены на рис. 3.9. Необходимость в постановке Кв и АЗУ может отпасть, если частота  $U_T$  будет значительно (на порядок и более) превышать частоту дискретизации по теореме Котельникова.

Непосредственно ДЛЗ строятся на последовательно соединенных цепочках аналоговых запоминающих устройств с цепями односторонней передачи информации. В качестве элемента памяти в подавляющем большинстве ДЛЗ применяют конденсатор, в электрическом поле которого осуществляется временное хранение информации.

Структурная схема дискретной ЛЗ и временные диаграммы тактирующих импульсов приведены на рис. 3.10. Входной сигнал с АЗУ поступает на усилитель с единичным коэффициентом усиления (или чуть больше единицы для компенсации потерь) и большим входным сопротивлением. Выход этого усилителя через ключ К подается на запоминающий конденсатор. Нетрудно видеть, что двухтактная система тактирующих шин обеспечивает односторонний сдвиг информации. Два звена линии задерживают информацию на один такт  $U_T$ . С выходов усилителей можно снимать промежуточное значение информации. Время заряда конденсатора  $C$  нетрудно определить из известного условия [47]:

$$T_{\text{зад}} \geq (4 \div 5) C (R_{\text{вых}} + R_{\text{кл}}), \quad (3.3)$$

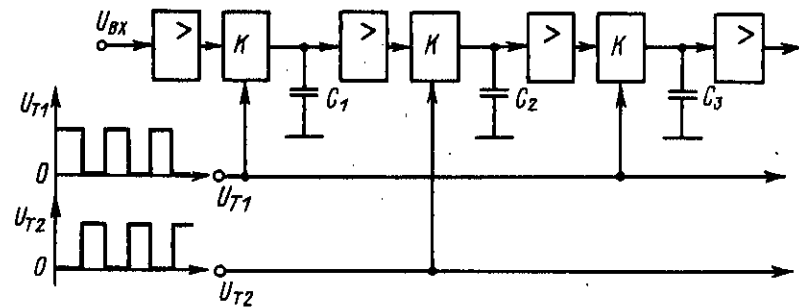


Рис. 3.10. Структурная схема двухтактной дискретной линии задержки.

где  $R_{\text{вых}}$  — выходное сопротивление усилителя;  $R_{\text{кл}}$  — сопротивление открытого ключа.

Коэффициент передачи входного сигнала в такой линии может быть выражен в виде [47]

$$K_{\text{пер}} = \prod_{i=1}^N K_i \exp - Nf_T/2T, \quad (3.4)$$

где  $K_i$  — коэффициент передачи усилителя и ключа одного каскада;  $T$  — постоянная времени разряда конденсатора звена задержки.

Как видно из формулы (3.4), регулировка времени задержки с помощью  $f_T$  или переключения числа ячеек  $N$  приводит к изменению амплитуды и появлению погрешности. Целый ряд схем ДЛЗ вообще не имеет усилителей (т. е.  $K_i < 1$ ), что приводит к постепенному затуханию сигнала и ограничивает число последовательно соединенных ячеек.

С одной стороны, выполнение условий (8.3) требует уменьшения  $C$ , а с другой (8.4) — увеличения емкости для уменьшения степени разряда. Это противоречие иногда разрешается путем создания параллельно последовательных ДЛЗ [38, 60]. Принцип построения таких линий поясняется рис. 3.11. Предположим, что имелась  $N$ -ячеечная ДЛЗ с тактовой частотой  $f_T$ . Если взять  $p$  ДЛЗ с числом ячеек  $N/p$  каждая и с тактовой частотой  $f_T/p$ , то нетрудно видеть, что с помощью АМС на входе и выходе такой системы можно уменьшить скорость работы каждой ДЛЗ и число ее ячеек, соединенных последовательно. Это улучшает как условие заряда, так и сохранение амплитуды входного сигнала. Но одновременно обратим внимание, что условия заряда для первого конденсатора каждой ДЛЗ остаются прежними. Работает линия следующим образом. Предположим для простоты, что значение  $p$  равно степени двойки. Тактирующее напряжение подается на счетчик (СТ), имеющий коэффициент пересчета, равный  $p$ . Это же напряжение подается на формирователь ( $\Phi$ ), квантователь и АЗУ, выполняющиеся как и в схеме, приведенной на рис. 3.8. Двоичный код с СТ поступает на дешифратор ДС, который управляет двумя АМС. Первый АМС последовательно распределяет выход АЗУ на вход  $p$  ДЛЗ, которые тактируются с частотой  $f_T/p$ , получаемой с последнего

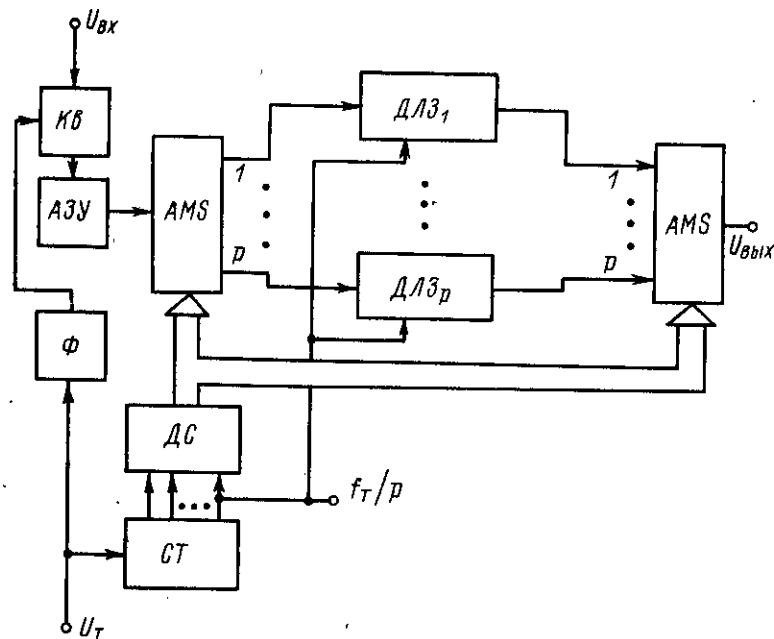


Рис. 3.11. Структурная схема параллельно-последовательной дискретной линии задержки.

разряда счетчика. Второй AMS делает обратное действие — он поочередно подключает выходы ДЛЗ к общему выходу схемы. Если необходимо делать отводы в промежуточных точках такой линии, то возможный шаг отводов увеличивается, по сравнению со схемой, приведенной на рис. 3.10, в  $p$  раз. Для формирования отвода необходимо поставить дополнительный AMS, подсоединенный к одноименным отводам каждой ДЛЗ. Управляется дополнительный AMS от того же ДС, что и остальные AMS. Если емкость ДЛЗ уменьшить до одной ячейки, то линии (см. рис. 3.11) вырождаются в так называемые регистры без сдвига информации, анализ логики работы которого приведен в [47]. К недостаткам линий подобного типа следует отнести сложность формирования отвода и увеличения возможного шага отвода.

Время задержки в подобных линиях можно регулировать с помощью изменения частоты напряжения тактирования, а также переключения отводов линии. Максимальная задержка  $T_{зад}^{max}$  определяется минимальной частотой  $U_T$ , числом ячеек и ограничивается условиями квантования по теореме Котельникова. Минимальное время задержки  $T_{зад}^{min}$  определяется максимальной частотой тактирования, которая ограничивается условием (3.3). Минимальный шаг отвода для схемы, приведенной на рис. 3.10, определяется как половина периода. Для уменьшения шага можно использовать линию типа приведенной на рис. 3.6, в которой вместо электромагнитных ЛЗ стоят ДЛЗ с различными частотами тактирования. Структурная схема такой ДЛЗ приведена на рис. 3.12. Первая от входа ДЛЗ задерживает сигнал с большим шагом, определяемым частотой  $f_T/p$ , а вторая — работает на частоте  $f_T$  и обеспечивает

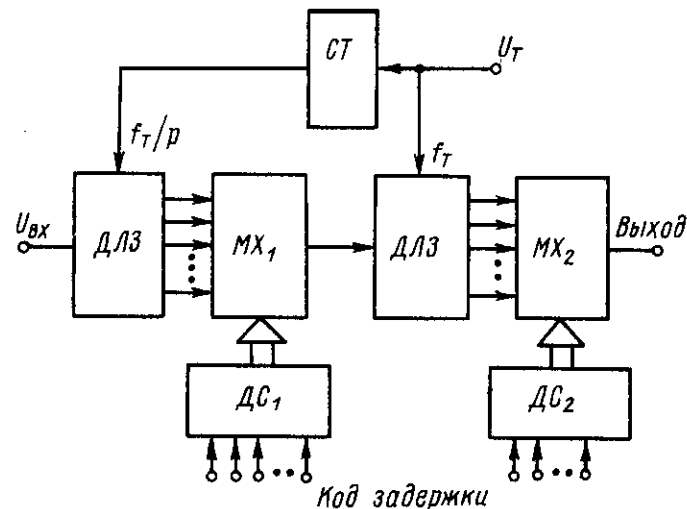


Рис. 3.12. Структурная схема ДЛЗ с цифровым и аналоговым управлением задержкой.

в  $p$  раз меньший шаг. Для получения различных частот тактирования служит счетчик СТ с коэффициентом пересчета, равным  $p$ . Линия типа приведенной на рис. 3.12 обладает большими возможностями регулировки задержки: ступенчато — с помощью установления кода задержки и плавно — с помощью изменения частоты  $U_T$ .

Соединяя несколько ДЛЗ с мультиплексорами последовательно, как на рис. 3.7, можно получать регулируемую задержку с отводами и регулируемым шагом задержки между отводами.

Как отмечалось выше, ДЛЗ строятся на основе конденсаторов, аналоговых ключей и промежуточных усилителей [47, 60]. В этом случае упрощается задача получения отводов с отдельных звеньев. Схемы технологичны и могут быть выполнены в гибридно-пленочном или интегральном исполнении. В последнее десятилетие большое внимание уделяется вопросам построения ДЛЗ на приборах с зарядовой связью (ПЗС), которые позволяют строить ДЛЗ без явно выраженных ключей и согласующих устройств. Несмотря на большие успехи в создании ПЗС структур для ДЛЗ [14, 38], следует отметить, что для ФХНП необходимы многоотводные линии, построение которых на основе ПЗС затруднено в связи с необходимостью формирования сигнала отвода от продвигаемого заряда, что требует большого числа чувствительных усилителей считывания. Принципиальных ограничений для создания ДЛЗ на ПЗС специально для ФХНП нет [56], но большинство сообщений о создании аналоговых ДЛЗ на основе ПЗС посвящены описанию линий на большие времена задержки без отводов [14, 38].

Переменные линии задержки аналогового сигнала. Если в СЭУХН используется режим автоматического сопровождения движущегося объекта или учета качки носителя антенны, то очень важным является вопрос создания ФХН с возможностью непрерывного изменения времени задержки обрабатываемого

сигнала. Величина управляемой задержки обычно мала по сравнению с общей задержкой и линия ставится в одном из уровней ФХН. Примером такого ФХНП может быть ФХН, приведенный на рис. 1.24. Заметим, что использование линий задержки с дискретной управляемой величиной задержки в этих ситуациях затруднено в связи с появлением моментов переключения задержки в процессе прохождения сигнала, а также неопределенностью работы линии в области переходного участка при переходе с одного дискрета задержки на другой. Управляемые электромагнитные линии задержки с электрическим управлением обладают целым рядом существенных недостатков [47]: 1) большими размерами при управлении с помощью изменения индуктивности; 2) малым диапазоном при управлении с помощью емкости; 3) зависимостью задержки от уровня сигнала; 4) изменением волнового сопротивления при изменении одного из параметров звена задержки. Использование так называемых корневых линий, в которых происходит одновременное изменение индуктивности и емкости звена [47], обеспечивает постоянство волнового сопротивления, но значительно усложняет конструкцию звена линии. Поэтому эти методы редко применяются на практике.

Для целей непрерывной переменной задержки аналогового сигнала целесообразно использовать технологичные схемы ДЛЗ с восстановлением сигнала на выходе. Структурная схема такой линии приведена на рис. 2.2. В качестве ДЛЗ может использоваться любая из описанных выше линий. Задержка изменяется путем задания тактовой частоты. Восстановитель аналоговой формы информации обычно представляет собой фильтр нижних частот. Сложность таких фильтров зависит от частоты квантования и уменьшается при росте  $f_t$  и ослаблении требований на точность восстановления аналогового сигнала. Для повышения точности восстановления и упрощения фильтров нижних частот используют суммирование выходного сигнала с сигналом предпоследней ячейки ДЛЗ (для двухтактных линий) [38]. Это ограничивает спектр выходного сигнала, который становится более „гладким“, что упрощает задачу итоговой фильтрации.

Комплексные демодуляторы, модуляторы, дискретные интерполяторы, фазовращатели. Рассмотренные в гл. 2 методы дискретизации полосовых сигналов предполагают прямое использование КД, КМ, ИН только при временной дискретизации. С этой точки зрения они могут использоваться в дискретных БУФХНП. Принципиальных затруднений в реализации КД (см. рис. 2.15) и КМ (см. рис. 2.16) нет, тем более, что большая часть их выполнена на аналоговых элементах: умножителях мгновенных значений, фильтрах, сумматорах, задержках. Использование КД в виде дискретизаторов второго порядка (см. рис. 2.17) с аналоговой ЛЗ или на основе ДЛЗ также не представляет технических трудностей. Вероятно, наибольшая техническая трудность (кроме устройства обработки) возникает при выполнении интерполятора с дискретной формой представления. Несмотря на то, что в литературе описаны варианты дискретных фильтров на основе ПЗС структур [14, 38, 60], реальные схемы обладают малым динамическим диапазоном представления сигнала и низкой схемной надежностью. На основании этого можно сделать вывод, что обработка полосовых сигналов с использованием комплексной огибающей при дискретной форме представления еще больше увеличивает число отрицательных факторов, которые необходимо учитывать при выборе метода обработки.

Но, кроме уменьшения частоты дискретизации, представление аналогового полосового сигнала с использованием комплексной огибающей позволяет строить схемы аналоговых БУФХНП фазового типа. Аналоговый КД представляет собой обычный КД (см. рис. 2.15), но без квантователей. Это же можно сказать и о схеме КМ (см. рис. 2.16). Если между КД и КМ поставить схемы умножения, на которые подать постоянные коэффициенты  $\sin a$  и  $\cos a$ , то выходной сигнал для узкополосных сигналов и небольших углов ( $a < \pi$ ) будет сдвинут относительно входного на угол  $a$ . Структурная схема такого устройства сдвига фаз приведена на рис. 3.13. Если выходы КД описываются значениями  $X_{к1}$  и  $X_{к2}$  из (2.41), то нетрудно показать, что входной сигнал КМ равен

$$X_1 = A(t) \cos a \cos [2\pi(F - F_{\text{нес}})t]; \quad (3.5)$$

$$X_2 = A(t) \sin a \sin [2\pi(F - F_{\text{нес}})t]. \quad (3.6)$$

Обратное преобразование, осуществляемое на КМ, даст на выходе значение

$$X(t) = A(t) \cos(2\pi Ft + a), \quad (3.7)$$

т. е. входной сигнал сдвинут на угол  $a$ .

Умножители на рис. 3.13 можно совместить с умножителями КМ, введя коэффициенты в значения управляющих напряжений  $U_{y1}$  и  $U_{y2}$  для КМ

$$\left. \begin{aligned} U_{y1} &= \cos a \cos 2\pi F_{\text{нес}} t; \\ U_{y2} &= \sin a \sin 2\pi F_{\text{нес}} t. \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

При использовании КД типа приведенного на рис. 2.17 задача получения сдвига фаз еще больше упрощается. Фазовращатель на основе КД может быть

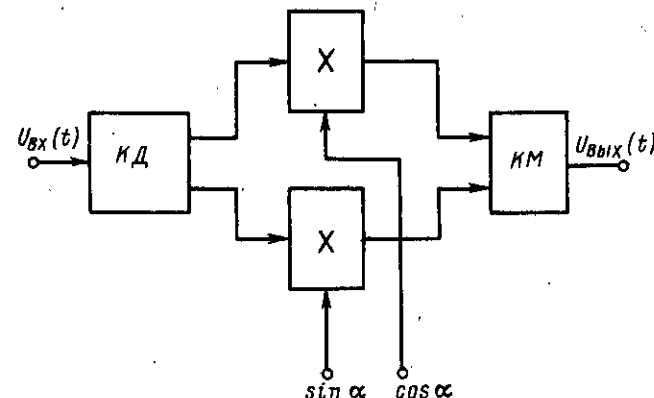


Рис. 3.13. Структурная схема устройства для сдвига фаз на основе комплексных демодулятора и модулятора.

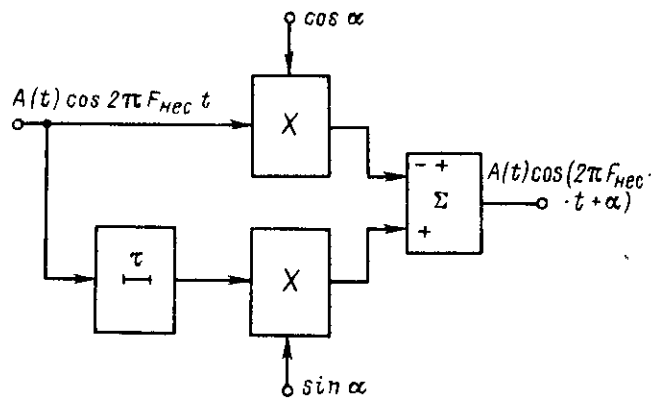


Рис. 3.14. Фазовращатель с использованием линии задержки.

представлен в виде, показанном на рис. 3.14. При подаче на вход узкополосного сигнала  $X(t)$ , равного

$$X(t) = A(t) \cos 2\pi F_{\text{нec}} t, \quad (3.9)$$

и при задержке

$$\tau = 1/4F_{\text{нec}} \quad (3.10)$$

выходной сигнал будет равен

$$\begin{aligned} A(t) \cos \alpha \cos 2\pi F_{\text{нec}} t \pm A(t) \sin \alpha \cos (2\pi F_{\text{нec}} t + \pi/2) = \\ = A(t) \cos (2\pi F_{\text{нec}} t \pm \alpha). \end{aligned} \quad (3.11)$$

В формуле (3.11) показано, что смена знака в сумматоре дает симметричный сдвиг фаз  $\pm \alpha$ . Этот факт широко используют в БУФХНП фазового типа для уменьшения числа фазовращателей ФХН.

Существуют также другие схемы фазовращателей. Примером может быть схема с плавным непрерывным изменением фазы сигнала на выходе специального фильтра нижних частот [40]. Входной сигнал фазовращателя гетеродинируется путем подачи на преобразователь частоты от гетеродина  $\omega_{\text{гет}}$ . Суммарная (или разностная) частота поступает на специальный фильтр нижних частот, сдвиг фазы в котором зависит от частоты. Подобные свойства имеют Т-образные звенья

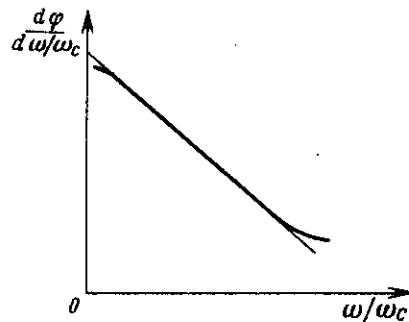


Рис. 3.15. Фазочастотная характеристика фильтра нижних частот для получения плавного сдвига фаз.

низкой частоты с взаимоиנדукцией между двумя половинами индуктивности звена, резонансная частота которого равна  $\omega_c$ . Характеристика фильтра приведена на рис. 3.15. Изменяя частоту  $\omega_{\text{гет}}$ , можно изменять положение входного сигнала на характеристики фильтра, а значит и фазу сигнала. Но подобная схема имеет существенные недостатки, заключающиеся в невысокой технологичности, связанной с использованием генераторов переменных частот и LC-контуров с взаимной индуктивностью.

### § 3.2. Структуры БУФХНП при аналоговом и дискретном способах представления информации

Проведенный в гл. 1, 2 анализ задач, решаемых СЭУХН, и рассмотрение особенностей построения систем позволяют обосновать структуру БУФХНП в самом общем случае. В обобщенную структуру должны входить устройства регулировки формы диаграммы ХН, электронного фокусирования, электронного сканирования с получением нескольких приемных ХН и учетом режима качки судна. Структурная схема БУФХНП приведена на рис. 3.16. Реальные блоки могут не иметь некоторых частей структуры рис. 3.16, но при наличии всех частей последовательность их соединения желательно сохранять. Два первых устройства, определяющие форму диаграммы ХН и лизовые свойства, могут поменяться местами при необходимости, но ФХН должны стоять на выходе структуры и именно в той последовательности, в которой они приведены на рисунке.

Анализ структур БУФХНП с точки зрения методов реализации задержек показывает, что обобщенная структура слабо зависит от метода, который детально определяет узел БУФХНП — формирователь характеристики направленности. Отличия заключаются только в том, что фазовые методы обладают невысокими частотными свойствами и это уменьшает возможности БУФХНП на их основе.

Как видно из рассмотренных ранее принципов построения элементной базы БУФХНП, структура устройства слабо зависит от формы представления информации. Устройства, определяющие лизовые свойства (ФЭЛ), ФХНП с непрерывным перемещением диаграммы могут иметь одну элементную базу. Как было показано в гл. 2, точность установки задержки в устройстве ФЭЛ невелика, но скорость изменения этой задержки, определяемая скоростью распространения колебаний в физической среде, достаточно велика. Это говорит о том, что нежелательно объединять устройства ФЭЛ и ФХНП с непрерывным перемещением диаграммы в одно устройство в связи с разными скоростями управления и различной точностью представления величин, хотя принципиальных ограничений на объединение нет.

Рассмотрим вопросы управления такой структурой и ее возможные параметры. Современные гидроакустические средства всегда имеют в своем составе ЭВМ, которая управляет отдельными устройствами через магистраль. Но для соединения БУФХНП (см. рис. 3.16) с магистралью необходим ряд буферных устройств, в числе которых обязательные буферные регистры приема информации с магистрали, дешифратор отдельного устройства БУФХНП, цифроаналоговые или цифрочастотные преобразователи. Структурная схема БУФХНП с цепями управления показана на рис. 3.17. Цифровая информация от ЭВМ через магистраль поступает на буферные запоминающие устройства

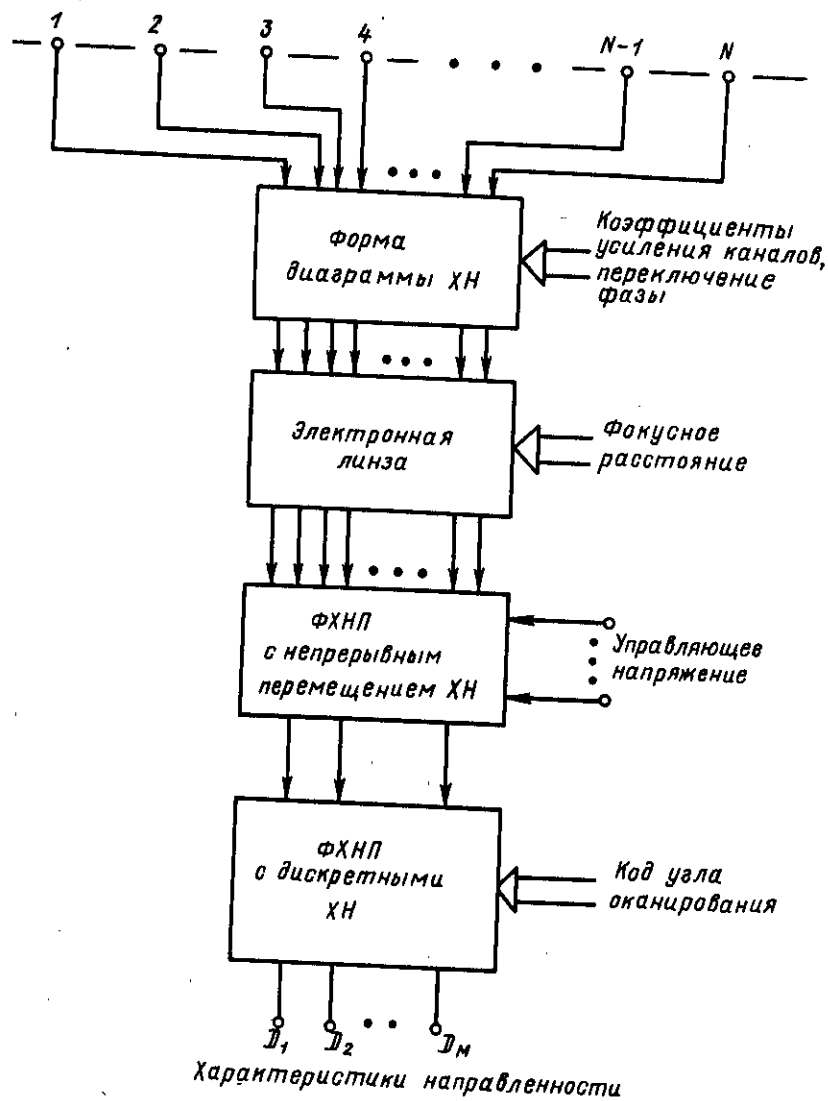


Рис. 3.16. Структурная схема блока управления характеристикой направленности при приеме.

БЗУ<sub>1</sub> и БЗУ<sub>2</sub> и два регистра RG<sub>1</sub>; RG<sub>2</sub>. Для магистрали БУФХНП представляет собой объект, имеющий, как минимум, 2N + 2 адресов. Среди этих адресов можно выделить N коэффициентов усиления каналов для определения формы диаграмм и N значений задержек для создания электронной линзы. ФХНП с непрерывным перемещением диаграммы обозначается одним адресом RG<sub>1</sub>. Также одним адресом обозначается ФХНП с дискретными углами сканирования. Кроме этого, в ряде случаев передается информация о фазе каналов (0 или 180°), что дает еще N адресов. Таким образом, емкость

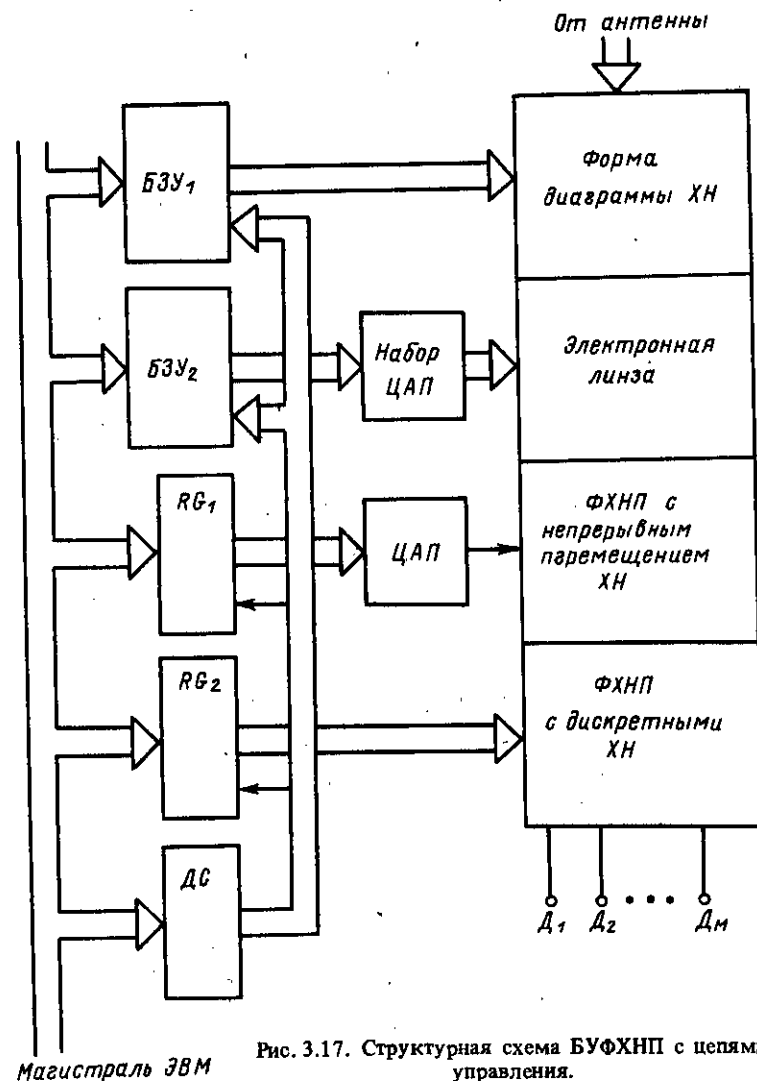


Рис. 3.17. Структурная схема БУФХНП с цепями управления.

БЗУ<sub>1</sub> равна N q-разрядных слов плюс N бит для хранения значений фаз каналов. Разрядность слов q определяет точность установки коэффициентов усиления каналов. Емкость БЗУ<sub>2</sub> равна N γ-разрядных слов. Значение γ определяет точность управления фокусом электронной линзы. Таким образом, дешифратор (ДС) должен иметь в максимальном случае 3N + 2 выходов и [log<sub>2</sub> (3N + 2)] входов. Тот факт, что для управления электронной линзой требуется N цифроаналоговых преобразователей, заставляет обратить внимание на коммутационный способ изменения задержек в каналах электронной линзы. В этом случае набор ЦАП заменяется дешифратором, выход которого коммутирует задержки в каналах. Но при таком способе формирования

электронной линзы в связи с относительно большой скоростью коммутации в каналах СЭУХН будет повышенный уровень помех коммутации.

Оценным ориентировочно значение требуемой скорости управления подобной СЭУХН. От этого будут зависеть величины  $V_a$ ,  $V_\varphi$  из (1.10) ÷ (1.14). Примем, что при каждом дискретном изменении угла сканирования изменяются коэффициенты формы диаграммы, но фазы отдельных каналов (0 или 180) изменяются значительно реже. Тогда от ЭВМ требуется выдать при сканировании  $N+1$  слов информации. При современных скоростях выдачи информации в  $600 \div 200$  кГц и выше выдача такого количества слов при  $N < 100$  может производиться с частотой в единицы килогерц.

Между дискретными углами сканирования ЭВМ должна выдавать  $N$  слов для управления электронной линзой и одно слово для управления ФХНП с непрерывным перемещением диаграмм. Скорость выдачи этих слов различна. Для электронной линзы эта скорость значительно выше и достигает сотен герц, единиц и десятков килогерц. Для ФХНП с непрерывным перемещением эта скорость определяется системами автоматического управления и не превышает единиц или десятков герц.

Таким образом, БУФХНП требует от ЭВМ выдачи массива информации в  $N+1$  слов за время сканирования, а затем циклической выдачи информации с небольшой разрядностью и большой скоростью для управления электронной линзой и нерегулярный поток информации с невысокой скоростью для непрерывного управления углом сканирования. Анализ возможностей современных ЭВМ показывает, что удовлетворить таким скоростям управления достаточно сложно даже при учете, что ЭВМ будет управлять только БУФХНП. Основную трудность представляет выдача информации для управления электронной линзой. Без учета этого устройства БУФХНП скорость выдачи информации вполне умеренная и может быть реализована на большинстве современных мини- и микроЭВМ. В то же время для управления электронной линзой можно предложить специализированное устройство, состоящее из блока памяти, в котором занесены управляющие слова, и небольшого устройства управления для последовательного считывания информации из памяти. В этом случае магистраль только выдает начальный сигнал такого устройства, которое затем последовательно выбирает из блока памяти коды управления электронной линзой. Структурная схема такого специализированного устройства приведена на рис. 3.18. Магистраль ЭВМ избирает

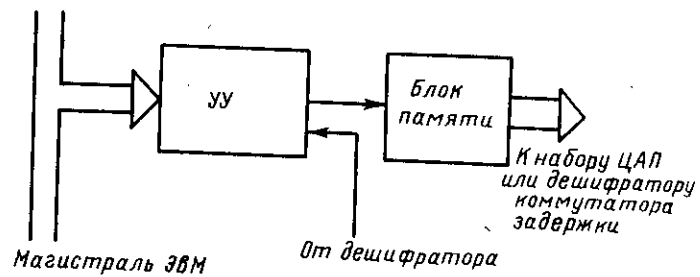


Рис. 3.18. Структурная схема специализированного устройства для управления электронной линзой.

устройство управления (УУ) с помощью дешифратора (см. рис. 3.17) и запускает его. Устройство управления формирует адреса блока памяти с естественным порядком их выдачи, что приводит к последовательному считыванию информации для изменения задержки через ЦАП при непрерывном управлении или через коммутаторы при дискретном. Постановка такого устройства значительно разгрузит ЭВМ и упростит задачу выдачи информации.

Применение электронной линзы предполагает значительное расширение требуемой полосы пропускания БУФХНП. Таким требованиям может удовлетворять только БУФХНП временного типа, обладающий значительно большей полосой пропускания по сравнению с БУФХНП фазового типа. Это говорит о том, что постановка устройства ФЭЛ возможна только в блоке, имеющем временное ФХНП.

### § 3.3. Блоки управления аналоговыми и дискретными ФХНП временного типа

В соответствии с принятой классификацией рассматриваются БУФХНП, отличающиеся методом построения ФХНП, применяемого в блоке. ФХНП временного типа являются наиболее широкополосными, сравнительно легко управляются при смене положения диаграммы и часто служат основным видом ФХНП в гидроакустических системах обработки сигналов. Задача настоящего параграфа — уточнение структур ФХНП и БУФХНП на их основе, рассмотренных в гл. 1 на уровне задач, решаемых СЭУХН. Кроме этого, материал дополнен дискретными ФХНП, обладающими более высокой технологичностью и скоростью работы по сравнению с аналоговыми ФХНП. При рассмотрении основное внимание будет уделено двум последним устройствам БУФХНП (см. рис. 3.16). Для управления формой диаграммы ХН необходимы усилители с программируемым коэффициентом усиления, и большего уточнения это устройство не требует. Электронные линзы редко применяются в практической гидроакустике, поэтому их рассмотрение ограничивается уровнем обобщенной структуры, приведенной в § 3.2. Из рассмотренных в гл. 1 ФХН в основном все схемы могут использоваться для построения БУФХНП. Отличие их заключается в объеме оборудования (в основном устройств задержки), коммутации сигналов с элементов антенны и способах непрерывного изменения угла сканирования. Остановимся вначале на основных проблемах построения БУФХНП аналогового типа. Основные варианты построения БУФХНП будут рассмотрены для случаев линейных антенн. Обобщения на другие типы антенн могут быть сделаны сравнительно просто, так как качественные соотношения между отдельными типами БУФХНП при различных типах антенн в большинстве случаев сохраняются.

Простейшие ФХНП типа, приведенного на рис. 1.17, 1.18, обладают несомненным преимуществом перед остальными за счет минимума используемых устройств задержки. Для построения БУФХНП необходимо два ФХН: один сканирует в левом секторе ХН, а второй — в правом. Структурная схема БУФХНП на основе таких ФХН приведена на рис. 3.19. Элементы антенны подсоединяются параллельно к двум ФХН: одно типа показанного на рис. 1.17, другое типа приведенного на рис. 1.18. На оба ФХН подается один сигнал управления положением ХН  $\alpha$ . Выходы ФХН подсоединяются к АМС, имеющему два входа и один выход, являющийся выходом БУФХНП.

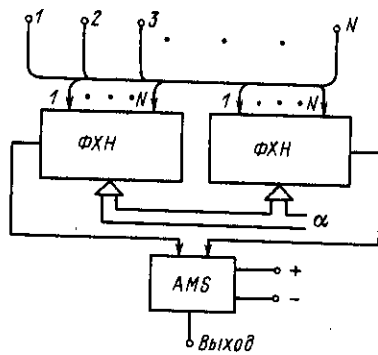


Рис. 3.19. БУФХНП на основе двух ФХНП.

коммутатора, который по внешним сигналам управления переключал бы свои входы в соответствии с табл. 3.1. Для управления положением ХН подается величина угла  $\alpha$  и его знак. В БУФХНП типа представленного на рис. 3.20 уменьшение объема устройств задержки ФХН происходит за счет увеличения числа AMS коммутатора. Появление в последние годы широкого набора аналоговых ключей делает схему, изображенную на рис. 3.20, в ряде случаев более предпочтительной, чем на основе двух ФХН.

Управление ФХН может осуществляться с помощью управляющего напряжения (непрерывное управление) и двоичным кодом с установлением дискретной аналоговой задержки. Возможно и комбинированное управление. Структурная схема ФХН, применяемого в БУФХНП типа показанного на рис. 3.19 и 3.20, приведена на рис. 3.21. Устройство имеет два типа задержек: аналоговая задержка с непрерывным управлением и дискретная аналоговая задержка, которая выполняется на основе линий с отводами и AMS с цепями управления. В качестве ЛЗ с непрерывным аналоговым управлением желательно использовать дискретную ЛЗ с восстановлением сигнала на выходе. Такая линия управляется изменением частоты тактирования и,

Таблица 3.1. Переключение входов коммутаторов

№ выходов	№ входов	
	при управляющем сигнале „+“	при управляющем сигнале „-“
1	1	8
2	2	7
3	3	6
4	4	5
5	5	4
6	6	3
7	7	2
8	8	1

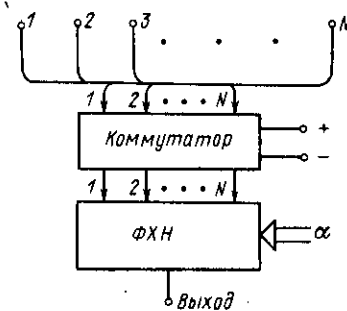


Рис. 3.20. БУФХНП на основе одного ФХНП и коммутатора.

Управляется AMS двумя шинами „-“ „+“. Эти шины определяют знак угла сканирования. Весь сектор сканирования разбивается на две части и величина задает угол как в левой, так и в правой частях сектора обзора. Это означает, что БУФХНП формирует две симметричные относительно оси симметрии ХН, отклоненные на углы  $+\alpha$  и  $-\alpha$ . Выбор ХН осуществляет AMS. Задавая угол  $\alpha$  и знак сектора, можно задать любое положение ХН в секторе  $\alpha_n$ . Имеется принципиальная возможность уменьшить в два раза объем устройств задержки за счет использования одного ФХН и специального

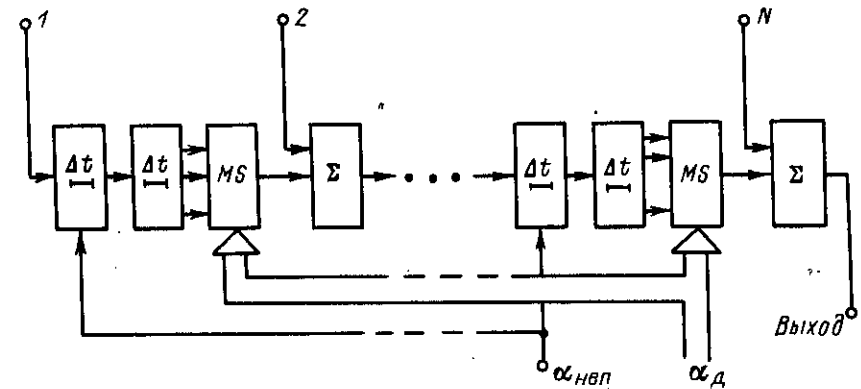


Рис. 3.21. ФХНП с непрерывным и дискретным изменением угла в одной части сектора обзора.

как отмечалось в § 3.1, наиболее технологична. Возможно использование и других вариантов линий с непрерывным управлением. В качестве линий с дискретной аналоговой задержкой могут использоваться схемы типа приведенной на рис. 3.5 и 3.6. При этом дешифраторы всех AMS можно заменить на один, который будет управлять параллельно одноименными входами всех AMS. Это снижает в значительной степени требуемый объем оборудования. Управляется БУФХНП двоичным кодом, задающим дискретный угол  $\alpha_d$ , и аналоговым сигналом, задающим переменную непрерывную величину  $\alpha(\alpha_{неп})$ . Кроме этого необходим знак угла, равного сумме  $\alpha_d$  и  $\alpha_{неп}$ .

В случае создания  $M$  одновременно работающих ХН объем оборудования расстет почти пропорционально. Здесь можно рассматривать две ситуации. В первой — каждый канал одной ХН имеет свой коммутатор и ФХН (см. рис. 3.20). Для управления необходимо подать  $M$  двоичных кодов углов  $\alpha_i$  со знаками. Объем оборудования по сравнению с одной ХН увеличивается в  $M$  раз. Во второй ситуации ФХН каждой ХН подключаются к выходу коммутатора. Это дает экономию  $M - 1$  коммутатора. Упрощение структуры можно продолжить за счет использования одного ДС для управления всеми дискретными линиями задержки. Ранее упоминалось, что в ФХН можно использовать один ДС для управления всеми линиями задержки ФХН в связи с их идентичностью. Если углы, на которые разнесены соседние ХН постоянны, то ФХН, формирующие соседние ХН, могут управляться от одного ДС, но выходы ДС подключаются к управляющим входам AMS со сдвигом на заданный шаг. Следует отметить, что такая возможность существует только для линий типа приведенных на рис. 3.5. Подобные структуры имеют минимум оборудования, но одновременно с этим появляются ограничения. Ограничения заключаются в том, что при изменении знака угла сканирования необходимо коммутировать не только выходы элементов антенны, но и выходы ФХН, чтобы сохранить порядок расположения ХН в веера. Без такой коммутации в разных секторах будут зеркальные отображения расположения ХН.

Структурная схема БУФХНП для получения множества ХН с коммутацией выходов антенны и выходов ФХН приведена на рис. 3.22. Недостатком



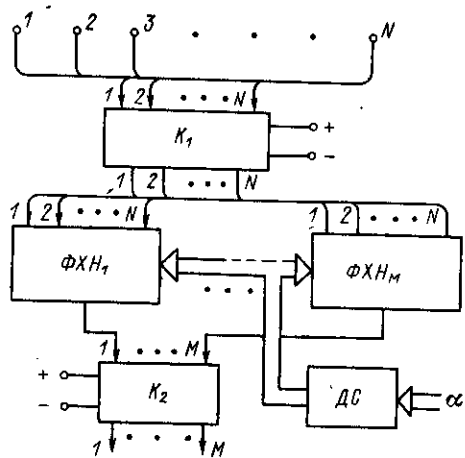


Рис. 3.22. БУФХНП аналогового типа с формирователем множества ХН.

линиями. Структурная схема БУФХНП с использованием такого ФХН приведена на рис. 3.23. Код угла сканирования подается на один ДС, который управляет AMS всех линий задержки. В случае использования двухступенчатой дискретно управляемой задержки типа приведенной на рис. 3.6 необходимо иметь два ДС для всего БУФХНП; один для большого шага и второй для малого шага задержки. Схема подключения аналогична приведенной на рис. 3.23.

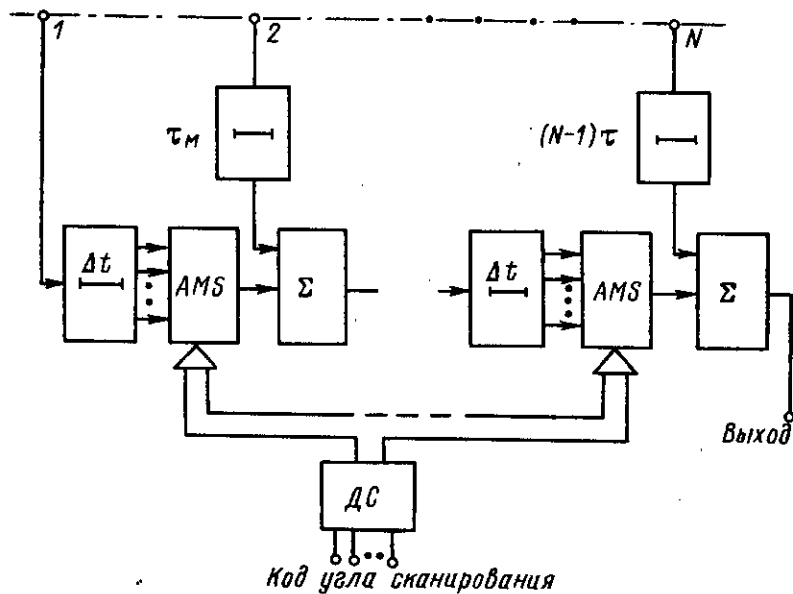


Рис. 3.23. БУФХНП со сканированием в двух частях сектора обзора.

БУФХНП типа приведенных на рис. 3.20 и 3.22, является наличием большого числа коммутаторов ухудшающих условия прохождения сигнала через блок, особенно при коммутации сектора сканирования.

Известный выход из этого положения — использование ФХНП с избыточным числом линий задержки [56]. Примером такого ФХНП служит устройство, приведенное на рис. 1.19, имеющее постоянные  $\tau_M$  и переменные  $\tau_1$  задержки. В качестве переменных задержек может использоваться дискретно управляемая задержка типа приведенных на рис. 3.5 или 3.6. Так же, как и в случае рис. 3.21, можно использовать один ДС для управления всеми

Получение множества ХН на основе схемы, изображенной на рис. 3.23, рассматривалось в гл. 1 (см. рис. 1.20). При построении БУФХНП с цепями управления следует учесть, что один ДС со смещенными выходами может использоваться для получения  $M_a$  характеристик. Это связано с тем, что взаимное положение ХН при сканировании не изменяется и известен шаг по углу между двумя ХН. Для управления таким БУФХНП необходим код угла положения веера диаграмм. Структурная схема БУФХНП для рассматриваемого случая приведена на рис. 3.24. Как видно из рисунка, при увеличении числа одновременно формируемых ХН объем постоянных задержек  $\tau_M$  не увеличивается, что приближает такой БУФХНП по затратам оборудования к экономичным схемам.

Но лучшим вариантом построения БУФХНП для множества ХН следует считать БУФХНП на основе матрицы задержки и множества сумматоров (см. рис. 1.21 и 1.22). Каждый столбец матрицы должен иметь  $M_{\Delta a}$  или  $M_{\theta a}$  отводов для формирования количества ХН, которые перекрывали бы весь сектор обзора.

Для построения БУФХНП необходимо  $M_{\Delta a}$  или  $M_{\theta a}$  сумматоров на  $N$  входов каждый. Если ХН используются не все одновременно, то следует переключать выходы сумматоров. Для этого необходимо  $M$  (число одновременно используемых ХН) AMS на  $M_{\Delta a}$  или  $M_{\theta a}$  входов. Управляться AMS могут от одного ДС со смещением выходов, т. е. в одном AMS данный выход ДС подсоединяет первую ХН ( $M_1$ ), а этот же выход ДС в соседнем AMS подсоединяет вторую ХН ( $M_2$ ). Это возможно потому, что чаще всего необходимо формировать ХН, шаг между которыми постоянен и не изменяется при сканировании. Структура БУФХНП на основе матрицы задержек, сумматоров и AMS приведена на рис. 3.25. Работа блока не требует пояснения.

БУФХНП с непрерывным изменением положения ХН в большом секторе обзора с аналоговым представлением информации применяются сравнительно редко. Это объясняется несколькими факторами: во-первых, трудностями получения больших переменных задержек; во-вторых, создание множества одновременно работающих ХН связано со значительным ростом оборудования и необходимостью формирования нескольких (по числу ХН) независимых сигналов управления. Среди всех рассмотренных в § 3.1 линий с непрерывным изменением задержки предпочтение следует отдать дискретной линии задержки с восстановлением сигнала на выходе, в которой задержка регулируется частотой тактирующих сигналов.

Наиболее экономичным использованием ФХНП с непрерывным изменением угла сканирования следует считать сочетание таких формирователей с ФХНП, имеющими дискретное изменение положения ХН. В БУФХНП типа приведенных на рис. 3.23 задержки могут стоять перед дискретно изменяемыми и управляться одновременно по одной шине. Можно также разместить задержки с непрерывным изменением в каналах постоянных задержек  $\tau_M$  (см. рис. 3.23). Но при этом управление усложняется, так как должно быть индивидуальным. При построении БУФХНП на матрицах задержки ФХНП с непрерывным углом сканирования стоят на входе и выполняются в виде задержек с неодинаковым временем задержки. С этой точки зрения более целесообразно на входе матрицы ставить элементы типа приведенных на рис. 1.24 на два и четыре входа, в которых переменная задержка  $\tau_1$

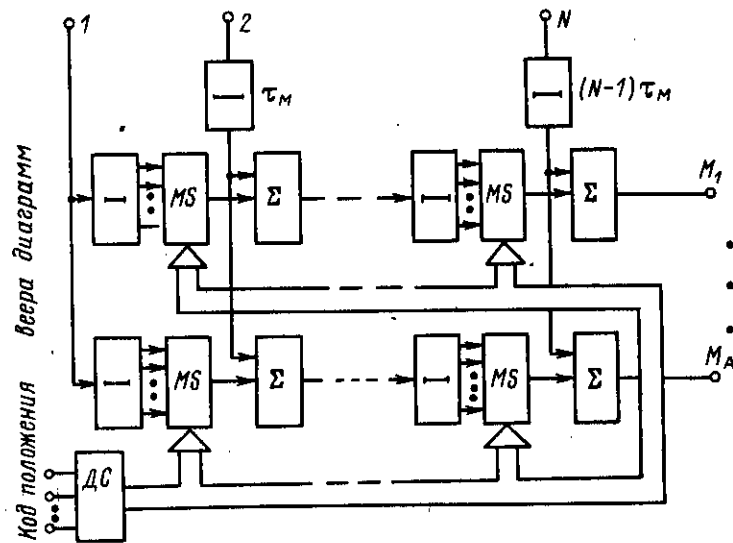


Рис. 3.24. БУФХНП для  $M_a$  характеристик направленности с экономией постоянных задержек.

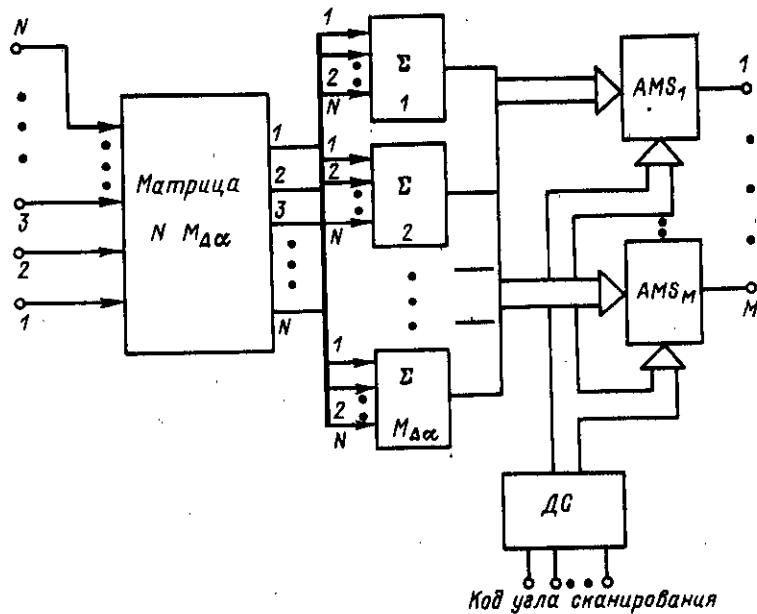


Рис. 3.25. Структурная схема БУФХНП на основе матрицы задержек, сумматоров и мультиплексоров.

непрерывна. Это позволит делать управление от одной шины и одновременно уменьшить в два или четыре раза размер матрицы задержек.

Основной отличительной особенностью БУФХНП с дискретным представлением информации является суммирование сигналов только в синхронные моменты времени, определяемые тактирующими импульсами. В целом ряде случаев это затрудняет построение систем с множеством одновременно работающих ХН.

Если входной сигнал квантуется по времени с частотой, определяемой минимальным квантом задержки, то в этом случае могут быть использованы все структуры БУФХНП для аналоговой формы представления. При этом дискретно управляемые задержки непрерывного сигнала заменяются дискретными линиями задержки (ДЛЗ) с коммутацией выходов. В качестве суммирующих устройств могут использоваться такие же аналоговые сумматоры, как и в предыдущем параграфе. Плавное изменение задержки, а значит и угла сканирования, можно производить изменением частоты тактирующих импульсов. Рассмотрим возникающие при этом ограничения. Остановимся вначале на более простых структурах типа приведенных на рис. 3.19 и 3.20. Структурная схема аналогового дискретного ФХНП приведена на рис. 3.26. Как видно из структурной схемы, все  $K_B$  управляются формирователем  $\Phi$ , который выделяет фронт импульсов первой серии тактирования ДЛЗ (ТИ1). Это означает, что минимальная задержка одного звена ДЛЗ между двумя элементами антенны равна одному такту. При построении ДЛЗ с коммутацией выходов отводы можно брать только с шагом, по времени равным такту импульсов сдвига.

Особенностью использования ДЛЗ при построении БУФХНП является значительное упрощение ФХН и большие возможности оперативного непрерывного сканирования ХН. Предположим, что в ФХНП типа приведенных

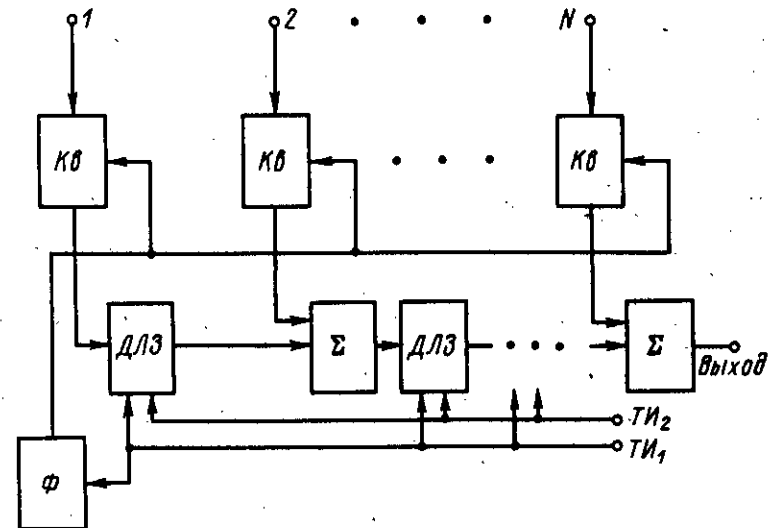


Рис. 3.26. Дискретный ФХНП на основе дискретной линии задержки.

на рис. 3.26 ДЛЗ имеет всего две ячейки сдвига, т. е. задерживает на один такт. Задержка регулируется изменением частоты тактирующих импульсов  $f_T$ . Минимальная задержка и минимальный угол сканирования  $\alpha_{\min}$  будут прв

$$f_T^M \geq v/d \sin \alpha_{\min}. \quad (3.12)$$

Максимальная величина задержки возможна при минимальной частоте тактирования, которая не может быть ниже частоты квантования по теореме Котельникова:

$$f_T^M < v/d \sin \alpha_{\max}. \quad (3.13)$$

Неравенства (3.12) и (3.13) позволяют записать пределы изменения угла сканирования в ФХНП типа приведенного на рис. 3.26

$$\arcsin v/df_T^M < \alpha < \arcsin v/df_T^K. \quad (3.14)$$

Если учесть, что  $f_T^K = 2f$ , где  $f$  — частота принимаемого сигнала и величина  $d = (0,35 \div 0,5)v/f$ , то аргумент  $\arcsin$  в правой части неравенства (3.14) близок к единице, что говорит о достаточности больших допустимых углов сканирования (до  $80 - 90^\circ$ ). Минимальный угол может быть записан в виде

$$\alpha_{\min} = \arcsin f / (0,35 \div 0,5) f_T^M. \quad (3.15)$$

Максимальные частоты, используемые в гидроакустике, измеряются десятками килогерц, а частоты тактирования современных ДЛЗ — единицами мегагерц. Это означает, что аргумент  $\arcsin$  в (3.15) значительно меньше единицы, что позволяет записать (в градусах):

$$\alpha_{\min}^0 = 67 [f / (0,35 \div 0,5) f_T^M]. \quad (3.16)$$

Например, при  $f = 10$  кГц и  $f_T^M = 5$  МГц величина  $\alpha_{\min}^0 = 2,3^\circ$ . Таким образом, ФХНП с использованием  $N$  тактов задержки при изменении частоты тактирования от 20 кГц до 5 МГц, может осуществить поворот диаграммы в секторе от  $2,3$  до  $90^\circ$ .

Сравнительно простой вариант дискретного ФХНП временного типа также может быть построен на основе так называемого коммутационного способа реализации ФХН. Суть этого способа заключается в том, что элементы антенны опрашиваются с временным сдвигом, задаваемым углом отклонения ХН. Отдельные отсчеты, разнесенные во времени, суммируются в сумматоре накапливающего типа и после суммирования сигнала с  $N$ -го элемента выдается один отсчет выходного сигнала БУФХНП с одновременной очисткой сумматора. Структурная схема дискретного БУФХНП рассматриваемого типа приведена на рис. 3.27. Устройство управления представляет собой распределитель импульсов РИ на  $N$  выходов. Каждый выход РИ управляет квантователем  $Kв$  соответствующего канала элемента антенны. Выходные сигналы поступают на аналоговый сумматор — накопитель  $\Sigma$ , роль которого

обычно выполняет АЗУ с цепями управления на входе. После суммирования  $N$  значений сигнал выхода сумматора через квантователь поступает на выход БУФХНП. Выдача напряжения происходит один раз за цикл работы РИ. Рассмотрим ограничения, накладываемые такой структурой на параметры БУФХНП. Из условий восстановления следует, что частота квантования  $f_T/N$  должна быть больше частоты квантования по теореме Котельникова  $f_T^K = 2f$ , где  $f$  — верхняя частота спектра мгновенных значений обрабатываемого сигнала. С другой стороны, частота  $f_T$  должна удовлетворять условиям (3.12) и (3.13). Тогда не трудно показать, что максимальный угол отклонения ХН определяется условием

$$\alpha_{\max} \leq \arcsin 1/N. \quad (3.17)$$

Анализ условия (3.17) показывает, что при реальных значениях  $N$  углы  $\alpha_{\max}$  имеют малые значения. Поэтому ФХНП (см. рис. 3.27) редко используются самостоятельно, но может найти применение в частных случаях при создании ФХНП типа приведенных на рис. 1.24. Допустимые углы сканирования в дискретных ФХНП коммутационного типа можно увеличить путем усложнения схемы коммутации. Если поставить  $K$  сумматоров накопителей, то можно производить суммирование в  $K$  тактах квантования одновременно. Выходы сумматоров-накопителей подключаются к общему выходу ФХНП через дополнительный  $Kв$  поочередно. При этом в принципе можно снять ограничения, накладываемые условием (3.17), т. е. увеличить угол сканирования примерно в  $K$  раз. Но при этом число выходов РИ увеличивается в  $K$  раз и появляются дополнительные цепи управления. Аналогично можно организовать и формирование нескольких ХН одновременно.

Если в БУФХНП типа изображенных на рис. 3.19 и 3.20 использовать ФХНП на ДЛЗ, то можно обеспечить практически любой сектор обзора с непрерывным изменением положения ХН. Только при малых углах будет скачок ХН на величину  $2\alpha_{\min}$ . В гл. 1 отмечалось, что существуют методы приема с внутримпульсным сканированием, когда ХН должна быстро осуществлять многократный обзор пространства в пределах всего сектора [27, 33, 37].

При этом можно рекомендовать использовать БУФХНП типа приведенного на рис. 3.19 с отдельными ФХНП (две ХН). Центральный сектор осматривают путем простого суммирования сигналов с элементами антенны.

Непрерывный оперативный обзор без скачков ХН можно осуществить с помощью ФХНП типа, приведенного на рис. 3.23. В качестве постоянных задержек  $T_M$  следует использовать аналоговые линии задержки. На выходе этих линий стоит ФХНП типа приведенного на рис. 3.26. Постоянные задержки

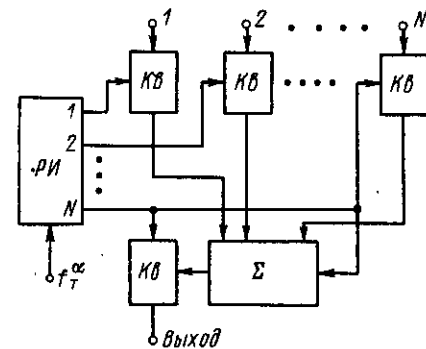


Рис. 3.27. Дискретный ФХНП коммутационного типа.

смещают ХН к центру диапазона, а ДЛЗ обеспечивает сканирование в секторе  $a_{\min} - a_{\max}$ . Как отмечалось в гл. 1, реальные секторы электронного сканирования антенных решеток не превышают  $\pm 25^\circ$ , что позволяет с успехом использовать дискретный ФХНП типа изображенного на рис. 3.26.

Создание множества одновременно работающих приемных ХН связано со значительным усложнением аппаратуры ФХНП. Получение соседних ХН, отличающихся на углы  $\Delta a$  и  $\theta_a$ , требует малого шага квантования задержек ФХН, а значит высокой частоты тактирования и большого числа ячеек ДЛЗ с отводами. При изменении частоты тактирующих импульсов будет изменяться не только положение ХН, но и взаимное положение соседних ХН, что не позволяет использовать изменение частоты для сканирования в пределах больших углов. Фактически необходимо делать несколько ФХНП по числу требуемых ХН. При этом каждое ФХН (например, типа показанного на рис. 3.22) получит свой независимый генератор тактирующих импульсов, частоты которого будут отличаться от частоты генератора соседнего ФХН на величину

$$\Delta f \approx (v/d) (\sin \Delta a / \sin a). \quad (3.18)$$

При сканировании такого множества ХН требуется одновременное изменение частот генераторов всех ФХНП. Требуемые условия работы генераторов могут быть удовлетворены применением так называемых синтезаторов частот, которые позволяют получать сетку близко расположенных частот с использованием одного задающего генератора. Структурная схема БУФХНП с несколькими ФХНП на ДЛЗ приведена на рис. 3.28. Три ФХНП параллельно подсоединены к элементам антенны. Все ФХНП управляются одним сигналом П-Л, определяющим правую и левую область сканирования ХН. Синтезатор частот выдает три частоты, отличающиеся друг от друга на величину  $\Delta f$ . Эти сигналы поступают на тактирующие входы ФХН, обеспечивая формирование ХН. Сканирование ХН в пределах одной стороны осуществляется изменением частоты задающего генератора  $G$ , питающего синтезатор частот.

При использовании матрицы задержек  $N \times M_{\Delta a}$  для создания множества ХН (см. рис. 3.21) ДЛЗ должна иметь  $M_{\Delta a}$  отводов, а тактовая частота ДЛЗ всей матрицы определится углом между соседними ХН

$$f_T = v / (d \sin \Delta a). \quad (3.19)$$

ДЛЗ, используемые в ФХН, как правило, всегда двухтактные (см. рис. 3.10). В матрицах ФХН обычно используют отводы через такт задержки. Но в принципе отводы ДЛЗ можно делать и через полтакта. При этом следует соблюдать условия, что суммировать необходимо только сигналы, полученные с одинаковых

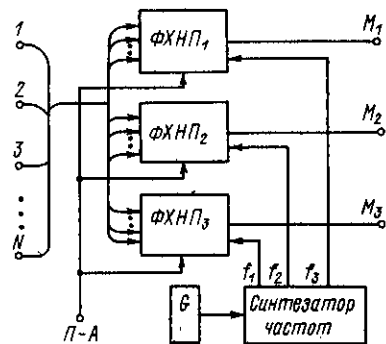


Рис. 3.28. Структурная схема БУФХНП с дискретной формой представления информации для множества ХН.

тактирующих уровней. Выходные сигналы половины ХН будут сдвинуты на половину такта по отношению к сигналам других ХН. Если дискретные сигналы затем восстанавливаются, то это отличие не принципиально. Использование таких матриц позволит в два раза уменьшить число ячеек ДЛЗ. Следует отметить, что при использовании матриц задержек плавное изменение положения ХН за счет изменения частоты тактирования меняет также и взаимное расположение ХН.

СЭУХН с дискретным представлением информации в ряде частных случаев позволяют строить достаточно простые и эффективные системы. Остановимся на рассмотрении ФХНП для сигналов, ограниченных по амплитуде (так называемые системы с клипированием сигнала).

Дискретные БУФХНП временного типа с жестким ограничением сигнала по амплитуде. Подобные системы находятся на стыке двух методов представления информации — дискретного и цифрового. С точки зрения дискретной формы это БУФХНП для дискретного сигнала, ограниченного по амплитуде. С точки зрения цифровой формы — это блок с одиоразрядным представлением информации. Конечно, в БУФХНП с клипированием сигнала могут использоваться и аналоговые линии задержки, но их применение неэкономично по сравнению с дискретными и цифровыми устройствами задержки.

Структура БУФХНП для сигналов с клипированием отличается от обычных наличием формирователя сигнала на входе блока, различными методами обработки сигналов на выходе линий задержки и более жесткими условиями на выбор минимально допустимой частоты квантования сигнала. Структурная схема рассматриваемого ФХНП приведена на рис. 3.29. Сигнал с входа элемента антенны после предварительного усиления поступает на формирователь  $\Phi$ , после которого получается меандр напряжения прямоугольной формы. Ограничение по амплитуде позволяет работать с сигналом в очень широком динамическом диапазоне без использования схем усилителей с переменным во времени усилением и схем усилителей с автоматической регулировкой усиления, что значительно упрощает аппаратуру. Клипированный

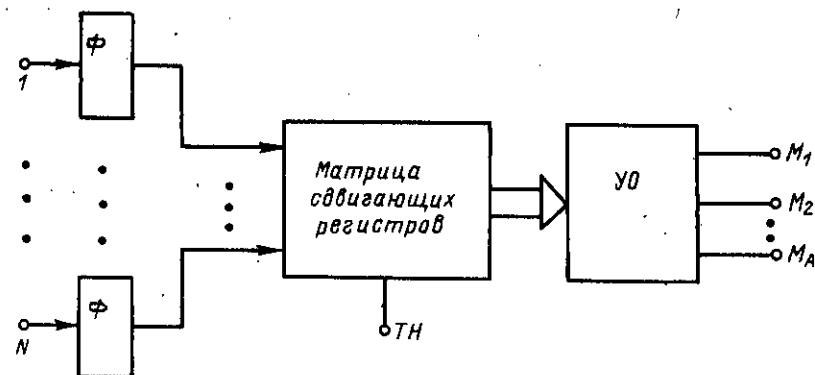


Рис. 3.29. Структурная схема БУФХНП с жестким ограничением сигнала по амплитуде.

сигнал квантуется во времени квантователем ДЛЗ. Так как информация об амплитуде имеет двоичный характер, то вместо ДЛЗ можно использовать двоичный сдвигающий регистр. Устройство обработки УО предназначено для формирования ХН и выделения полезного сигнала. Например, в [93] приводится следующий алгоритм обработки проквантованных во времени сигналов: 1) суммирование на алгебраическом сумматоре; 2) возведение напряжения в квадрат; 3) сглаживание. В работе [67] выходные сигналы умножаются на коэффициенты формы, суммируются и сглаживаются. Возможны и другие алгоритмы обработки [77]. С точки зрения структуры БУФХНП особые изменения клиппирование не вносит. В работе [93] приводятся данные о том, что параметры блоков с клиппированием улучшаются при  $N > 30$ . Тактовая частота ДЛЗ или сдвигающего регистра должна быть в пять и более раз выше граничной частоты сигнала антенны до клиппирования [93].

Следует отметить, что в рассмотренных БУФХНП с клиппированием процессы диаграммообрезания и последующей обработки сигнала объединены. БУФХНП с клиппированными сигналами имеют более высокий уровень боковых лепестков по сравнению с рассматриваемыми ранее линейными блоками. Этот недостаток несколько компенсируется сужением основного лепестка ХН, но это улучшение разрешения по углу незначительно. Серьезным недостатком БУФХНП с клиппированием является уменьшение отношения сигнал/помеха. Это ухудшение в ряде работ оценивают от 2 до 4 дБ. Более высокие тактовые частоты сдвигающих регистров уменьшают возможности сканирования с помощью изменения частоты и увеличивают объем оборудования за счет роста числа разрядов регистра при получении одних и тех же углов, что и в линейных БУФХНП.

### § 3.4. Блоки управления аналоговыми и дискретными ФХНП фазового типа

Как отмечалось в гл. 1 и § 3.1 при рассмотрении элементной базы, если принимаемый антенной сигнал имеет ограниченный спектр, то задержку можно выразить через сдвиг фаз. БУФХНП на основе таких ФХНП будем относить к блокам фазового типа в отличие от временного с использованием линий задержки. БУФХНП фазового типа чаще всего более просты по структуре, но имеют ограничение на применение. Рассмотрим постановку вопроса и особенности применения на примере использования аналоговой формы представления информации. Нормированное значение ХН ФХНП для случая фазового БУФХНП может быть записано по аналогии с формулой (1.2) в виде [11, 19, 35, 36]

$$S(\alpha) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N A_k^i \exp -j [i \Delta \psi(\alpha)], \quad (3.20)$$

где  $i$  — номер элемента антенны;  $A_k^i$  — комплексное значение сигнала на элементе;  $N$  — число элементов в антенне.

Величина  $\Delta \psi(\alpha)$  определяет задержку сигнала при данном угле отклонения ХН

$$\Delta \psi(\alpha) = \omega_0 (d/v) \sin \alpha, \quad (3.21)$$

где  $\omega_0$  — круговая частота, на прием которой рассчитан фазовый ФХНП. Входной сигнал может быть представлен в комплексной форме:

$$A_k^i = A_{Re}^i + j A_{Im}^i. \quad (3.22)$$

Величины  $A_{Re}^i$  и  $A_{Im}^i$  являются действительной и мнимой составляющими сигнала. Тогда характеристика направленности фазового типа может быть представлена в виде

$$S(\alpha) = S_{Re} + j S_{Im}. \quad (3.23)$$

Действительная и мнимая часть выражения (3.23) равны

$$\left. \begin{aligned} S_{Re} &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [A_{Re}^i \cos(i \Delta \psi(\alpha)) + A_{Im}^i \sin(i \Delta \psi(\alpha))]; \\ S_{Im} &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N [A_{Im}^i \cos(i \Delta \psi(\alpha)) - A_{Re}^i \sin(i \Delta \psi(\alpha))]. \end{aligned} \right\} \quad (3.24)$$

Аппаратурная реализация алгоритма диаграммообрезания (3.24) приведена на рис. 3.30 и 3.31.

На рис. 3.30 показана структурная схема, реализующая получение  $i$ -го элемента антенны величины, находящихся в квадратных скобках (3.24). Схема КД реализует получение квадратурных составляющих с помощью одного из алгоритмов (2.26)–(2.34). В дальнейшем эту схему назовем фазовым множителем (ФМ). Если на входы 3 и 4 схемы (см. рис. 3.30) подать коэффициенты  $\cos(i \Delta \psi(\alpha))$  и  $\sin(i \Delta \psi(\alpha))$ , то нетрудно видеть, что при этом будет реализован требуемый алгоритм.

Структурная схема БУФХНП фазового типа на основе ФМ приведена на рис. 3.31. Основу блока составляют ФМ, количество которых определяется числом элементов антенны. Для задания коэффициентов служит блок СК, выходные величины которого зависят от требуемого угла сканирования ХН. Сумматоры выполняют последнюю ступень алгоритма (3.24). Для получения диаграммы  $S(\alpha)$  (3.23) необходимо использовать один из алгоритмов КМ (2.39), (2.42).

Если в качестве умножителей схемы, приведенной на рис. 3.30, используются умножители аналоговой величины на двоичный код, то блок СК в БУФХНП представляет собой запоминающее устройство, в котором хранятся эти коэффициенты. Учитывая большую стабильность работы таких типов умножителей и простоту хранения, задания и изменения угла сканирования с помощью ЭВМ, можно рекомендовать использовать именно это схемное решение для аналогового БУФХНП. К недостаткам БУФХНП типа изображенного на рис. 3.31 можно отнести наличие большого числа умножителей, которые представляют в этом блоке наиболее сложную часть.

Одним из способов уменьшения числа схем умножения является использование симметричных коэффициентов (отличающихся знаками) для элементов,

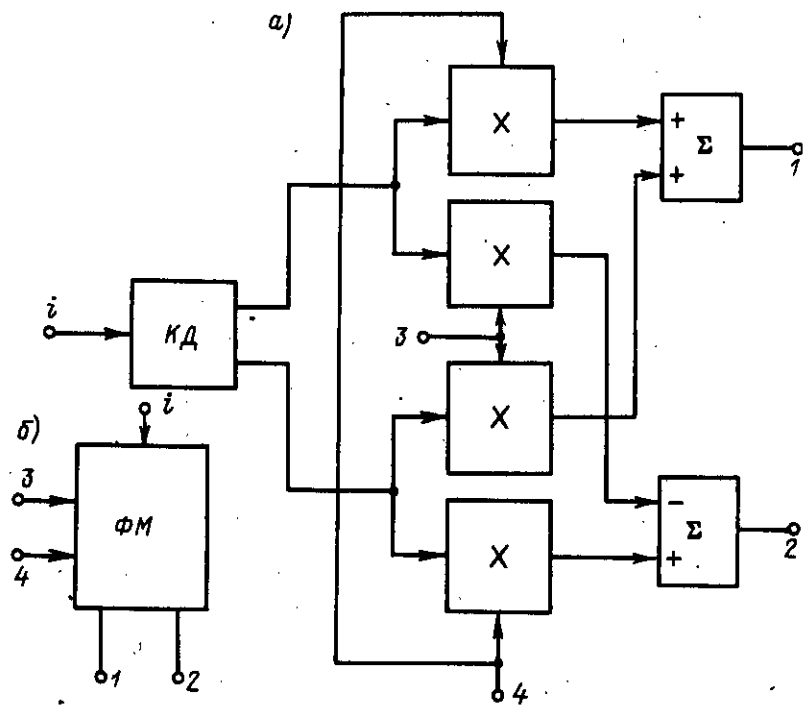


Рис. 3.30. Структурная схема фазового множителя БУФХНП фазового типа: а — структурная схема; б — условное обозначение.

1 — вход модуля; 1 — выход действительной составляющей; 2 — выход мнимой составляющей; 3, 4 — коэффициенты.

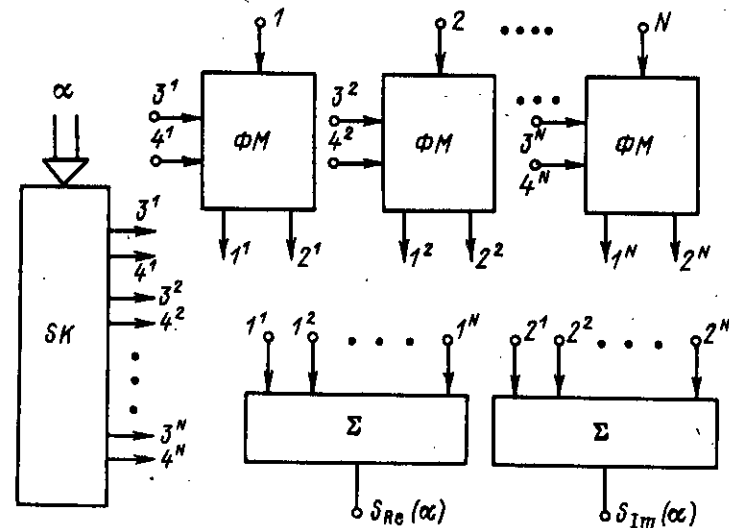


Рис. 3.31. Структурная схема БУФХНП фазового типа на основе ФМ.

находящихся на одинаковом расстоянии от оси симметрии антенны [80]. Математически это может быть показано введением фазового множителя в (3.20):

$$\psi = (N/2) \Delta\psi(\alpha). \quad (3.25)$$

Тогда с учетом (3.20), значение ХН может быть записано в виде

$$S(\alpha) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N A_k^i \exp -j(i \Delta\psi(\alpha)) \exp j \frac{N}{2} \Delta\psi(\alpha). \quad (3.26)$$

Представляя (3.26) в виде двух сумм и переходя к одним пределам суммирования  $\sum_{i=1}^{N/2}$ ; для четных  $N$  получаем

$$S_{\text{Re}}(\alpha) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N/2} (A_{\text{Re}}^i + A_{\text{Re}}^{N-2i}) \cos \frac{N-2i}{2} \Delta\psi(\alpha) - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N/2} (A_{\text{Im}}^i - A_{\text{Im}}^{N-2i}) \sin \frac{N-2i}{2} \Delta\psi(\alpha);$$

$$S_{\text{Im}}(\alpha) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N/2} (A_{\text{Im}}^i + A_{\text{Im}}^{N-2i}) \cos \frac{N-2i}{2} \Delta\psi(\alpha) + \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N/2} (A_{\text{Re}}^i - A_{\text{Re}}^{N-2i}) \sin \frac{N-2i}{2} \Delta\psi(\alpha). \quad (3.27)$$

Фазовый множитель, аналогичный приведенному на рис. 3.30, для двух симметричных элементов, реализующий алгоритмы под знаками  $\Sigma$ , показан на рис. 3.32, а, а его условное обозначение — на рис. 3.32, б. В отличие от схемы, изображенной на рис. 3.30, множитель, приведенный на рис. 3.32, обозначен как ФМС. Структурная схема БУФХНП на основе ФМС имеет вид, аналогичный приведенному на рис. 3.31. Отличие заключается только в уменьшении вдвое числа входов сумматоров и схемах ФМ с соответствующим распределением элементов антенны.

БУФХНП для случая одновременного формирования  $M_a$  ХН имеет аналогичную структуру, полностью повторяя весь объем аппаратуры для каждого канала. Соответственно увеличивается и блок SK, который должен выдавать  $2M_a(N/2)$  кодов для управления положением веера ХН. Если формируется статический веер ХН, симметричный относительно оси симметрии антенны, то можно сократить число ФМС в два раза за счет дополнительного суммирования частных произведений в (3.27). Такая возможность определяется симметрией коэффициентов для ХН, отстоящих вправо и влево от оси на одинаковый угол. Это нетрудно показать с учетом (3.27) при углах  $\pm \alpha$ :

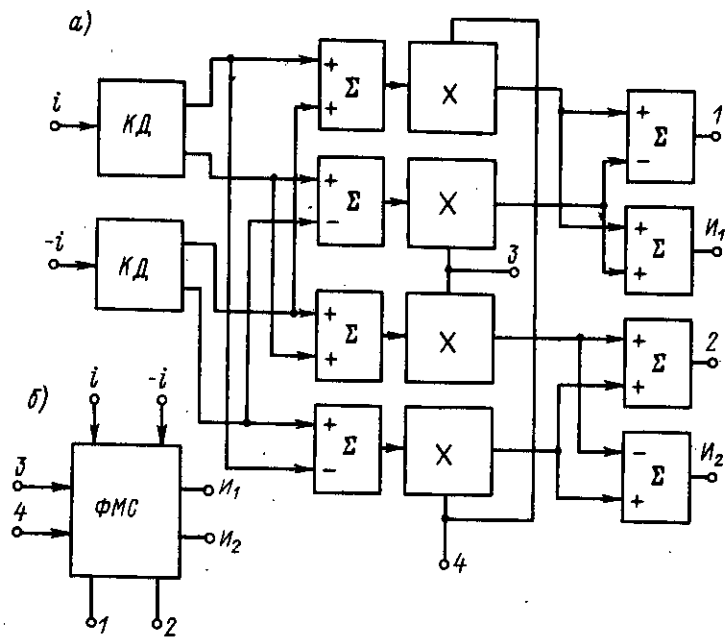


Рис. 3.32. Фазовый множитель с уменьшением вдвое числа умножителей и формированием двух зеркальных ХН одновременно.

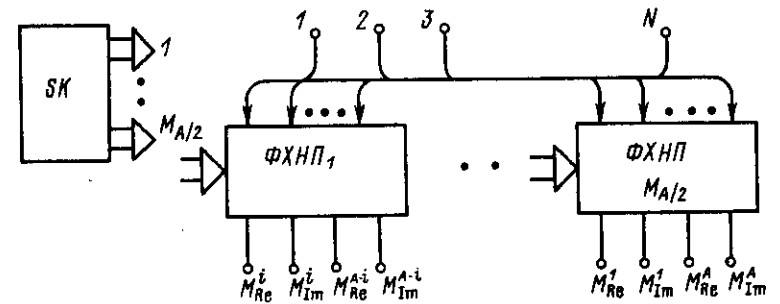


Рис. 3.33. Структурная схема БУФХНП фазового типа для формирования статического веера ХН с симметрией относительно оси антенны.

типа. Более того, из-за расширения спектра сигнала при дискретной форме представления усложняется условие работы основных схем. Главные особенности фазовых БУФХНП с дискретным сигналом определяются схемами КД. Эти особенности были рассмотрены в § 3.1. Подчеркиваем еще раз, что каких-либо явных достоинств дискретная форма представления информации в фазовых БУФХНП не имеет. Сравнивая фазовые БУФХНП с временными, можно отметить, что их достоинством является более высокая технологичность за счет отсутствия схем задержек, которые имеют ФХНП индуктивности или конденсаторы, создающие известные трудности при их изготовлении. Учитывая тенденцию улучшения параметров программируемых усилителей с цифровым управлением, можно предположить повышение конкурентоспособности фазовых БУФХНП. Но одновременно с этим следует отметить и недостатки фазовых БУФХНП ограничивающие их применение. К основным недостаткам следует отнести узкий диапазон рабочих частот и связанное с этим ухудшение параметров. Остановимся более подробно на оценке фазовых методов формирования ХН.

Как показано в [11, 35], коэффициент передачи ФХНП фазового типа имеет частотную зависимость от угла прихода сигнала

$$H(f, \alpha) = \frac{\sin \left[ \left( \frac{f}{f_0} \right) N \frac{\pi d f_0}{v} \sin \alpha \right]}{N \sin \left[ \left( \frac{f}{f_0} \right) \frac{\pi d f_0}{v} \sin \alpha \right]}, \quad (3.29)$$

где  $H(f, \alpha)$  — модуль коэффициента передачи;  $f$  — текущая частота;  $f_0$  — частота несущей (частота, на работу с которой проектируется ФХНП).

В соответствии с (3.29) ширина полосы пропускания на уровне 0,707 равна

$$F = v / (Nd \sin \alpha). \quad (3.30)$$

Допустимая полоса входного сигнала будет определяться величиной  $\alpha_{\max}$

$$F_{\text{доп}} \leq v / (Nd \sin \alpha_{\max}). \quad (3.31)$$

$$\left. \begin{aligned} S_{\text{Re}}(\pm \alpha) &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N/2} (A_{\text{Re}}^i + A_{\text{Re}}^{N-2i}) \cos \frac{N-2i}{2} \Delta \psi(\alpha) \pm \\ &\pm \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N/2} (A_{\text{Im}}^i - A_{\text{Im}}^{N-2i}) \sin \frac{N-2i}{2} \Delta \psi(\alpha); \\ S_{\text{Im}}(\pm \alpha) &= \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N/2} (A_{\text{Im}}^i + A_{\text{Im}}^{N-2i}) \cos \frac{N-2i}{2} \Delta \psi(\alpha) \pm \\ &\pm \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N/2} (A_{\text{Re}}^i - A_{\text{Re}}^{N-2i}) \sin \frac{N-2i}{2} \Delta \psi(\alpha). \end{aligned} \right\} \quad (3.28)$$

На структурной схеме ФМС (см. рис. 3.32) показаны добавочные выходы  $I_1$  и  $I_2$ , позволяющие с помощью сумматоров формировать зеркальные (инверсные) ХН, используя для их получения те же коэффициенты, что и для прямых ХН. Фактически один ФХНП формирует две ХН. Структурная схема БУФХНП фазового типа для формирования  $M_a$  ХН приведена на рис. 3.33. В рассмотренных структурных схемах БУФХНП предполагалось использование аналоговой формы информации. Дискретная форма представления информации не внесет существенных изменений в структуру ФХНП фазового

Другое ограничение на ширину полосы обусловлено эффектом, который получил название „частотное сканирование“ [11]. Физически это означает, что широкополосный сигнал  $A(t)$  с несущей частотой  $f_0$  и шириной спектра  $F$ , приходящий на антенну под углом  $\alpha_0$ , при фазовом методе даст на выходе ФХНП дискретный отклик, т. е. для частоты  $f_0$  максимум значения  $S(t, \alpha)$  придется на  $\alpha_0$ , для частоты  $f_1$  на  $\alpha_1$ , для частоты  $f_2$  на  $\alpha_2$  и т. д. При этом  $f_1, f_2, \dots$  лежат внутри спектра сигнала. В результате этого эффекта ухудшается угловое разрешение положения объекта в среде. Оценим допустимую полосу сигнала на входе ФХНП при заданной погрешности определения углового положения объекта. Если учесть, что при пространственной фильтрации фазовым методом компенсация задержек фронта прихода плоской волны производится за счет умножения на фазовый множитель, выражение для ХН (1.55) можно представить в виде [11]

$$S(\alpha, f) = \frac{\sin \left[ \frac{\pi d N}{v} (f \sin \alpha - f_0 \sin \alpha_0) \right]}{N \sin \left[ \frac{\pi d}{v} (f \sin \alpha - f_0 \sin \alpha_0) \right]} \quad (3.32)$$

Максимумы  $S(\alpha, f)$  будут в полюсах этой функции

$$(nd/v)(f \sin \alpha - f_0 \sin \alpha_0) = m, \quad (3.33)$$

где  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$

Первый полюс  $S(\alpha, f)$  будет при  $n = 0$  и он соответствует направлению основного лепестка характеристики направленности

$$\sin \alpha = (f_0/f) \sin \alpha_0. \quad (3.34)$$

Соотношение (3.34) позволяет определить действительное направление главного максимума для частоты  $f$ , отличной от расчетной  $f_0$ , при заданном угле отклонения  $\alpha_0$ . Для получения ограничения на частоту примем следующие обозначения:

$$\left. \begin{aligned} f &= f_0 + F/2; \\ \alpha &= \alpha_0 \pm Q_{0,7}/2, \end{aligned} \right\}, \quad (3.35)$$

где  $F$  — полоса изменения входного сигнала;  $Q_{0,7}$  — острота направленного действия на уровне 0,707, определяемая формулой (1.60). Подставляя эти данные в формулу (3.34), можно получить зависимость  $F = f(N, \alpha_{0 \max})$ :

$$F \leq 2f_0 \left[ \frac{\sin \alpha_{0 \max}}{\sin \left( \alpha_{0 \max} + \frac{Q_{0,7}}{2} \right)} - 1 \right]. \quad (3.36)$$

Анализ неравенств (3.31) и (3.35) показывает, что условие (3.31) является более сильным. На рис. 3.34 приведены графики зависимости допустимого отклонения частоты входного сигнала от числа элементов для коэффициентов передачи и смещения максимума. Как видно из рисунка, для больших антенн с малым числом  $N$  ограничения на ширину полосы рабочих частот не очень жесткие. Но при большом числе  $N$  при уменьшении длительности излучаемых импульсов, введении частотной модуляции возможности фазовых ФХНП уступают другим типам ФХНП. Наряду с этим существуют способы улучшения параметров фазовых ФХНП. Эти методы широко распространены в радиолокации, где фазовые ФХНП являются часто единственными типами ФХНП активных систем, называемых фазированными антенными решетками (ФАР). Из выражения (3.31) и рис. 3.34 следует, что ширина полосы пропускания обратно пропорциональна числу элементов антенны. Широкополосные ФХНП фазового типа используют это свойство. Вся антенна или решетка разбивается на подрешетки с меньшим числом  $N$ . Это дает расширение полосы пропускания подрешетки. Выделенные подрешетки объединяются с помощью временного ФХНП, который в принципе является частотно независимым. В соответствии с принципом суперпозиции, по теореме умножения (1.9) ХН направленности такой антенны идентична ХН до разделения, а полоса пропускания должна увеличиться до полосы пропускания подрешетки. Структурная схема улучшенного фазового БУФХНП приведена на рис. 3.35. Управление подобным ФХНП должно осуществляться на уровнях обеих ФХНП, входящих в его состав [35, 69].

Разбиение антенны на подрешетки часто приводит к ухудшению результирующей характеристики системы из-за так называемых дифракционных лепестков высших порядков, которые возрастают при изменении рабочей частоты  $f$  по отношению к несущей  $f_0$ . Разбиение на подрешетки радиосильно построению пространственного фильтра временного типа с расстоянием между элементами, значительно большим, чем в антенне. Тогда при больших расстояниях между центрами подрешеток в диапазоне действительных углов излучения появляется значительное число дифракционных максимумов высших порядков. Характеристики направленности БУФХНП типа изображенного на рис. 3.35 приведены на рис. 3.36. На рис. 3.36, а показана характеристика направленности подрешетки (сплошная линия) и смещенная характеристика при изменении частоты принимаемого сигнала (пунктирная линия). На рис. 3.36, б приведены дифракционные максимумы высших порядков. При  $f = f_0$  все паразитные максимумы подавляются, так как попадают на нули ХН (см. рис. 3.36, а).

Но при смещении частоты ХН подрешетки смещается и нарушается условие подавления этих максимумов, рис. 3.36, в иллюстрирует это. Существуют различные способы борьбы с уменьшением числа дифракционных максимумов [11, 48]. Одним из них является уменьшение размеров подрешетки, но он вызывает рост объема временного ФХНП, что не всегда желательно. Второй способ связан с разбиением антенны на подрешетки различного размера, что уменьшает суммарное действие максимумов, но увеличивает их число.

В заключение отметим, что фазовые ФХНП по сложности аналогичны временным ФХНП, но более технологичны. Наилучшей областью их применения является область небольших антенн с приемом узкополосных сигналов.



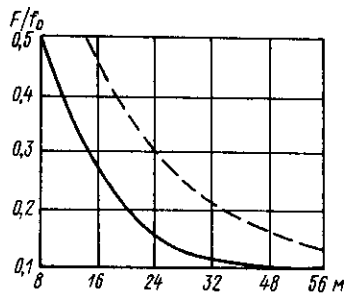


Рис. 3.34. График зависимости полосы пропускания фазового БУФХНП от числа элементов антенны.

— коэффициент передачи;  
 - - - частотное сканирование  
 $\alpha_s = 30^\circ$

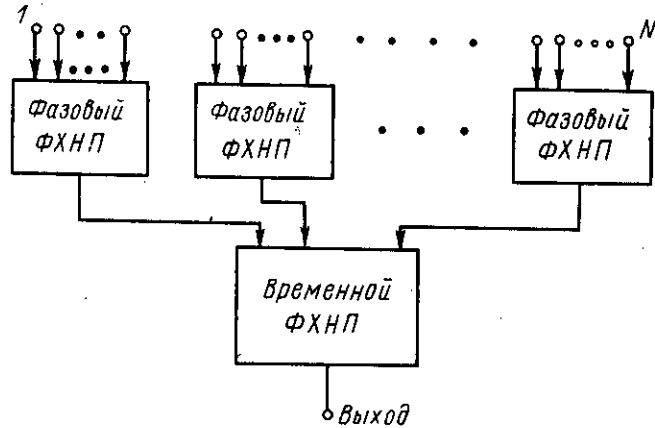


Рис. 3.35. Структурная схема фазового БУФХНП с улучшенными частотными свойствами.

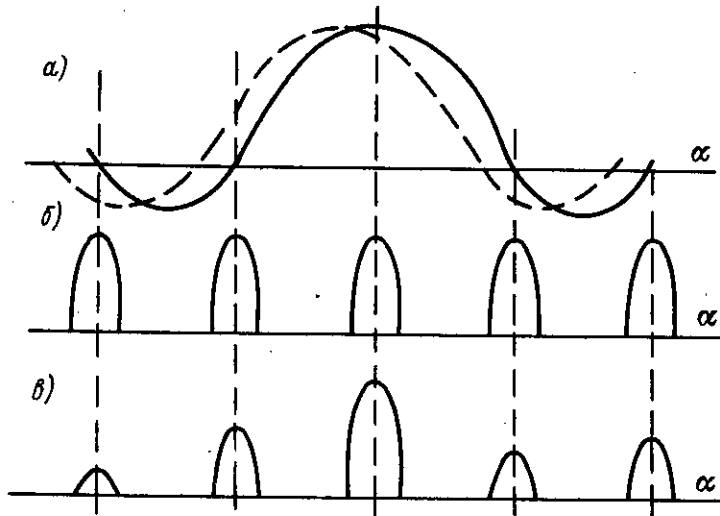


Рис. 3.36. Характеристики направленности, формируемые БУФХНП, изображенные на рис. 3.35.

Но модификации фазовых ФХНП позволяют строить БУФХНП с параметрами, сравнимыми с параметрами временных БУФХН в широком диапазоне углов сканирования и полосы пропускаемых частот.

### § 3.5. БУФХНП антенн сложных форм

Как отмечалось в гл. 1, антенны сложных (по отношению к прямоугольной решетке) форм позволяют осуществлять сканирование ХН без значительного ухудшения ее основных параметров. Но при этом число элементов антенны сложной формы, участвующих в обрезании ХН, всегда меньше аналогичного числа элементов линейной антенны при одинаковых длинах базы. Поэтому на оси симметрии ХН линейная антенна всегда имеет более высокие параметры. В гл. 1 было показано, что для нормальной работы антенны сложной формы необходимо иметь компенсирующее устройство (КУ) (см. рис. 1.30), которое должно располагаться между антенной и ФХН. Задержка в каждом канале КУ зависит от размеров антенны, ее формы и шага по углу или поверхности между соседними элементами антенны. Это говорит о том, что КУ должно рассчитываться на каждый тип сложной антенны отдельно. Например, для цилиндрической антенны (см. рис. 1.5) задержка в каждом канале может быть получена с помощью несложных расчетов, которые поясняются рис. 3.37. Для создания КУ задержка в каждом канале должна быть пропорциональна расстоянию, которое отделяет элемент антенны данного канала от касательной, проведенной в точке А. Времена задержки  $\tau_i^K$  пропорциональны расстояниям  $AA_1, AA_2, AA_3, \dots, AA_{n-1}$ . Если принять,

2

что элементы цилиндрической антенны с радиусом  $R$  расположены с шагом по углу, равным  $\alpha_K$ , и в формировании характеристики направленности участвует нечетное число элементов  $n$ , которые разделены по оси симметрии так, что элемент в точке А имеет нулевой номер, то задержка в каналах КУ ( $\tau^K$ ) справа от оси симметрии может быть записана в виде

$$\tau_i^K = \frac{R}{v} \left[ \cos(i\alpha_K) - \cos\left(\frac{n-1}{2}\alpha_K\right) \right], i = 0, 1, 2 \dots (n-1)/2. \quad (3.37)$$

При четном числе элементов аналогичная формула будет иметь вид

$$\tau_i^K = \frac{R}{v} \left[ \cos\left(\frac{i-1}{2}\alpha_K\right) - \cos\left(\frac{n-1}{2}\alpha_K\right) \right], i = 1, 2 \dots n/2. \quad (3.38)$$

В каналах слева от оси симметрии величины задержек аналогичны. Принципиальная схема такого КУ представляет собой набор  $n$  линий задержки. Величина задержки в каналах  $i$  и  $-i$  определяется формулой (3.37). Как было показано в гл. 1, если в антенне, приведенной на рис. 3.37, формируется

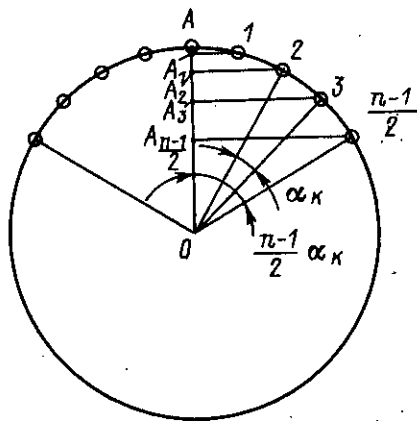


Рис. 3.37. Условия определения времени задержки в канале компенсирующего устройства.

одна сканируемая с помощью коммутатора ХН, то можно объединить на сумматоре симметричные относительно точки  $A$  каналы и уменьшить вдвое число каналов задержки в КУ. Если идти по пути уменьшения объема линии задержки в КУ, то можно рассматривать случай, создания последовательного КУ, когда задержка в нулевом элементе, являющаяся самой большой, разбивается на части, к которым через сумматоры подключаются другие каналы. Структурная схема такого КУ при нечетном  $n$  с учетом симметрии элементов относительно оси  $OA$  приведена на рис. 3.38. Между двумя сумматорами включаются линии с неодинаковыми временами задержки. Используя формулу (3.37), нетрудно получить значение задержки между отдельными сумматорами:

$$\Delta\tau_i^k = \frac{2R}{v} \sin \frac{\alpha_k}{2} \sin \left( \frac{2i+1}{2} \alpha_k \right), i = 1, 2 \dots (n-1)/2. \quad (3.39)$$

При четном  $n$  величина задержки определится как

$$\Delta\tau_i^k = \frac{R}{v} \sin i \alpha_k \sin \alpha_k. \quad (3.40)$$

Аналогичные формулы могут быть легко получены и для антенн других форм.

При использовании аналоговой формы представления информации построение КУ не вызывает особых затруднений в связи с тем, что подобрать нужную нерегулируемую задержку с помощью электромагнитных линий можно достаточно просто. При дискретной форме представления информации процесс построения КУ усложняется. Индивидуальность задержек в каждом канале требует повышенной частоты квантования входных сигналов. В этом случае можно рассматривать вопрос об использовании коммутационного способа реализации сдвига сигнала (см. рис. 3.27). Если распределитель импульсов (ПИ) этой схемы сделать так, что он будет выдавать импульсы на отдельных выходах через неодинаковые промежутки времени, определяемые формулой (3.39), и величина  $\tau_0^k$  из (3.37) или  $\tau_1^k$  (3.38) не будут больше  $1/2f$  (где  $f$  — частота принимаемого сигнала), то подключив такое КУ на выходы сумматоров схемы, приведенной на рис. 3.38, можно удовлетворить условиям формирования ХН. ПИ в этом случае может выполняться на основе цепочки ждущих мультивибраторов, которые запускаются внешним импульсом, определяющим частоту квантования входного сигнала. Задержки мультивибраторов различны и соответствуют (3.39), (3.40).

Если число элементов антенны невелико, то угол сканирования ХН в ряде случаев может быть недопустимо большим. Тогда для перекрытия всего сектора обзора используют гибридное управление: большой угол сканирования обеспечивается за счет коммутации, а внутри этого угла изменение ХН происходит за счет ФХН одного из видов, описанных выше. Рассмотрим особенности таких формирователей ХН. При этом ограничимся рассмотрением направленности в одной плоскости. Примем, что антенна сложной формы имеет общее число элементов в одной плоскости, равное  $N$ . Из этого числа одновременно в образовании ХН участвуют  $n$  элементов. Структурная схема такой системы приведена на рис. 3.39. На структурной схеме можно выделить три части: коммутатор, компенсирующее устройство и ФХН с малым дискретом угла сканирования. Дешифратор коммутатора имеет  $N - n$  выходов, а аналоговые мультиплексоры  $N - n$  входов, которые подсоединены к элементам антенны со сдвигом на один элемент. Это означает, что первый вход  $AMS_1$  подсоединяет к первому элементу антенны, а такой же вход  $AMS_2$  — ко второму элементу и т. д. Все мультиплексоры управляются одним дешифратором, который одним выходом подсоединяет  $n$  AMS к КУ, имеющему  $n$  входов. КУ выравнивает фронт волны антенны сложной формы. В структуре (см. рис. 3.39) КУ должно иметь самый общий вид, т. е. состоять из  $n$  линий задержки. Из всех типов линий задержки в КУ могут использоваться только аналоговые линии. Применение дискретных линий

маторам включаются линии с неодинаковыми временами задержки. Используя формулу (3.37), нетрудно получить значение задержки между отдельными сумматорами:

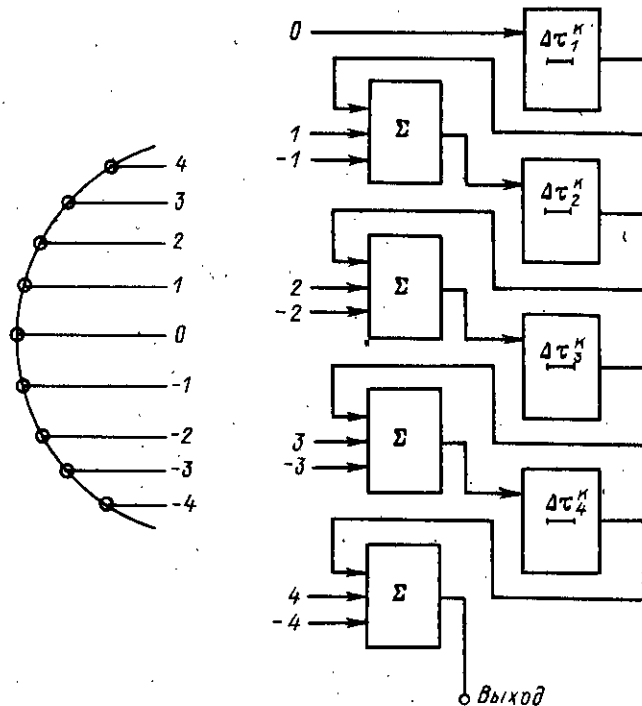


Рис. 3.38. Структурная схема компенсирующего устройства с учетом симметрии элементов цилиндрической антенны.

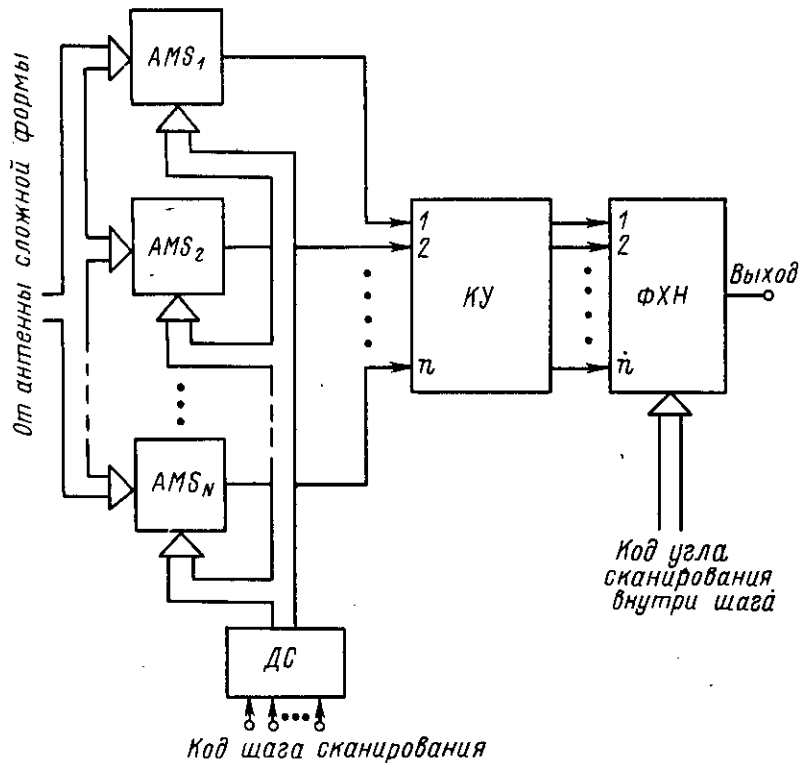


Рис. 3.39. Структурная схема БУФХНП антенны сложной формы.

затруднено в связи с большими частотами квантования входного сигнала для удовлетворения условиям выбора величин задержек. Задержки КУ нельзя совместить с задержками ФХН с целью экономии в связи с тем, что производная изменения этих задержек от элемента к элементу антенны меняет знак. Выходы КУ подключаются к ФХН, который сканирует характеристику в пределах шага сканирования коммутатора.

При формировании веера приемных ХН возможны два случая. Первый случай относится к ситуации, когда все приемные ХН расположены внутри шага сканирования, получаемого с помощью коммутатора. Тогда задача одновременного формирования нескольких ХН заключается в создании ФХН с множеством выходов. Вопросы построения таких формирователей рассматривались выше. Второй случай связан с формированием нескольких ХН, расположенных и за пределами большого угла сканирования. Весь веер ХН разбивается на группы, каждая из которых расположена внутри больших углов сканирования. Число групп обозначим  $\Delta l$ . Тогда структурная схема БУФХН усложняется. На каждую группу формируемых ХН необходимы свои независимые КУ и ФХН в связи с тем, что входные сигналы этих каналов формирования отличаются друг от друга. Увеличивается число AMS. Число

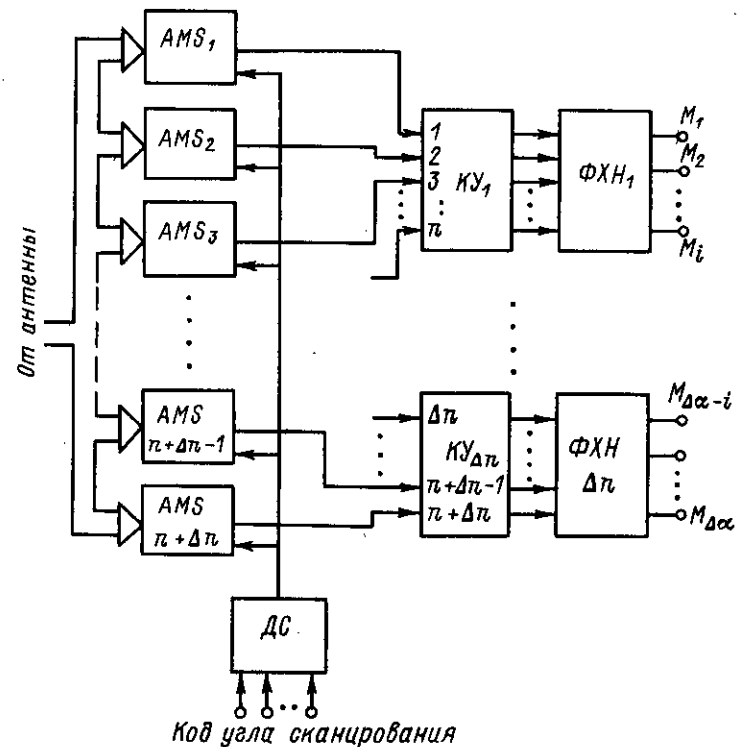


Рис. 3.40. Структурная схема БУФХНП антенны сложной формы с формированием множества ХН.

добавляемых AMS равно  $\Delta l$ . Оно зависит от максимального угла веера одновременно формируемых ХН. Каждое из  $\Delta l$  КУ и ФХН имеет  $n$  входов, но они подсоединены к  $n + \Delta l$  выходам мультиплексоров со смещением.

Структурная схема БУФХН антенны сложной формы с формированием множества ХН внутри и за пределами большого угла сканирования приведена на рис. 3.40. Для управления веером ХН можно использовать один дешифратор на  $n + \Delta l$  выходов. Выходы ДС подсоединены к AMS со сдвигом так же, как и в случае одного ФХН. Каждый ФХН имеет  $n$  входов и  $M_i$  выходов. В принципе в статическом режиме ФХНП не требуют управления, но если необходимо плавное изменение положения ХН (например, в задачах стабилизации диаграммы), то тогда все ФХНП должны управляться от одного входа.

### § 3.6. Блоки формирования характеристик направленности по двум координатам

Все рассмотренные ранее ФХН обеспечивали направленные свойства в одной плоскости. При этом предполагалось, что характеристика не обладает направленными свойствами в плоскости, перпендикулярной к рассматриваемой.

Но при использовании антенных решеток, как прямоугольных, так и более сложных форм, ХН будет обладать направленными свойствами по двум углам ( $\alpha$  и  $\varphi$ ). Пример такого БУФХНП приведен на рис. 1.25.

В качестве основных вариантов БУФХНП выбраны три типа антенны: 1) прямоугольной решетки; 2) цилиндрической антенны; 3) сферической антенны.

БУФХНП для прямоугольной решетки. Если имеется прямоугольная решетка размерами  $n \times m$  элементов, то при создании блока управления можно рассматривать большое число вариантов обзора пространства, среди которых выберем основные. К таким вариантам можно отнести следующие:

1) Для одиночной ХН: а) ХН изменяет положение по углам  $\alpha$  и  $\varphi$ ; б) ХН постоянна по углу  $\varphi$  и изменяется по  $\alpha$ .

2) Вектор ХН, расположенных в одной плоскости: а) ХН постоянны по  $\alpha$  и  $\varphi$ ; б) ХН постоянны по  $\alpha$  и изменяются по  $\varphi$ .

3) Вектор ХН, расположенных в нескольких плоскостях, постоянных по углам  $\alpha$  и  $\varphi$ .

На рис. 1.25 показан случай формирования одиночной ХН, сканируемой по двум углам —  $\alpha$  и  $\varphi$ . Фактически объем оборудования может быть оценен как

$$\Phi_{\phi} = \Phi_{\alpha} m t + \Phi_{\varphi} t, \quad (3.41)$$

где  $\Phi_{\phi}$  — объем оборудования БУФХНП для двух углов;  $\Phi_{\alpha}$  — объем оборудования для формирования частной ХН с возможным сканированием по  $\alpha$ , отнесенный к одному входу формирователя;  $\Phi_{\varphi}$  — объем оборудования для формирования ХН в плоскости  $\varphi$ , отнесенный к одному входу формирователя.

Кроме структуры, приведенной на рис. 1.25, возможен и другой вариант когда перед антенной стоят  $n$  ФХН с управлением по  $\varphi$  и один ФХН с управлением по  $\alpha$  (рис. 3.41). Для этой структуры объем оборудования может быть выражен в виде

$$\Phi'_{\phi} = \Phi_{\varphi} m t + \Phi_{\alpha} n. \quad (3.42)$$

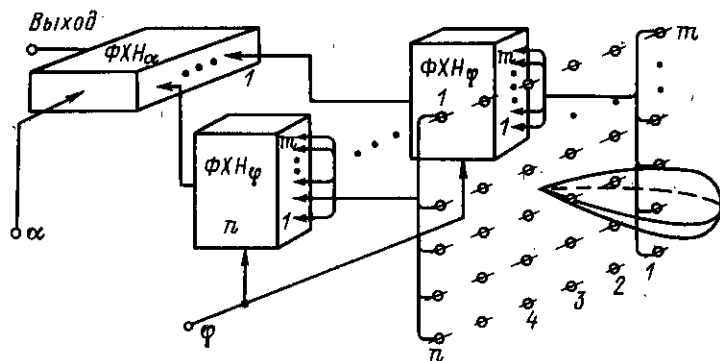


Рис. 3.41. Структурная схема БУФХНП с управлением ХН в двух плоскостях.

Представляет интерес качественная оценка объема оборудования для двух возможных структур. Для этого проведем анализ условия, когда  $\Phi_{\phi} > \Phi'_{\phi}$ . С учетом (3.41) и (3.42) нетрудно выразить это условие в виде

$$\left( \frac{\Phi_{\alpha}}{\Phi_{\varphi}} - 1 \right) m t > \frac{\Phi_{\alpha}}{\Phi_{\varphi}} n - m. \quad (3.43)$$

Если разрешить неравенство (3.43) относительно  $n$ , то можно получить условие

$$m > \frac{\Phi_{\alpha}/\Phi_{\varphi}}{\Phi_{\alpha}/\Phi_{\varphi} - 1 + 1/n}. \quad (3.44)$$

Для большинства антенных решеток  $n > 10$ , что позволяет пренебречь последним слагаемым в знаменателе (3.44)

$$m > \frac{\Phi_{\alpha}/\Phi_{\varphi}}{(\Phi_{\alpha}/\Phi_{\varphi}) - 1}. \quad (3.45)$$

Проведем анализ двух возможных структур с использованием полученных соотношений. Если углы сканирования  $\alpha$  и  $\varphi$  равны и одинакова точность установления ХН по этим углам, то  $\Phi_{\alpha} \approx \Phi_{\varphi}$ . Как следует из формулы (3.45), структура, приведенная на рис. 1.25, будет иметь в этом случае выигрыш по оборудованию. Но на практике чаще всего сектор обзора в горизонтальной плоскости  $\alpha$  больше сектора обзора в вертикальной плоскости  $\varphi$ . То же самое можно сказать и о точности установки этих углов. Это говорит о том, что чаще всего  $\Phi_{\alpha} > \Phi_{\varphi}$  и структура, приведенная на рис. 3.41 в большинстве случаев предпочтительнее структуры, изображенной на рис. 1.25. Например, если  $\Phi_{\alpha}/\Phi_{\varphi} = 1,5$ , то, как следует из (3.45), уже при  $m > 3$  структура, представленная на рис. 3.41 предпочтительнее.

Если рассматривать вариант 1б, когда ХН имеет постоянное значение угла  $\varphi$ , то структура, приведенная на рис. 3.41, получает неоспоримые преимущества перед структурой, изображенной на рис. 1.25, за счет упрощения ФХН $_{\varphi}$  и снижения величины  $\Phi_{\varphi}$ . В случае равенства нулю величины постоянного угла  $\varphi$  ФХН $_{\varphi}$  вырождаются в многовыходные сумматоры и получаемый структурой, представленной на рис. 3.41, выигрыш максимален.

В случае получения векра ХН, статических по углам  $\alpha$ ,  $\varphi$  и расположенных в одной плоскости (чаще всего в плоскости угла  $\alpha$ ), структурная схема БУФХНП без антенны будет иметь вид, изображенный на рис. 3.42. Если угол  $\varphi = \text{const}$ , то вполне однозначно можно сказать, что  $\Phi_{\alpha} > \Phi_{\varphi}$ , так как объем оборудования ФХН $_{\alpha}$  для  $M_{\alpha}$  характеристик будет примерно в  $M_{\alpha}$  раз больше, чем для одной ХН, что приведет к росту  $\Phi_{\alpha}$  примерно в  $M_{\alpha}$  раз. Таким образом, структура, приведенная на рис. 3.42, будет оптимальной по сравнению с возможной структурой, когда  $m$  многовыходных ФХН $_{\alpha}$  стоят перед антенной, а во втором уровне имеется  $n$  формирователей по  $\varphi$ .

Если вектор ХН, расположенных в плоскости угла  $\alpha$ , одновременно меняет положение по углу  $\varphi$  (вариант 2б), то это приводит к усложнению ФХН $_{\varphi}$  (см. рис. 3.42). Но даже в этом случае можно для большинства ситуаций

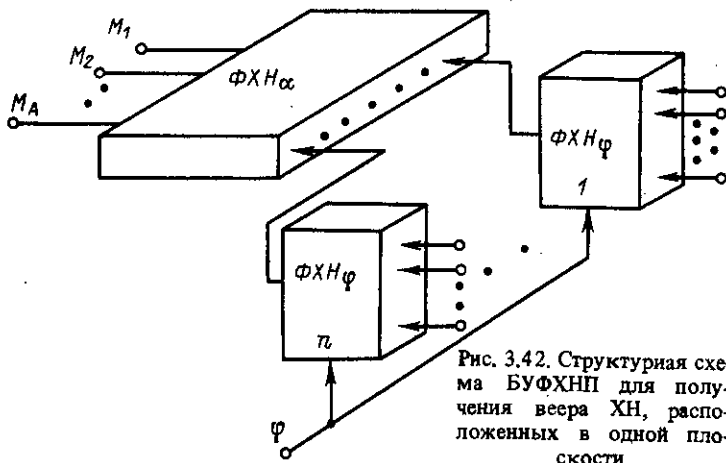


Рис. 3.42. Структурная схема БУФХНП для получения веера ХН, расположенных в одной плоскости.

рекомендовать схему, изображенную на рис. 3.42, как основную, так как для реальных значений  $\varphi$  и шага сканирования по  $\varphi$  неравенство  $\Phi_a > \Phi_\varphi$  сохраняется.

Если БУФХНП формирует веер ХН, расположенных в нескольких плоскостях, то выбор структуры также определяется соотношениями между  $\Phi_a$  и  $\Phi_\varphi$ , но не является таким однозначным, как в предыдущих случаях. Но если число ХН, лежащих в плоскости угла  $a$ , больше соответствующего числа для угла  $\varphi$  (что чаще всего бывает на практике), то структура, приведенная на рис. 3.43, будет предпочтительнее других возможных вариантов. БУФХНП, изображенный на рис. 3.43, формирует веер из  $M_a$  ХН, расположенных в  $M_{all}$  уровнях. В каждом уровне находится  $i$  ХН.

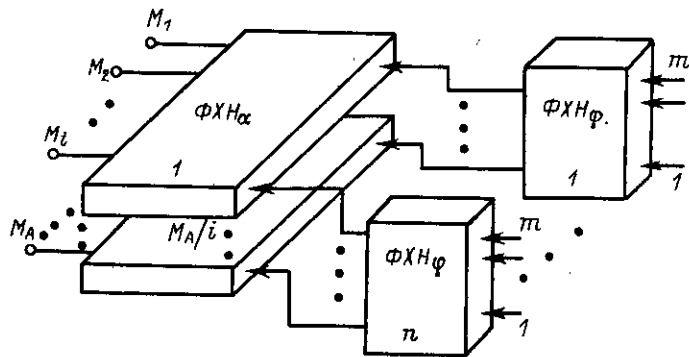


Рис. 3.43. Структурная схема БУФХНП для получения веера ХН, расположенных в нескольких плоскостях.

БУФХНП для цилиндрической решетки. В случае цилиндрической решетки можно, по аналогии с прямоугольной решеткой, рассматривать несколько вариантов формирования ХН, среди которых выделим следующие:

1) Для одиночной ХН в одном из трех секторов: а) ХН изменяет положение по  $a$  ступенчато, а по  $\varphi$  — плавно; б) ХН изменяет положение по  $a$  ступенчато и плавно, а по  $\varphi$  — плавно; в) ХН изменяет положение по  $a$  ступенчато и постоянна — по  $\varphi$ ; г) ХН изменяет положение по  $a$  ступенчато и плавно, а постоянна — по  $\varphi$ .

2) Веер ХН, расположенных в плоскости  $a$ : а) ХН постоянны по  $a$  и  $\varphi$ ; б) ХН постоянны по  $a$  и изменяются по  $\varphi$ .

3) Веер ХН, расположенных в нескольких плоскостях, постоянных по углам  $a$  и  $\varphi$ .

Основной особенностью БУФХНП для цилиндрической решетки является перераспределение величин  $\Phi_a$  и  $\Phi_\varphi$ . Как отмечалось в гл. 1 и § 3.5, для формирования ХН в плоскости угла  $a$  необходим электронный коммутатор аналоговых сигналов, компенсирующее устройство и ФХН для управления ХН в пределах малых углов. Сложность этих узлов блока приводит к тому, что чаще всего  $\Phi_a > \Phi_\varphi$ . Тогда для случая формирования одной ХН наиболее приемлемой структурой в соответствии с формулой (3.45) будет структура, приведенная на рис. 3.41, когда в первой от антенны ступени располагается ФХНП по углу  $\varphi$ . Эта структура будет иметь преимущества даже при реализации вариантов 1а и 1б на современной элементной базе. Но, если будут разработаны БИС электронных коммутаторов специально для решеток, то этот вывод может быть пересмотрен. На структурной схеме, приведенной на рис. 3.44, показан БУФХНП цилиндрической решетки при формировании одиночной ХН. Имеется  $n$  (по числу элементов по окружности) ФХН $_\varphi$  с общей шириной управления. На вход ФХН $_\varphi$  подаются сигналы от  $m$  элементов антенны, расположенных по образующей цилиндра. Выходы всех ФХН $_\varphi$  поступают на  $n$  входов ФХН $_\alpha$ , который имеет КУ, ЭК и обозначается как ЦФХН $_\alpha$ . Несмотря на то, что в такой структуре необходимо  $n$  ФХН $_\varphi$ , ее использование чаще всего бывает предпочтительнее. Это связано с тем, что пределы изменения угла  $\varphi$  обычно меньше пределов изменения по  $a$ , что снижает величину  $\Phi_\varphi$  и в соответствии с формулой (3.45) схема, изображенная на рис. 3.44, оказывается предпочтительнее. Если  $\varphi = \text{const}$ , то ФХН $_\varphi$  еще больше упрощается и соответственно снижается величина  $\Phi_\varphi$ . При  $\varphi = 0$  ФХН $_\varphi$  вырождаются в многоходовые сумматоры.

Если БУФХНП формирует веер ХН, то структура блока не изменяется. В цилиндрической антенне формирование новой ХН требует практически дополнительного ФХН $_\alpha$ , так как необходим коммутатор и индивидуальный компенсатор. А вот ФХН $_\varphi$  при увеличении числа выходов может иметь экономно оборудования, что еще больше усилит неравенство  $\Phi_a > \Phi_\varphi$  и согласно (3.45) преимущества структуры типа приведенной на рис. 3.44 возрастут. При формировании веера ХН на структурной схеме, изображенной на рис. 3.44, добавляются ЦФХН $_\alpha$  по числу ХН в веере или происходит усложнение ЦФХН $_\alpha$ , если отдельные ХН расположены внутри большого угла сканирования.

Если БУФХНП формирует веер ХН, расположенных в разных плоскостях по  $\varphi$ , то структурная схема, приведенная на рис. 3.44, должна иметь ФХН $_\varphi$

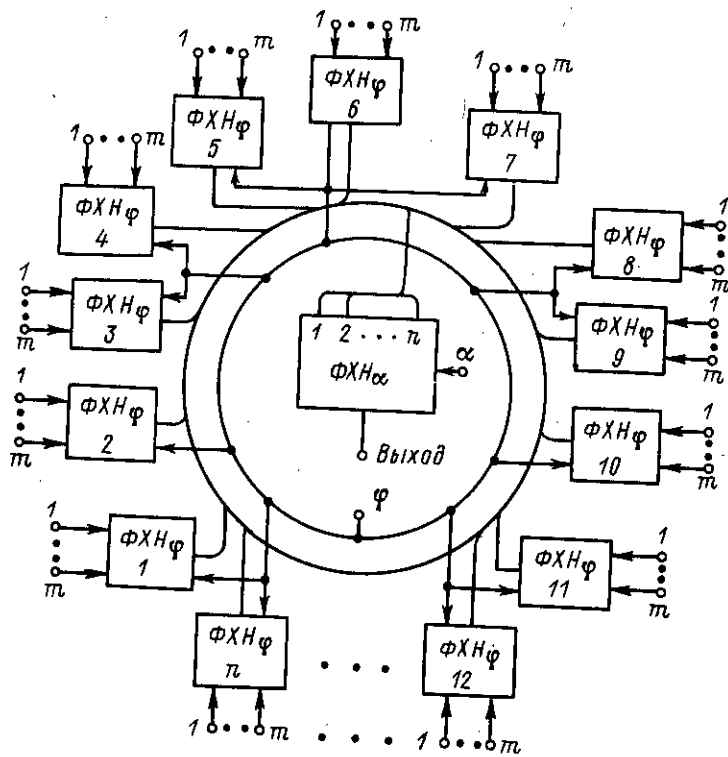


Рис. 3.44. Структурная схема БУФХНП для цилиндрической решетки при формировании одиночной ХН.

с несколькими выходами, соответствующими углам расположения части веера ХН.

**БУФХНП для сферической антенны.** Сферические антенны позволяют проводить обзор пространства во всех направлениях. Это говорит о том, что углы сканирования  $\alpha$  и  $\varphi$  примерно одинаковы и одинакова точность установки этих углов. При таких условиях выбор структуры БУФХН может быть произвольным. В начале (перед антенной) могут стоять ФХН $_{\varphi}$ , а потом ФХН $_{\alpha}$ , или наоборот. Отметим также, что формирователи по двум углам имеют одинаковый состав оборудования, включая индивидуальные компенсирующие устройства.

Если предположить, что по меридиану сферической антенны размещено  $n$  элементов и меридианы расположены с аналогичным шагом по углу, то трудно показать, что общее число элементов антенны равно  $n^2$ .

Для формирования одной ХН необходимо  $n$  ФХН $_{\varphi}$ , которые имеют по  $n$  входов каждый, подключенных к элементам, расположенным на одном меридиане. Выходы этих  $n$  ФХН $_{\varphi}$  служат источниками сигналов для ФХН $_{\alpha}$  второго уровня. Если в плоскости угла  $\alpha$  необходимо сформировать веер ХН, то число ФХН второго уровня растет пропорционально числу ХН в веере. Если веер ХН расположен в двух плоскостях, то оборудование первого уровня

увеличивается во столько раз, в скольких уровнях плоскости угла  $\varphi$  расположен веер. Например, если необходимо сформировать веер с числом ХН в плоскости угла  $\varphi$ , равным  $m_c$ , а в плоскости угла  $\alpha$ , равным  $n_c$ , то число ФХН $_{\varphi}$  будет равно  $n m_c$ , а число ФХН $_{\alpha}$  —  $n_c m_c$ .

Если необходимо формировать такие веера ХН в нескольких направлениях, то оборудование растет пропорционально.

Структурная схема БУФХНП для сферической антенны при формировании одной ХН совпадает со структурой, изображенной на рис. 3.44, за исключением того факта, что в самом общем случае управление по  $\varphi$  ФХН первого уровня может быть индивидуальным для каждого формирователя и число входов его равно  $n$ .

Рассмотрение структуры БУФХНП сферической антенны показывает, что с ростом числа ХН объем оборудования растет очень быстро. Основной проблемой следует считать создание экономичного аналогового коммутатора для ФХН. Большое число входов коммутатора и самих коммутаторов делают эту проблему основной при построении БУФХНП.

## БЛОКИ ЭЛЕКТРОННОГО УПРАВЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ НАПРАВЛЕННОСТИ ПРИ ИЗЛУЧЕНИИ

### § 4.1. Структуры цифровых БУФХН при излучении

БУФХНИ разделяются на аналоговые и цифровые. В связи с тем, что структуры цифровых БУФХНИ являются более общими, уделим основное внимание этому типу блоков. Основные задачи построения БУФХНИ заключаются в следующем. БУФХНИ должен иметь возможность управления амплитудой излучаемого сигнала для получения нужной формы ХН [73]. Система должна обеспечивать заданное распределение фаз излучаемых сигналов для формирования направления излучения и нормальную работу при излучении сигналов с линейной частотной модуляцией, фазовой манипуляцией [33]. Увеличение скорости обзора пространства предполагает в некоторых режимах сканирование ХН в течение одного импульса в больших секторах [33].

Все структуры БУФХНИ при излучении можно разделить на две группы: параллельные и последовательные. Такое разделение соответствует фазовому и временному методам формирования ХН. При фазовом методе имеется  $N$  (по числу элементов антенны) генераторов, работающих на одной и той же частоте, но с разными фазами выходных сигналов. Изменение фазы вызывает изменение положения ХН. Временной метод предполагает наличие линий задержки, от отводов которых сигналы идут на усилители мощности элементов антенны. Меняя положение отвода синхронно у всех элементов, можно обеспечить требуемый угол сканирования [7, 20, 27, 37, 56, 69, 88, 93].

Остановимся на общих проблемах построения БУФХНИ, которые определяются методами формирования ХН. При фазовом методе все генераторы отдельных элементов работают одновременно, что повышает надежность по внезапным отказам и облегчает задачу формирования радиоимпульса заданной длительности. Но одновременное начало излучения колебаний со всех элементов приводит к появлению переходных процессов. Для устранения этого недостатка желателен режим последовательного запуска генераторов и последовательной их остановки. Фазы излучаемых сигналов устанавливаются перед началом излучения. Если есть необходимость сканирования ХН в процессе излучения, то такие системы требуют текущей коррекции фазы, что вызывает увеличение оборудования и повышение скорости работы отдельных блоков. Частотная модуляция излучаемого сигнала должна сопровождаться коррекцией фазы каждого генератора. Как будет показано ниже, закон изменения фазы отличается от линейного, что ужесточает требования к цепям управления.

Временной метод не имеет большинства недостатков фазового. В этом случае меандр излучаемого сигнала квантуется тактирующими импульсами  $f_T$ ,

период напряжения которых определяет квант фазы или точность установки фазы в отдельных генераторах. Сканирование при излучении можно производить путем изменения времени задержки. Так как задержка реализуется на сдвигающих регистрах, то это требует только изменения частоты импульсов тактирования  $f_T$ . При изменении частоты излучаемых сигналов нет необходимости в какой-либо коррекции фазы. Но возникают новые проблемы. Снижается надежность по внезапным отказам. Выход из строя ячейки сдвигающего регистра отключает все элементы антенны после него. Сдвигающий регистр фактически задерживает только фронт излучаемого сигнала наполнения радиоимпульсов, не сохраняя его длительность. Это говорит о том, что информация о скважности не передается. Если частота излучения постоянна, то можно на каждом отводе сдвигающего регистра поставить ждущий мультивибратор, длительность импульса которого равна требуемой. Сигнал с выхода мультивибратора будет иметь нужную задержку и длительность. Но при частотной модуляции длительность должна изменяться, иначе это приведет к изменению скважности импульсов наполнения. Стабильность длительности импульсов мультивибраторов также невысока. Все это говорит о том, что длительность излучаемого сигнала будет отличаться от требуемой на единицы или десятки процентов. А изменение длительности влияет на излучаемую мощность даже при слабых резонансных свойствах излучающих элементов антенны. В итоге это приведет к появлению дополнительных распределений амплитуд, к изменению формы ХН, а при линейной частотной модуляции и к амплитудной модуляции огибающей излучаемого импульса. Возможным выходом из этого положения является использование двух сдвигающих регистров: один задерживает передний фронт, а второй — задний. Но количество оборудования увеличивается при этом вдвое, и, как было показано в гл. 2, длительность импульса на выходе может изменяться на величину двух периодов тактирующих сигналов с частотой  $f_T$ .

Сигнал излучаемого импульса, задерживаемый сдвигающим регистром с тактовой частотой  $f_T$ , имеет свою частоту, которая не когерентна с частотой сдвига. В результате при линейной частотной модуляции возникает квантование модуляционной характеристики (см. § 2.3) с использованием полностью нулевого порядка, что усложняет процессы при излучении и ухудшает результаты обработки сигнала при приеме.

Отмеченные особенности позволяют синтезировать структуры БУФХНИ в зависимости от используемого метода формирования. В качестве первого шага с целью упрощения рассмотрим структуры БУФХНИ для линейных антенн, а особенности построения СЭУХН для решеток и сложных антенн будут проанализированы отдельно.

Структурная схема БУФХНИ с использованием фазового метода формирования приведена на рис. 4.1. Основу системы составляют цифровые генераторы (ЦГ), которые формируют меандры заданной частоты и фазы. Начальная фаза излучаемых колебаний в виде двоичного кода поступает на ЦГ из магистрали. Для магистрали каждый ЦГ имеет адрес, который указывается с помощью дешифратора (ДС). С помощью дешифратора также избирается и регулятор мощности (РМ), на который из магистрали поступает код амплитуды. Выход РМ подсоединен к элементу преобразователя. Длительность генерируемого радиоимпульса на выходе ЦГ определяется двумя

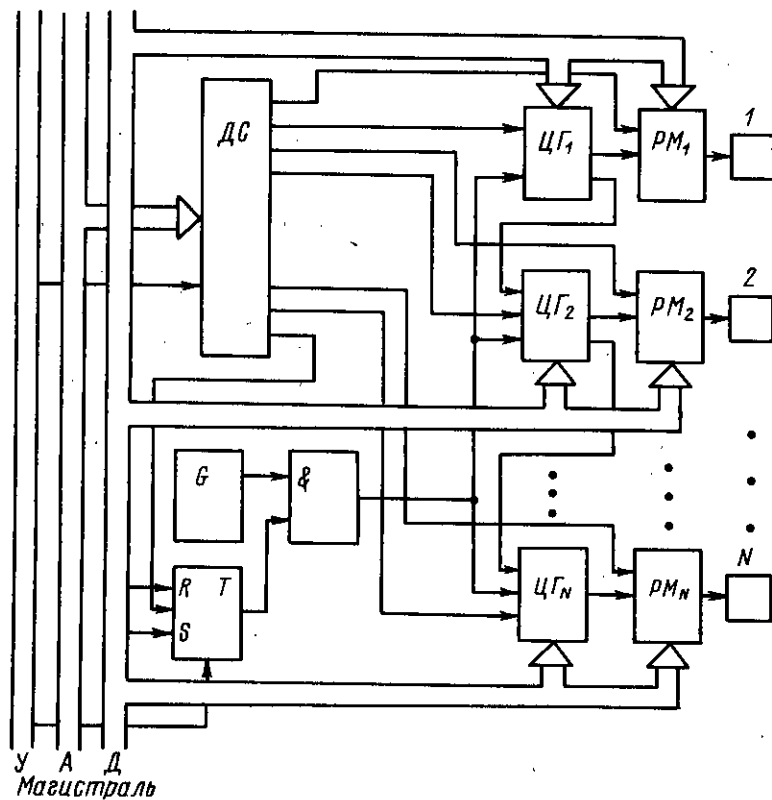


Рис. 4.1. Структурная схема БУФХНП фазового типа.

сигналами, подаваемыми из магистралей на схему формирования в виде RS-триггера. При поступлении первого сигнала триггер взводится и открывает схему совпадения, что позволяет импульсам генератора  $G$  проходить на схемы ЦГ. Сигнал окончания излучения сбрасывает триггер в исходное состояние, что приводит к закрытию схемы совпадения. Для ускорения или замедления переходных процессов ЦГ имеют цепи последовательной связи, осуществляющие задержку запуска последующей схемы. На схеме не показаны цепи сброса ЦГ в нулевое положение, общие для всех ЦГ и управляющиеся от шины магистралей. Не показаны также цепи формирования разностной ХН при излучении, которые обеспечивают коммутацию фазы излучаемых сигналов на  $180^\circ$ . Для управления приведенной структурой необходимо задать как минимум  $2N$  чисел настройки ЦГ и РМ. Выдача одного числа из памяти ЭВМ через магистраль осуществляется за  $3 \div 5$  тактов работы ЭВМ. Учитывая скорости работы современных ЭВМ (единицы мегагерц) можно утверждать, что настройка системы будет осуществляться за время  $(6 \div 10) N$  тактов ЭВМ. Например, при  $N=50$  скорость настройки ориентировочно определяется единицами килогерц (доли миллисекунд). При однопериодном излучении такие скорости настройки вполне удовлетворитель-

ны, но при многоимпульсном излучении (см. рис. 1.9) время задержки в настройке входит во время излучения и увеличивает слепую зону. Скорость управления и объем управляющей информации резко возрастают при необходимости обеспечения частотной модуляции излучаемых сигналов. Во-первых, необходимо организовать управление частотой генератора  $G$ . Во-вторых, ЦГ требуют коррекции фазы выходного сигнала при непрерывном изменении частоты. Как показывают ориентировочные расчеты, скорость управления достигает десятков килогерц и находится на пределе возможностей современных универсальных мини- и микроЭВМ. Даже если предположить, что ЭВМ удовлетворяет скорости работы системы, то она не сможет обеспечить решение каких-либо других задач системы. Все это говорит о том, что при построении широкополосных систем излучения необходимо создать специализированные устройства управления, которые смогли бы разгрузить магистраль ЭВМ. Если используется линейная эквидистантная антенна, то шаг по фазе каждого генератора постоянен и ЭВМ может вместо  $2N$  кодов настройки выдавать шаг фазы и начальную фазу периода ЦГ. В предыдущих главах было показано, что оперативное изменение амплитуды требуется сравнительно редко, а это уменьшает объем настроечной информации. При частотной модуляции для эквидистантных антенн известен закон коррекции фазы каждого ЦГ, что позволяет построить местное устройство коррекции фазы. Оценим алгоритм и скорость работы такого устройства коррекции. Основная идея фазового метода формирования ХН заключается в том, что задержка излучаемого сигнала между двумя элементами  $\tau$ , которая определяет угол сканирования, заменяется разностью фаз сигналов излучаемых с этих элементов:

$$\tau = (\varphi_1 - \varphi_2) / \omega = \Delta\varphi / \omega. \quad (4.1)$$

Если изменяется частота, а разность фаз остается постоянной, то фактически изменяется  $\tau$  и угол сканирования. Чтобы исключить этот эффект, необходимо изменять фазу. Будем считать, что ЦГ имеют начальную частоту  $\omega_H$  и начальную разность фаз  $\Delta\varphi_H$ , установленную перед излучением. Тогда для того, чтобы ХН не изменяла своего положения, необходимо выполнение условия

$$\omega / \omega_H = \Delta\varphi / \Delta\varphi_H, \quad (4.2)$$

где  $\omega$  — текущее значение частоты излучения;  $\Delta\varphi$  — требуемое значение фазы. Фаза сигнала в ЦГ квантуется с дискретом  $\Delta\varphi_K$ .

Формулу (4.2) можно представить в виде

$$1 + \tau f(t) = 1 + (\Delta\varphi' / \Delta\varphi_H), \quad (4.3)$$

где  $\Delta\varphi' = \Delta\varphi - \Delta\varphi_H$ , а  $f(t)$  определяет закон изменения частоты и скорость нарастания. Например, при линейной частотной модуляции  $f(t) = A$  — постоянная величина, не зависящая от времени. Формула (4.3) позволяет определить алгоритм работы блока коррекции фазы: в тот момент времени,



когда  $\Delta\varphi' = \varphi_k$ , необходимо изменить разность фаз между соседними ЦГ на один квант фазы. Это время легко определить из (4.3)

$$t f(t) = \Delta\varphi_k / \Delta\varphi_H \quad (4.4)$$

После первого срабатывания изменится на один квант  $\Delta\varphi_H$  и следующая коррекция должна быть через меньшее время, т. е. в течение длительности импульса излучения шаг коррекции все время уменьшается. При малых  $\varphi_H$  шаг коррекции большой и, если он превышает длительность огибающей импульса излучения ( $T_H$ ), то коррекции фазы не будет вообще. Таким образом, модуль коррекции фазы должен оперативно вычислять моменты коррекции и производить коррекцию на один квант фазы. Для наиболее частого случая линейной частотной модуляции (ЛЧМ) формула (4.4) примет вид

$$t = \frac{\omega_H T_H}{\omega_B - \omega_H} \frac{\Delta\varphi_k}{\Delta\varphi_H} \quad (4.5)$$

где  $\omega_B$  — верхняя частота излучения при девиации.

Анализ формулы (4.5) показывает, что существует минимальный угол сканирования, когда в течение  $T_H$  не происходит коррекция фаз

$$\Delta\varphi_H^{\min} = \Delta\varphi_k \frac{\omega_H}{\omega_B - \omega_H} \quad (4.6)$$

Например, при  $\omega_H = 40$  кГц,  $\omega_B = 50$  кГц

$$\Delta\varphi_H^{\min} = 4\Delta\varphi_k$$

В частных случаях, например при ЛЧМ-сигнале, существуют ЦГ, которые обеспечивают внутреннюю коррекцию фазы [31]. Такой вариант будет рассмотрен в § 4.5. Структурная схема БУФХНИ с уменьшенным временем управления от магистрали приведена на рис. 4.2. Магистраль выдает шаг фазы в блок Ш, начальную фазу в блок С и в первый ЦГ. После этого сигнал поступает на устройство Ш для установки фаз на остальных генераторах. Запуск системы производится подачей сигнала на RS-триггер. Этот же сигнал идет на модулятор (М), который начинает вырабатывать напряжение модуляции частоты генератора. Выходное напряжение модулятора подается на устройство коррекции фазы (Ф), которое непрерывно изменяет фазы всех ЦГ в соответствии с законом изменения частоты. Работа системы заканчивается подачей сигнала на триггер (R вход). Структура БУФХНИ (см. рис. 4.2) требует выдачи двух слов установки начальной фазы и шага фазы, а также сигналов начала и конца цикла излучения. Естественно, что в такой структуре скорость управления резко возрастает и может удовлетворять большинству встречающихся в практике гидроакустики случаев излучения колебаний.

БУФХНИ в случае использования антенных решеток в принципе сохраняет все цепи управления цифровыми генераторами. Отличие от случая

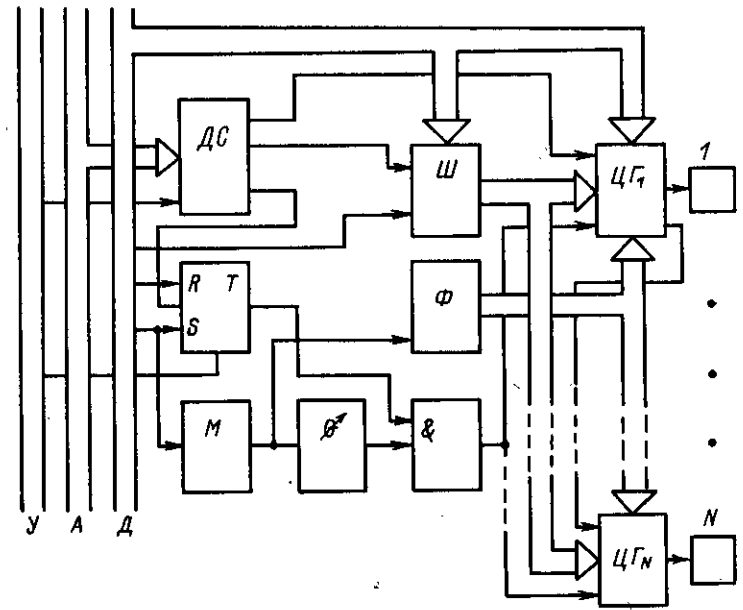


Рис. 4.2. Структурная схема БУФХНИ фазового типа с повышенной оперативностью управления.

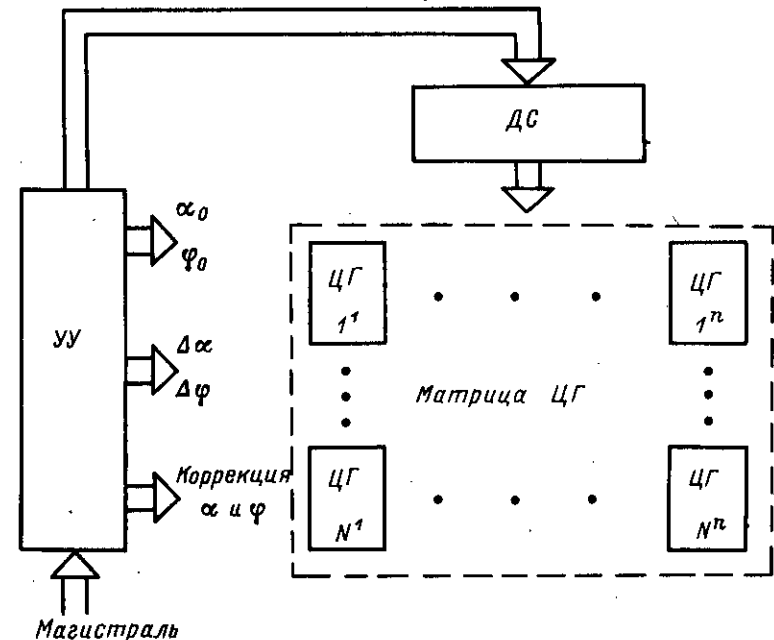


Рис. 4.3. Структурная схема БУФХНИ фазового типа для случая антенной решетки ( $N \times N$ ).

использования линейной антенны заключается в том, что ему необходимо иметь два шага фазы для управления по двум осям, а также две начальные фазы. В некоторых случаях начальная фаза может быть общей для обеих координат. ЦГ в таких системах удобно представлять в виде матрицы, имитируя расположение элементов в антенне. Управление матрицей ЦГ может осуществляться с помощью схем дешифрации, в частности, с использованием матричных дешифраторов. Обобщенная структурная схема такой системы приведена на рис. 4.3. Имеется матрица ЦГ размером  $N \times N$ . Отдельный ЦГ набирается с помощью дешифратора ДС. В структуру входит устройство управления, которое выдает начальную фазу ( $\alpha_0, \varphi_0$ ), шаг по фазе ( $\Delta\alpha, \Delta\varphi$ ) для двух координат и коды коррекции фазы при частотной модуляции. Фаза сигнала ЦГ определяется как сумма фаз сигналов по двум координатам. Кроме отмеченных функциональных возможностей, система может устанавливать амплитуды излучаемых колебаний, менять полярность сигналов для получения разности ХН

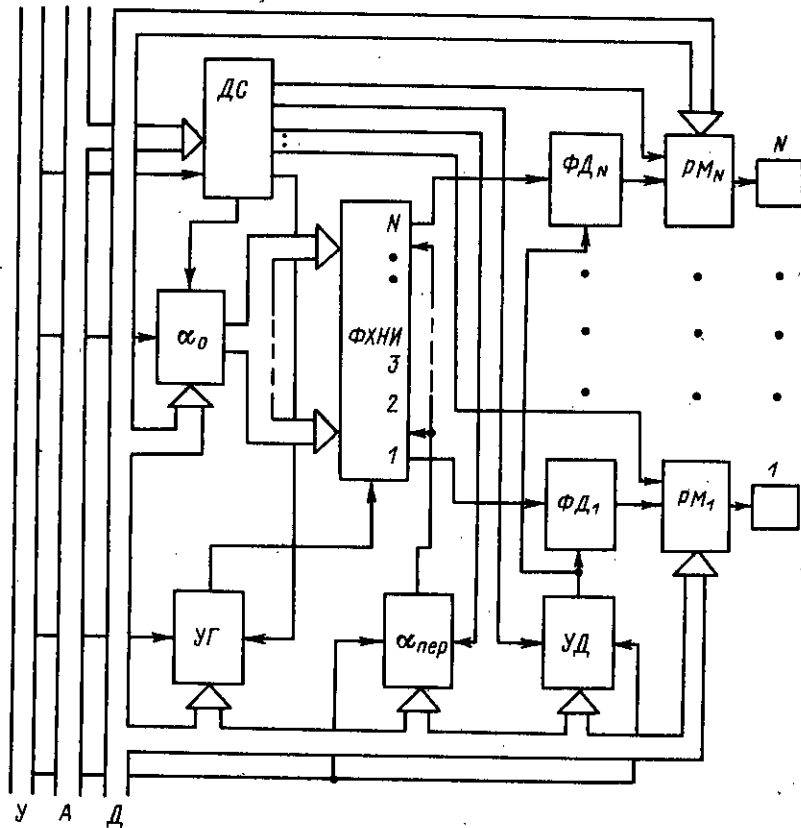


Рис. 4.4. Структурная схема БУФХНИ с использованием временного метода формирования ХН.

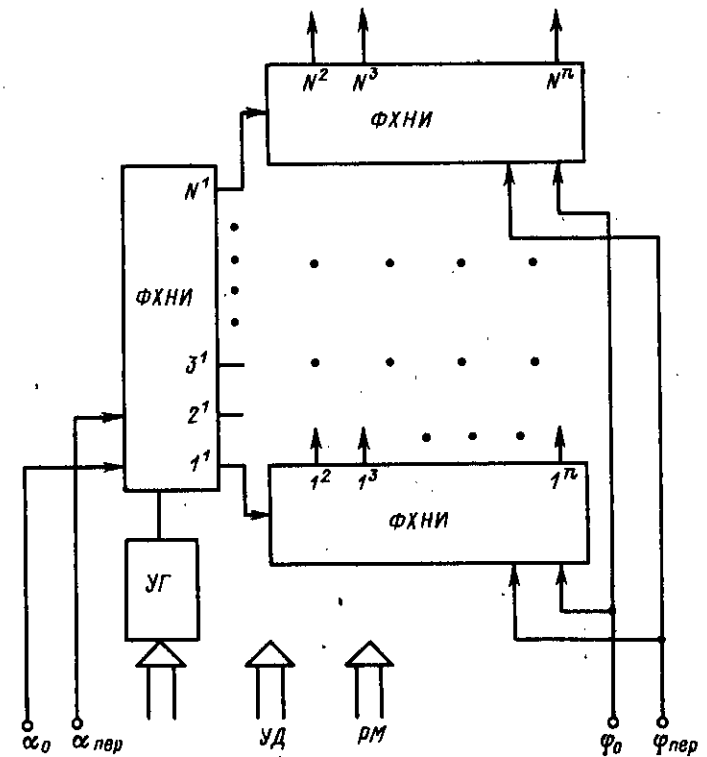


Рис. 4.5. Структурная схема БУФХНИ временного типа для случая антенной решетки.

и осуществлять последовательный запуск ЦГ с целью уменьшения влияния переходных процессов.

Анализируя структуры БУФХНИ при фазовом методе формирования ХН, можно отметить, что они больше подходят для случаев излучения узкополосных сигналов при одноимпульсном излучении. В системе сравнительно легко изменить частоту излучаемых колебаний, но не во время излучения. Для удовлетворения наиболее жестким требованиям (частотная модуляция, сканирование при излучении одного импульса) необходимо включить в систему специальные устройства коррекции фазы. К достоинствам структур с фазовым формированием можно отнести высокую степень унификации. Как будет показано ниже, ЦГ легко согласуются с выходными каскадами излучающих систем и упрощают всю систему в целом.

Структура БУФХНИ с использованием временного метода формирования ХН приведена на рис. 4.4. Основу системы составляет формирователь ХН (ФХНИ) на цифровой линии задержки, такт работы которой задается тактирующими импульсами, поступающими из блока  $\alpha_{пер}$ . Это устройство имеет возможность путем изменения частоты тактирования управлять углом сканирования, определяя его переменную часть. Постоянный угол сканирова-

ния задается блоком  $a_0$ . Обычно этот угол задается за счет коммутации задержек внутри отдельного устройства задержки ФХНИ. Таким образом легко обеспечивается требуемый угол сканирования и плавное изменение угла в небольших пределах вокруг постоянного угла. На вход ФХНИ поступают импульсы от управляемого генератора (УГ). Это импульсы, определяющие передние фронты меандров сигнала наполнения излучаемого импульса. УГ может иметь частотную модуляцию по заданному закону. Иногда УГ выдает сигналы, определяющие как передние, так и задние фронты излучаемого импульса наполнения. Формирование огибающей излучаемого импульса производится в УГ по сигналам, поступающим из магистрали таким же способом, как и в структурах, приведенных на рис. 4.1 и 4.2. Импульсы с выходов линии задержки поступают на формирователи длительности (ФД), постановка которых обосновывалась выше. Эти формирователи могут управляться внешними сигналами, задающими длительность импульсов наполнения. Сигналы регулировки длительности вырабатывает схема управления длительностью (УД), настраиваемая информацией из магистрали. Работа регуляторов мощности аналогична работе подобных блоков структур, приведенных на рис. 4.1 и 4.2.

Структура системы при работе на антенную решетку сохраняет основные блоки, изображенные на рис. 4.4. Набор ФХНИ, построенный на цифровых линиях задержки с ФД и РМ, образует матрицу, аналогичную матрице, приведенной на рис. 4.3. Структурная схема матрицы ФХНИ на основе цифровых линий задержки для антенной решетки с цепями управления по двум координатам приведена на рис. 4.5. Управляемый ФХНИ на выходах  $1 \dots N^1$  обеспечивает формирование ХН по углу  $\alpha$ . Управление производится сканированием по углу  $\alpha_0$  и плавным изменением  $\alpha_{\text{пер}}$ . К каждому выходу основной линии подключается  $N$  ФХНИ на  $l$  выходов каждая. Все эти ФХНИ параллельно управляются для задания положения ХН по углу  $\varphi(\varphi_0 \text{ и } \varphi_{\text{пер}})$ . Магистраль также выдает сигналы управления генератором УГ, длительностью УД, мощностью РМ.

Настройка систем, приведенных на рис. 4.4 и 4.5, от магистралей производится с помощью минимума информации и не требует принятия специальных мер обеспечения повышенного быстродействия системы.

Оценивая рассмотренные структуры БУФХН при излучении, можно отметить, что временные методы формирования ХН позволяют создавать более простые с точки зрения управления структуры. Но в то же время, общая оценка систем должна производиться с учетом простоты сопряжения формирующих устройств с выходными каскадами, регуляторами мощности приемными ФХН.

#### § 4.2. Оконечные каскады излучающих систем и их согласование с БУФХНИ

Основной задачей окончных каскадов излучающих систем гидроакустических станций является развитие заданной мощности на нагрузке, в которую входит акустический преобразователь. Как правило [13, 33, 37, 56] последовательно с пьезоэлектрическим преобразователем ставится реактивность, которая образует с ним последовательный контур, настраиваемый

в резонанс на среднюю частоту излучения. Последовательный резонанс позволяет получить на преобразователе напряжение, превышающее напряжение источника питания, что допускает использование сравнительно низковольтных источников. Типичная эквивалентная схема нагрузки оконечного каскада для пьезоэлектрического преобразователя имеет вид, показанный на рис. 4.6. Благодаря резонансным свойствам нагрузки, а также фильтрующим свойствам самой среды распространения акустических волн, на нагрузку такого вида можно подавать прямоугольное напряжение, которое, как будет показано ниже, легче получить с большим коэффициентом полезного действия выходных каскадов. Но, с другой стороны, известно, что последовательный контур при резонансе имеет малое сопротивление и для нормальной работы требует источника напряжения с небольшим внутренним сопротивлением. Это первое требование, накладываемое нагрузкой на оконечный каскад. Вторым требованием является возможность регулировки мощности излучения. Это требование определяется необходимостью выравнивания мощности излучения нескольких ПП при их различных коэффициентах преобразования. Регулировка мощности также необходима при создании ХН заданной формы путем определенного распределения амплитуд излучаемых сигналов.

Исходя из этих требований, наиболее простым решением проблем стоящих перед оконечным каскадом, является использование ключевых схем с выходным трансформатором, коэффициент передачи которого можно регулировать. Как правило, используют двухтактные ключевые схемы [27, 33, 56]. В качестве активных элементов чаще всего используют транзисторы и тиристоры. Транзисторные выходные каскады позволяют получать более высокочастотные колебания. Здесь ограничимся рассмотрением проблем построения транзисторных выходных каскадов. Тиристорные варианты имеют аналогичные проблемы [13]. Принципиальная схема оконечного каскада такого типа приведена на рис. 4.7. Оконечный каскад требует для своей работы два напряжения прямоугольной формы и противоположной полярности ( $U_1$  и  $U_2$ ).

С точки зрения уменьшения мощности, рассеиваемой на транзисторах  $V_1$  и  $V_2$ , в схеме, приведенной на рис. 4.7, необходимо исключить протекание сквозного тока через эти транзисторы. Сквозной ток протекает в моменты,

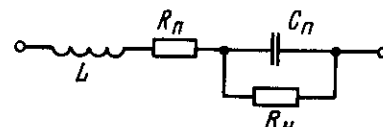


Рис. 4.6. Эквивалентная схема нагрузки оконечного каскада.

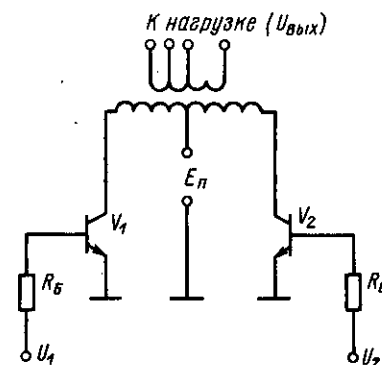


Рис. 4.7. Принципиальная схема оконечного каскада с трансформатором на выходе.

когда оба транзистора открыты. Это происходит тогда, когда один транзистор из-за своей инерционности еще не закрылся, а второй уже открылся. Для устранения подобного недостатка необходимо несколько раньше закрывать транзистор и оставлять паузу перед открыванием второго транзистора. Длительность паузы  $t_{\text{п}}$  определяется частотными свойствами используемых транзисторов. Требуемая временная диаграмма управляющих и выходного напряжений оконечного каскада имеет вид, изображенный на рис. 4.8. Минимальная величина  $t_{\text{п}}$  определяется наилучшими условиями. При заданном типе транзисторов  $V_1$  и  $V_2$  такими условиями являются максимальный коэффициент усиления транзистора по току и максимальная рабочая температура. Следует обратить внимание, что получение входных импульсов заданной формы (см. рис. 4.8) не является тривиальной задачей, особенно при учете требований микроэлектроники на разрабатываемые схемы. Отметим здесь же, что требования на форму импульсов  $U_1$  и  $U_2$  несколько снижают выходную мощность. Действительно, амплитуда первой гармоники сигнала вида приведенного на рис. 4.8 ( $A_{\text{вых}}$ ) может быть определена без учета переходных процессов путем разложения функции  $U_{\text{вых}}$  в ряд Фурье

$$A_{\text{вых}} = \frac{4U_m}{\pi} \cos \frac{\pi t_{\text{п}}}{T} \quad (4.7)$$

Как видно из этой формулы, увеличение паузы приводит к уменьшению амплитуды первой гармоники. Это, на первый взгляд, отрицательное явление может быть использовано для бестрансформаторной регулировки выходной мощности излучателя, что должно повысить технологичность выходного каскада. Одновременно с этим возможность управления мощностью излучения через изменение временного интервала открывает перспективы цифрового управления мощностью излучения. Действительно, в принципе не представляет сложности разработка преобразователя цифровой код — временной интервал, что, как следует из (4.7), позволяет получить преобразователь

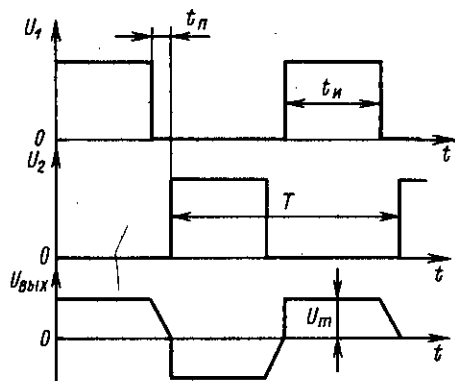


Рис. 4.8. Временные диаграммы напряжений оконечного каскада:

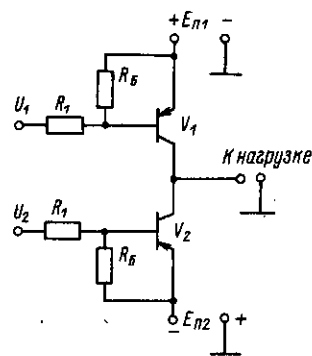


Рис. 4.9. Бестрансформаторный выходной каскад.

зователь цифровой код — выходная мощность без применения активных регуляторов мощности, которые резко снижают КПД выходных каскадов и создают проблемы отвода тепла.

Создание бестрансформаторных выходных каскадов, обладающих низким выходным сопротивлением в обоих полупериодах выходного сигнала связано, как правило, с применением транзисторов двух типов проводимости. Этот вывод следует из того, что выходной ток каскада, являясь током контура (см. рис. 4.6), должен менять свое направление, а выходные сигналы управления должны иметь одну полярность, так как получаются от одного источника. Проведенные исследования показали, что можно рассматривать одноплечные и мостовые бестрансформаторные выходные каскады. Принципиальная схема бестрансформаторного выходного каскада на транзисторах двух типов проводимости приведена на рис. 4.9. Транзистор  $V_1$  открывается и входит в насыщение при  $U_1 < E_{\text{п}1}$ , а транзистор  $V_2$  при  $U_2 > E_{\text{п}2}$ . Таким образом, нагрузка всегда подсоединена через низкое сопротивление, определяемое насыщенными транзисторными ключами  $V_1$  и  $V_2$ . Если  $E_{\text{п}2} = 0$  и на выходе необходимо получить меандр, то входы  $U_1$  и  $U_2$  могут быть объединены. Но при этом возможно протекание сквозного тока через транзисторы  $V_1$  и  $V_2$  из-за инерционности процесса их закрывания. Поэтому схема, приведенная на рис. 4.9, так же, как и схема, изображенная на рис. 4.7, требует входных сигналов типа схемы, показанной на рис. 4.8, только сигнал  $U_1$  на этом рисунке должен быть инвертирован. Если учесть необходимость регулировки величины  $t_{\text{п}}$ , то напряжения  $U_1$  и  $U_2$  всегда отличаются временными диаграммами. При приеме сигнала пьезоэлектрический преобразователь может работать в двух режимах: последовательного контура (см. рис. 4.6) и изолированного пьезоэлемента.

В первом случае режима приема при  $E_{\text{п}2} = 0$  транзистор  $V_1$  должен быть закрыт, а  $V_2$  открыт, а во втором случае оба транзистора должны быть закрыты. Это говорит о том, что выходной каскад в ряде случаев имеет управляющий вход „излучение — прием”, который бы разрешил обеспечение необходимых режимов.

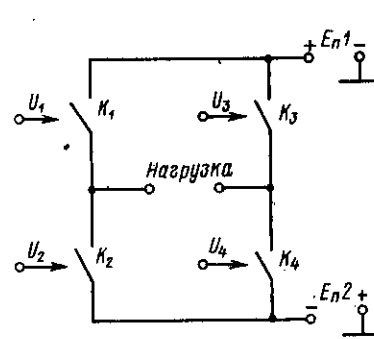


Рис. 4.10. Функциональная схема оконечного каскада мостового типа.

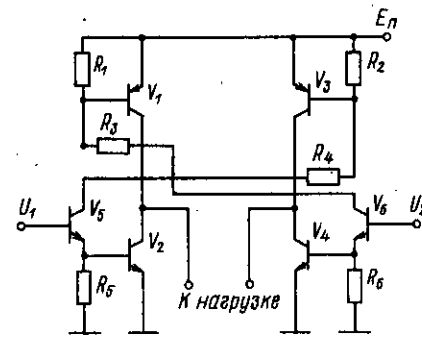


Рис. 4.11. Принципиальная схема выходного каскада мостового типа.

Мостовая схема выходного каскада требует изолированного от корпуса пьезоэлемента, но позволяет в два раза снизить требования к величине питающих напряжений. Функциональная схема выходного каскада мостового типа приведена на рис. 4.10. Управляющие сигналы  $U_1, U_2$  обеспечивают одновременное включение ключей плеч  $K_1$  и  $K_4$  или  $K_3$  и  $K_2$ . Благодаря этому напряжение на нагрузке меняет знак на противоположный, что обеспечивает эффект удвоения напряжения. Как и в схеме, приведенной на рис. 4.9, в схеме, изображенной на рис. 4.10, существует опасность протекания сквозных токов через ключи  $K_1$  и  $K_2$  или  $K_3$  и  $K_4$ , что требует для них специальных временных диаграмм управляющих сигналов типа, показанного на рис. 4.8. Принципиальная схема пары ключей  $K_1$  и  $K_2$  полностью соответствует схеме, приведенной на рис. 4.9. Как и в первом случае, схема, изображенная на рис. 4.10, требует управляющего сигнала „излучение — прием”. Один из вариантов мостовой схемы оконечного каскада приведен на рис. 4.11. Схема имеет две пары ключей на транзисторах  $V_1 \div V_4$  и два управляющих транзистора  $V_5$  и  $V_6$ . Ток отпирания транзисторов одного плеча (например,  $V_2$  и  $V_3$ ) идет по одной цепи, что обеспечивает одновременность отпирания. Как известно, ключевые схемы характеризуются пороговым напряжением ( $U_{пор}$ ), которое определяет уровень помехозащищенности. Для схемы, приведенной на рис. 4.11, значение  $U_{пор}$  равно сумме напряжений двух базовых переходов транзисторов ( $V_5$  и  $V_2$  или  $V_4$  и  $V_6$ ). В зависимости от температуры и других факторов на этой схеме  $U_{пор} \approx 1,2 \div 2$  В. Это достаточно высокий уровень порога, который практически согласуется с логическими уровнями широко распространенных схем типа ТТЛ. Но схема (см. рис. 4.11) принимает ток управления на входе, а схемы типа ТТЛ тоже принимают ток нагрузки на выходе. Для устранения этого противоречия часто оказывается достаточной постановка на выходе логических схем резисторов, подключенных к источнику питания. Тогда входные токи схемы, приведенной на рис. 4.11, обеспечиваются этими резисторами. С учетом сделанных замечаний функциональная схема согласования выходного каскада с логическими элементами типа ТТЛ будет иметь вид, изображенный на рис. 4.12. Временные диаграммы входного напряжения идентичны инвертированным значениям  $U_1$  и  $U_2$  на рис. 4.8. При подаче на вход „излучение — прием” высокого потенциала выходной каскад переходит в режим приема, а при подаче низкого — обеспечивается режим излучения.

Для создания бестрансформаторных оконечных каскадов необходимы транзисторы с достаточно высокими параметрами. К таким параметрам следует отнести допустимое напряжение коллектор — эмиттер ( $U_{кэ доп}$ ), допустимый ток в режиме насыщения ( $I_{кн доп}$ ), мощность рассеивания в цепи коллектора ( $P_{к доп}$ ) и частотные свойства ( $t_{рас}$  или  $f_a$ ). Получение транзисторов с высоким значением  $U_{кэ доп}$ ;  $I_{кн доп}$  и  $f_a$  является противоречивой задачей, что в ряде случаев затрудняет создание высоковольтных выходных каскадов. В табл. 4.1 приведены параметры отечественных транзисторов в корпусном и бескорпусном исполнении, которые по своим параметрам пригодны для использования в схемах типа, изображенных на рис. 4.9 или 4.11. Как следует из этой таблицы, вполне реально создание выходных каскадов с размахом выходного напряжения  $60 \div 100$  В при токе сотен миллиампер, единиц ампер. С ростом частоты излучения эти

параметры схемы снижаются. Для получения больших значений выходных напряжений (сотни вольт) в бестрансформаторном варианте возможно последовательное соединение транзисторов. Один из возможных вариантов последовательного соединения нижних транзисторов плеч моста, показанных на рис. 4.11 ( $V_2$  и  $V_4$ ), приведен на рис. 4.13. При нулевом входном напряжении  $U_1$  все транзисторы  $V_1 \div V_4$  закрыты. Высокое напряжение, прикладываемое на коллектор  $V_1$ , не проходит на вход схемы благодаря закрытым диодам  $D_1, D_3, \dots, D_N$ . Прикладываемое высокое напряжение распределяется между закрытыми транзисторами с помощью делителя  $R_1 \div R_N$ . С помощью сопротивлений этих резисторов выравнивают сопротивления утечки транзисторов и равномерное распределение высокого напряжения. Диоды  $D_2, D_4, D_6, \dots$  служат для предотвращения пробоя переходов база — эмиттер транзисторов. Таким образом, в статике такая цепочка транзисторов обеспечивает пробивное напряжение в  $N$  раз более высокое, чем для одного транзистора. Величины сопротивлений резисторов  $R_1 - R_N$  измеряются сотнями килоом и незначительно увеличивают мощность потребления. При подаче на вход  $U_1$  ступеньки прямоугольного напряжения с амплитудой, измеряемой единицами вольт, открывается транзистор  $V_N$ . Он входит в насыщение и понижает потенциал эмиттера транзистора  $V_{N-1}$ , разрешая входному импульсу ввести его в режим насыщения. Этот процесс открывания транзисторов повторяется до тех пор, пока не откроется транзистор  $V_1$ . Входное напряжение  $U_1$  должно иметь амплитуду  $U_m$  не менее  $U_m \geq U_0 + NU_{кэ н}$ , где  $U_0$  — напряжение, необходи-

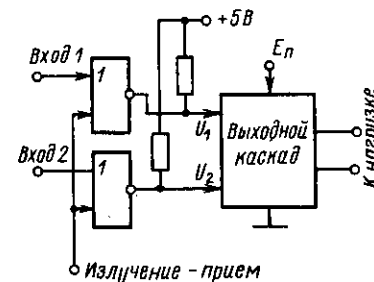


Рис. 4.12. Функциональная схема согласования выходного каскада с логическими элементами типа ТТЛ.

Таблица 4.1. Параметры транзисторов выходных каскадов

Транзистор	Тип проводимости	$U_{кэ доп}$ , В	$I_{кн}$ , А	$P_{к доп}$ , Вт	$t_{рас}$ , $10^{-6}$ С	$f_{гр}$ , МГц
Матрица 4						
2ТС622А	p-n-p	45	0,4	0,4	0,12	200
Матрица 4						
1НГ251	n-p-n	45	0,4	0,4	0,1	200
2Т606А	n-p-n	65	0,4	2,5		350
2Т629А-2	p-n-p	50	1	1	0,06	50
2Т928А	n-p-n	60	0,8	2	0,225	300
2Т903А	n-p-n	60	3	30		120
2Т911А	n-p-n	55	0,4	3		1000
2Т921А	n-p-n	65	3,5	12,5		90
2Т908А	n-p-n	140	10	50	2	50
2Т914А	p-n-p	65	0,8	7		350
2Т926А	n-p-n	[150]	15	50		50
2Т704А	n-p-n	[500]	2,5	15		3

ное для насыщения транзистора  $V_N$ ;  $U_{кэн}$  — напряжение насыщения коллектор — эмиттер транзистора.

Ценой повышения допустимого напряжения является увеличение в  $N$  раз потребления тока на входе, снижение почти в  $N$  раз скорости открывания такого составного ключа и некоторое увеличение мощности потребления за счет токов резисторов  $R_1 - R_N$ . При этом предполагается, что подобрать диоды  $D_1, D_2, \dots, D_N$  с высоким пробивным напряжением, небольшим рабочим током и удовлетворительными частотными характеристиками легче, чем выходной транзистор. Построенная по аналогичному принципу схема верхней части плеча моста с повышенным напряжением питания приведена на рис. 4.14. Здесь в исходном состоянии при  $U_1 = E_{п}$  все транзисторы и диоды закрыты. Напряжение на транзисторах распределено равномерно благодаря резисторам  $R_1 - R_N$ . При снижении величины  $U_1$  до 0 открывается транзистор  $V_1$ , затем  $V_2$  и так далее до последнего транзистора  $V_N$ . Использование составных транзисторов типа, приведенных на рис. 4.13 и 4.14, позволяет в ряде случаев значительно повысить величину напряжения питания. Но следует отметить, что в переходных режимах при отпирании и запирании составных ключей принципиально возможны ситуации, когда на время переходного процесса отдельные транзисторы будут находиться под напряжением, превышающим напряжение их пробоя. Иногда это затрудняет разработку подобных схем и требует дополнительных испытаний используемых транзисторов.

Для увеличения тока, протекающего через выходной каскад, возможно параллельное соединение транзисторов в плечах моста. Как известно [29], параллельная работа двух транзисторов в ключевом режиме возможна при наличии выравнивающих резисторов, которые стоят в коллекторных или эмиттерных цепях ключей. Поэтому параллельная работа нескольких

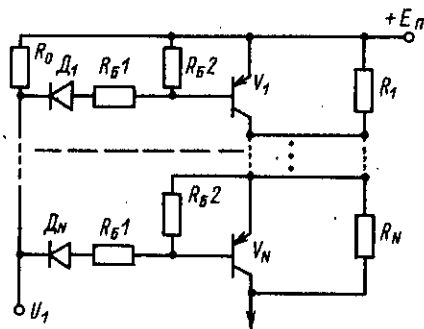
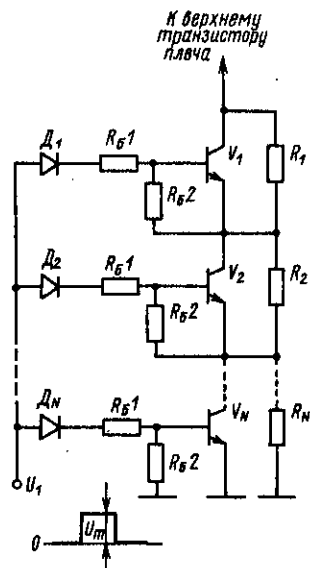


Рис. 4.14. Последовательное соединение транзисторов верхней части плеча моста.

Рис. 4.13. Последовательное соединение транзисторов нижней части плеча моста.

транзисторов в схемах, приведенных на рис. 4.9 или 4.11, возможна только в случае наличия в нагрузке (см. рис. 4.6) сосредоточенного сопротивления  $R_n$ . Величина этого сопротивления увеличивается в  $N$  раз и распределяется между цепями  $N$  параллельно работающих транзисторов. Таким образом, выходные каскады излучающих систем могут быть выполнены в бестравсформаторном варианте и в определенном смысле являются частотно независимыми. Регулировка выходной мощности и исключение сквозного тока требуют управления длительностью входного импульса, а сам каскад также должен управляться сигналом „излучение — прием”. Эти факторы необходимо учитывать при разработке устройства управления подобными оконечными каскадами.

### § 4.3. Основные модули цифровых БУФХН с временным методом формирования сигналов излучения

Материал § 4.1, 4.2 позволяет определить основные задачи проектирования системы с временным методом формирования ХН. К этим задачам следует отнести формирование входных сигналов управления оконечными каскадами, статическую и оперативную регулировку выходной мощности, управление длительностью сигнала наполнения, создание постоянных и переменных задержек цифрового сигнала. Задающие генераторы, в том числе и с частотной модуляцией, хорошо освещены в [29, 31] и здесь не рассматриваются. Детальное согласование ФХНИ с магистралью зависит от типа магистрали и может быть решено известными способами [26, 63].

Поставленные задачи могут быть решены несколькими способами каждая, что порождает множество вариантов построения системы (табл. 4.2). Остановимся на рассмотрении основных путей решения задач построения БУФХНИ, дающих явные преимущества при определенных начальных условиях.

Оконечные каскады могут быть построены на линейных усилителях мощности и ключевых схемах. В подавляющем большинстве случаев современные системы имеют ключевые выходные каскады.

Формирователи входных сигналов ключевых схем (см. рис. 4.8) требуют для своей работы временных задержек и выполнения несложных логических операций. Задержки могут быть получены с помощью ждущих релаксационных схем (асинхронная задержка) и тактируемых схем задержки (синхронная задержка).

Для оперативной регулировки мощности можно использовать три основных способа. При наличии линейных выходных усилителей мощности регулировка может осуществляться изменением амплитуды входного сигнала. Ключевые схемы могут изменять выходную мощность изменением длительности входных сигналов или величины напряжения питания оконечных каскадов. Последний способ встречается редко. Статическая регулировка включает все способы оперативного изменения мощности и кроме этого добавляется метод изменения коэффициента трансформации выходного трансформатора.

Управление длительностью или, другими словами, формирование длительности противофазных импульсов наполнения может производиться

Таблица 4.2. Основные способы построения узлов БУФХНИ

Получение перемешанной дискретной задержки	Получение меньшей непрерывной задержки	Управление длительностью	Статическая регулировка выходной мощности	Оперативная регулировка выходной мощности	Формирование входных сигналов	Оконечные каскады
За счет цифровой коммутации	Изменением частоты тактовых линий задержки	С помощью релаксационных схем	Изменением амплитуды входного сигнала	Изменением амплитуды входного сигнала	С помощью релаксационных схем	Линейные усилители мощности
Путем установки коэффициентов нерасчета счетной схемы	Управлением длительностью релаксационной схемы	С помощью пересчетных устройств	Изменением коэффициента трансформации	Изменением длительности входного сигнала	С помощью тактовых схем задержки	Ключевые схемы
Путем задания начального значения счетной схемы	За счет удвоения входной частоты задающего генератора системы	Изменением длительности входного импульса	Изменением напряжения питания выходных каскадов	Изменением напряжения питания выходных каскадов		

с помощью релаксационных схем (асинхронное формирование) и синхронных способов, среди которых можно выделить формирователи на основе пересчетных схем и за счет удвоения входной частоты задающего генератора.

Переменная непрерывная задержка цифровых сигналов может быть получена за счет изменения длительности импульсов релаксационных схем, а также изменением частоты тактирующих импульсов и регистров сдвига. Способов получения переменных дискретных задержек цифровых сигналов несколько, среди которых отметим задержки за счет цифровой коммутации отводов линии, путем установки коэффициента пересчета счетной схемы и путем задания начального значения счетной схемы.

Формирователи входных сигналов. Процесс формирования входного напряжения ключевых схем показан на рис. 4.15, где приведена функциональная схема устройства (рис. 4.15,а) и временные диаграммы (рис. 4.15,б). В качестве устройства задержки можно использовать ждущий мультивибратор. Время  $\Delta t$  определяется инерционными свойствами ключей выходных каскадов. Если входное напряжение когерентно с каким-либо тактирующим напряжением, то для получения небольших задержек  $\Delta t$  можно использовать сдвигающий регистр. Но при этом необходимо учитывать, что дискретность задержки должна быть в несколько раз меньше интервала  $\Delta t$ . В качестве такого источника тактирующего напряжения можно использовать  $f_T$  — напряжение тактирования цифровых линий задержки ФХНИ. Но, если применяется плавное изменение положения ХН с помощью изменения  $f_T$ , то это приведет к изменению интервала  $\Delta t$ .

Регулировка выходной мощности. Оперативное изменение амплитуды питающего напряжения и входного сигнала может осуществляться с помощью программируемых усилителей (см. § 3.1) или аналоговых мультиплексоров (AMS), управляемых двоичным кодом (см. § 3.1). При переключении питания необходимо использовать мощные AMS, что представляет

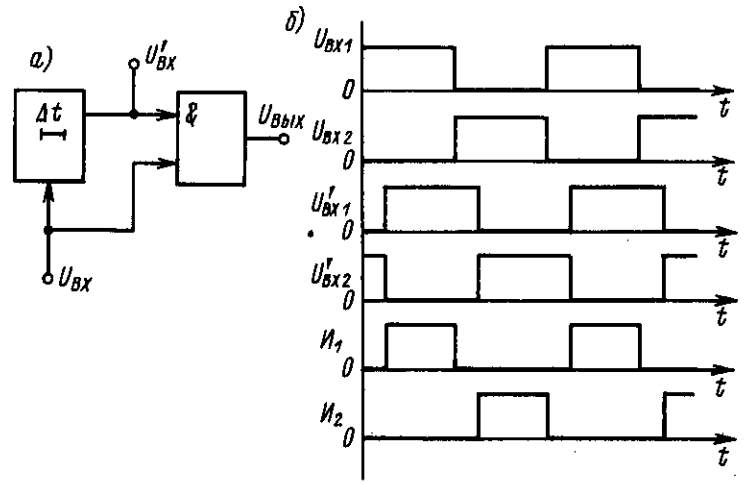


Рис. 4.15. Формирование входного напряжения ключевых входных каскадов.

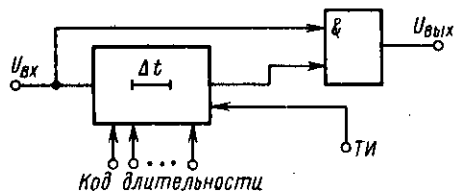


Рис. 4.16. Функциональная схема модуля для получения импульсов с заданной длительностью

просто и экономично управлять мощностью. Схема управления аналогична приведенной на рис. 4.15 и отличается только цепями задания требуемой задержки. Если задержка тактируемая, то в этом случае имеется возможность задания необходимой длительности с помощью двоичного кода (рис. 4.16). Код длительности может управлять цифровым мультиплексором, переключающим отводы цифровой линии задержки. Он же может заноситься в качестве начального значения в пересчетную схему, работающую от тактирующих импульсов. Тогда выходной импульс переполнения пересчетной схемы будет появляться через время, зависящее от начального значения. Один из возможных вариантов такой схемы показан на рис. 4.17, а, а ее условное обозначение — на рис. 4.17, б. Работает схема следующим образом. Код длительности поступает на регистр  $RG$  и хранится на нем в течение всего рабочего времени. Этот код заносится в счетчик  $CT$  по сигналу, подаваемому на вход  $S$ . Входной импульс, определяющий передний фронт меандра наполнения, поступает на  $S$  вход триггера  $T$  и переключает его в единичное состояние. При этом открывается схема совпадения и тактирующие импульсы проходят на суммирующий вход счетчика  $CT$ . Счетчик уже находится в состоянии, заданном регистром, поэтому выходной сигнал переполнения появляется после прихода импульсов, дополняющих коэффи-

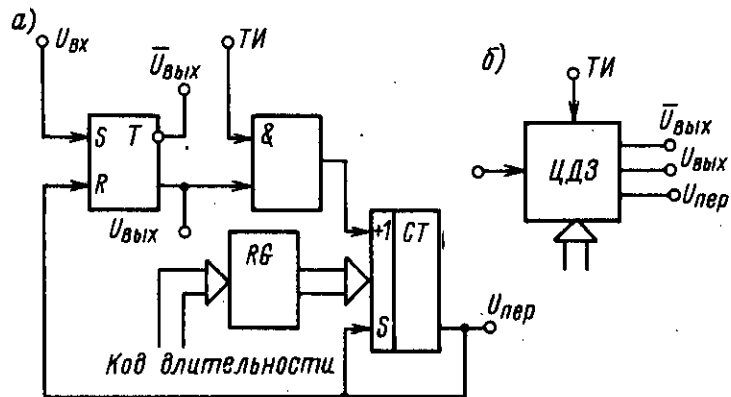


Рис. 4.17. Модуль для получения дискретной задержки и переменной длительности выходного импульса.

иногда определенные трудности. Плавная регулировка требует большого числа управляющих напряжений, которые чаще всего должны быть индивидуальными для каждого канала. В § 4.2 отмечалось, что выходная мощность может регулироваться за счет изменения длительности входного сигнала ключевых выходных каскадов. Это позволяет сравнительно

коэффициент пересчета счетчика. Изменяя код длительности, можно регулировать время задержки фронта. Выходной сигнал счетчика сбрасывает  $RS$ -триггер в нулевое состояние, что запрещает прохождение счетных импульсов. Этот же сигнал заносит начальное значение счетчика из входного регистра. В качестве выхода схемы можно использовать прямой и инверсный выходы триггера. На этих выходах будут импульсы, длительность которых определяется кодом длительности. Минимальная длительность определяется одним периодом тактирующих импульсов, а максимальная — емкостью счетчика и частотой тактирующих импульсов. Кроме этих двух выходов ( $U_{\text{вых}}$ ,  $\bar{U}_{\text{вых}}$ ), в схеме имеется также выход  $U_{\text{пер}}$ , который выдает импульс, задержанный относительно входного на время, задаваемое кодом длительности. Использование этого выхода позволяет применять схему ЦДЗ в качестве дискретной цифровой задержки. Несмотря на относительную сложность, такие схемы достаточно выгодны для использования в системах интеграции, в частности, универсальных пересчетных схем, резко уменьшающих число требуемых корпусов при изготовлении.

**Управление длительностью.** Как отмечалось ранее, цифровая линия задержки выдает импульс, определяющий передний фронт меандра сигнала наполнения. Для управления ключевыми выходными каскадами необходимы две серии противофазных импульсов (см. рис. 4.15, б). Наиболее просто получить такие импульсы с помощью ждущих релаксационных схем (рис. 4.18). Импульс с выхода цифровой линии задержки поступает на ждущий мультивибратор ЖМ, длительность импульса которого равна половине периода излучаемого сигнала. Инвертирование выходного напряжения позволяет получить напряжение второго канала. К достоинствам такой схемы формирования можно отнести независимость ее работы от изменения тактирующей частоты цифровой линии задержки. Недостатками схемы являются нестабильность длительности импульса и появляющаяся при этом нестабильность скважности. При частотной модуляции излучаемого сигнала длительность импульсов не изменяется, что также приводит к изменению скважности. Но в принципе, ждущий мультивибратор может иметь цепи управления длительностью, на вход которых следует подавать напряжение модуляции частоты. Тогда длительность будет следить за частотой. Девияция частоты обычно невелика, что облегчает условия управления длительностью ждущего мультивибратора.

Вместо ждущего мультивибратора можно поставить схему формирования сигнала определенной длительности (см. рис. 4.17). Длительность формируемого импульса можно регулировать, кроме задания кода длительности, еще частотой тактирующих импульсов (ТИ). Напряжение отдельных каналов  $I_1$  и  $I_2$  можно снимать с парафазных выходов триггера. Недостатки такого способа формирования напряжений каналов аналогичны недостаткам, приведенным выше для случая ждущего мультивибратора.

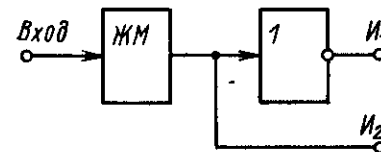


Рис. 4.18. Получение серий противофазных импульсов с помощью ждущего мультивибратора (М) и инвертора.



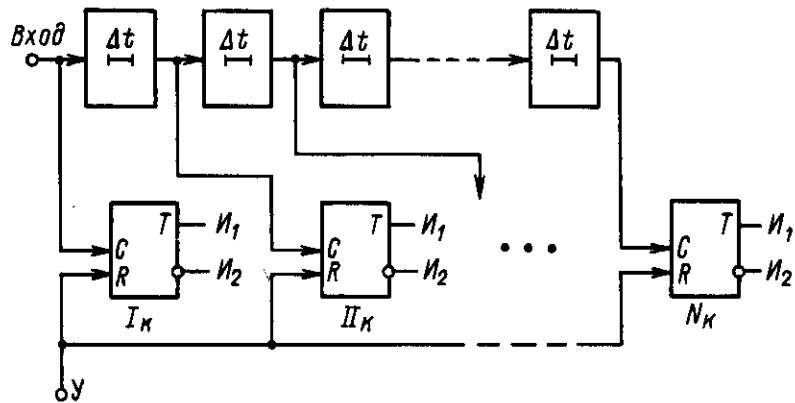


Рис. 4.19. Структурная схема ФХНИ с удвоенной частотой сдвигаемых импульсов.

Исключить главные недостатки схем типа приведенных на рис. 4.18 можно с помощью усложнения схем ФХНИ. В частности, по линиям задержки ФХНИ можно сдвигать сигналы, имеющие частоту в два раза выше частоты излучения. На каждом промежуточном выходе линии стоит триггер со счетным входом, который снижает в два раза частоту и выдает меандры с частотой  $f$  со скважностью, равной двум. Функциональная схема для получения напряжений каналов с помощью триггеров со счетным входом показана на рис. 4.19. Перед началом излучения все триггеры устанавливаются в нулевое состояние подачей сигнала по шине  $У$ . Установка в ноль необходима для исключения неопределенности в получении фазы ( $0$  или  $180^\circ$ ), что может привести к значительным искажениям итоговой ХН. Входные сигналы удвоенной частоты поступают на линию задержки ФХНИ и с отводов линии через триггера в каналы  $I_1$  и  $I_2$ . Достоинствами схемы, приведенной на рис. 4.19, являются сохранение скважности при частотной модуляции излучаемого сигнала и минимум оборудования. К недостаткам

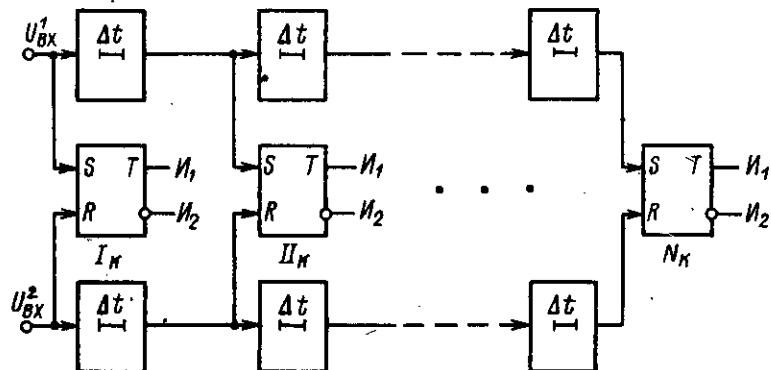


Рис. 4.20. Структурная схема ФХНИ на основе двух цифровых линий задержки.

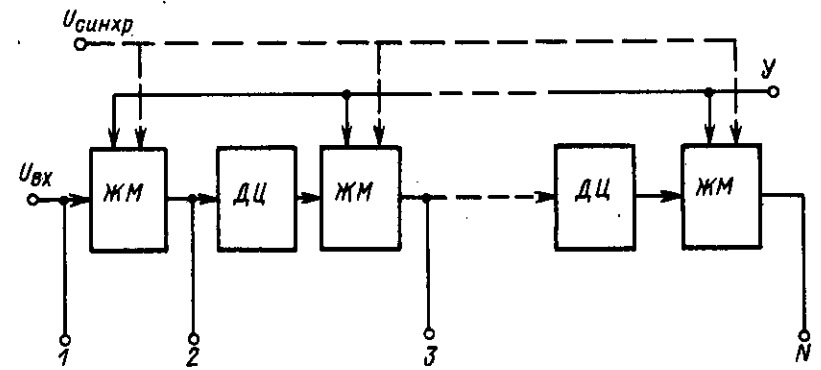


Рис. 4.21. Управляемый ФХНИ на основе ждущих мультивибраторов.

схемы следует отнести то, что одиночный сбой любого триггера приводит к резкому нарушению картины излучаемого поля в течение всего времени излучения. Кроме этого, возможна модуляция скважности выходного сигнала в пределах двух периодов тактирующего напряжения линии задержки ФХНИ (см. § 2.3). Частота тактирующих импульсов должна быть выше обычной.

Помехоустойчивость схем формирования каналов можно повысить за счет удвоения числа линий задержки ФХНИ. По одной линии сдвигается импульс, определяющий передний фронт излучаемого сигнала, а по другой — определяющий задний фронт. Линии совершенно идентичны и одноименные выходы их подаются на  $RS$ -триггеры. Схема формирования напряжений  $I_1$  и  $I_2$  с помощью двух линий показана на рис. 4.20. Кратковременный сбой одного из  $RS$ -триггеров будет исправлен в следующем периоде сбоя сигнала излучения в связи с принудительной установкой триггеров по  $RS$ -входам.

Получение переменных непрерывных задержек цифровых сигналов. Для построения ФХНИ и всей системы необходимо иметь переменную

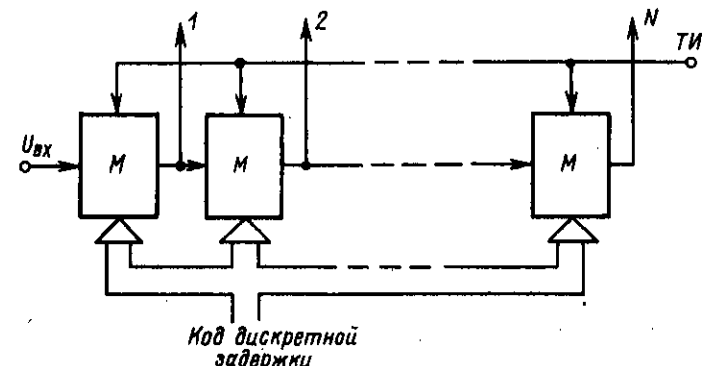


Рис. 4.22. Структурная схема управляемого ФХНИ на основе модулей ЦДЗ.

непрерывную задержку, которая позволяет плавно сканировать ХН. Непрерывная задержка может быть получена путем аналогового управления длительностью ждущих мультивибраторов ЖМ или с помощью изменения частоты тактирующих импульсов сдвигающих регистров и пересчетных схем типа приведенных на рис. 4.17. Линия задержки на основе ЖМ приведена на рис. 4.21. Все управляющие входы ЖМ объединены (У) и на них подается напряжение, определяющее длительность импульса и время задержки. Каждый следующий ЖМ запускается от заднего фронта импульса предыдущего, поэтому его выходной импульс проходит через дифференцирующую цепочку (ДЦ). К недостаткам ФХНИ типа приведенного на рис. 4.21 следует отнести невысокую стабильность задержки, связанную с низкой стабильностью длительности импульса ЖМ при изменении температуры и питающих напряжений. Для повышения стабильности можно использовать внешнюю синхронизацию ЖМ. На рис. 4.21 цепи синхронизации показаны пунктиром. Импульсы синхронизации имеют период, который значительно меньше длительности импульса ЖМ. В результате воздействия импульсов синхронизации длительность импульса ЖМ квантуется, что повышает ее стабильность.

Если в качестве задержки используется сдвигающий регистр, то время задержки входного сигнала может плавно изменяться при изменении частоты этих импульсов. ФХНИ может быть построен на модулях типа приведенных на рис. 4.17. Выходом такого модуля, используемого как элемент задержки, является сигнал переполнения счетчика  $U_{пер}$ . Задержка звена задается кодом длительности. При эквидистантных антеннах все задержки одинаковы, что упрощает управление. На все модули (см. рис. 4.17) такого ФХНИ подается тактирующее напряжение (ТИ). Изменяя частоту ТИ, можно плавно изменять время задержки звена. Структурная схема ФХНИ на основе модулей  $M$ , изображенных на рис. 4.17 приведена на рис. 4.22. Код числа, заносимого в счетчик, определяет дискретные значения задержек.

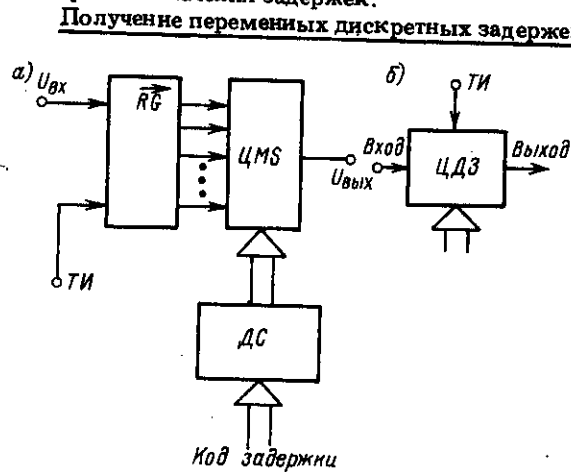


Рис. 4.23. Получение цифровой дискретной задержки с помощью сдвигающего регистра.

Как показано на рис. 4.22, дискретное изменение задержки может осуществляться изменением кода, подаваемого на модуль. В сдвигающих регистрах дискретное изменение времени задержки может осуществляться так же, как и в аналоговых линиях (см. § 3.1). При этом задача упрощается в связи с тем, что мультиплексоры должны быть цифровыми (ЦМС), в которых не накладываются жесткие требования на точность передачи значения сигнала.

На рис. 4.23 показаны структурная схема модуля для получения переменной дискретной задержки с помощью ЦМС и сдвигающего регистра (рис. 4.23, а) и его условное обозначение (рис. 4.23, б). В последние годы появились интегральные микросхемы счетчиков с программируемым коэффициентом пересчета. Фактически модуль (см. рис. 4.17) и является одним из вариантов такого счетчика. Но существуют и другие схемные решения, например за счет переключения выходов дешифраторов, стоящих после счетчика и т. п. Условное обозначение и функциональные возможности таких схем задержки импульсов аналогичны схемам, приведенным на рис. 4.23. Дискретное изменение задержки в линии на основе ЖМ (см. рис. 4.21) может производиться путем переключения время-задающей емкости конденсатора мультивибратора. Это переключение производится с помощью AMS, управляемых двоичным кодом.

#### § 4.4. Цифровые БУФХН с временным методом формирования сигналов излучения

Итоги рассмотрения отдельных задач позволяют подойти к анализу БУФХНИ в целом. Основными проблемами построения БУФХНИ являются: создание ФХНИ на основе ЦДЗ; синхронизация работы отдельных модулей.

Остановимся вначале на вопросах построения ФХНИ с использованием модулей, рассмотренных в § 4.3. Использование временного метода формирования сигналов излучения ставит при разработке ФХНИ проблемы, аналогичные тем, которые решались при построении дискретных ФХНП (см. § 3.4). В частности, для построения ФХНП, отклоняющего ХН влево и вправо от оси симметрии, можно использовать в соответствии с принципом обратимости ФХНИ типа приведенного на рис. 1.32. В качестве линий задержки можно использовать ЦДЗ одного из типов (см. рис. 4.17 и 4.23). Но такое ФХНИ может использовать только дискретное сканирование угла. Это связано с тем, что тактирующие импульсы постоянных и переменных задержек должны поступать от одного источника. Если вводить плавное изменение угла за счет изменения  $f_T$  цифровых линий задержки, то при этом будут изменяться и постоянные задержки, что нарушает работу устройства. Структурная схема ФХНИ с использованием ЦДЗ и со сканированием в обоих секторах приведена на рис. 4.24. Цифровые дискретные задержки работают с тактовой частотой  $f_T$ , поступающей по шине ТИ. В ЦДЗ с постоянной задержкой величина задержки задается двоичным кодом  $\beta$ , который увеличивается в два раза от модуля к модулю, достигая величины  $(N-1)\beta$  у последнего  $N$ -го модуля. Все ЦДЗ с переменной дискретной задержкой управляются от одного кода  $a_0$ , подаваемого на все ЦДЗ одновременно. Как было показано в гл. 1,  $a_{0 \max} \equiv 2\beta$ . Оди модуль ЦДЗ постоянной или дискретной задержкой не должен задерживать сигнал на время, большее, чем период входных импульсов. Это говорит о том, что постоянные ЦДЗ с большим временем задержки должны состоять из нескольких модулей, соединенных последовательно. Для нормальной работы модулей формирования длительности ниюгда необходимо ставить

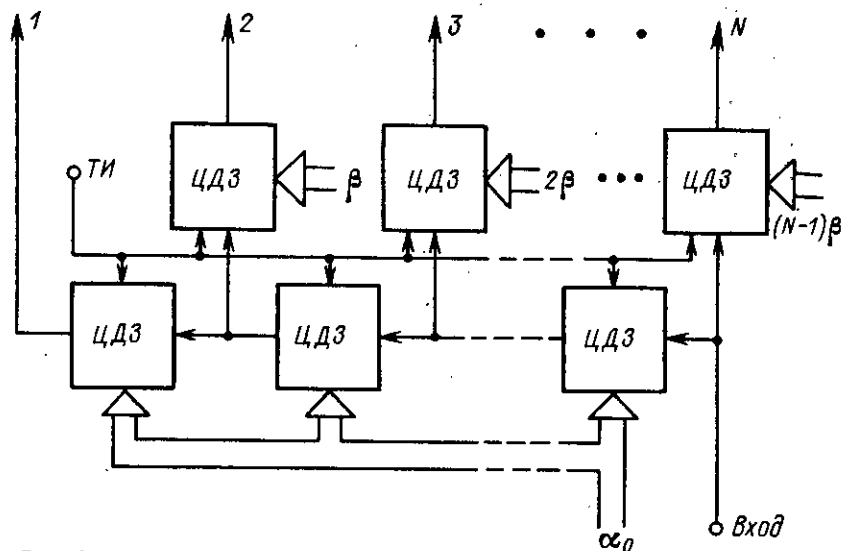


Рис. 4.24. Структурная схема ФХНИ с дискретным сканированием в обеих частях сектора обзора.

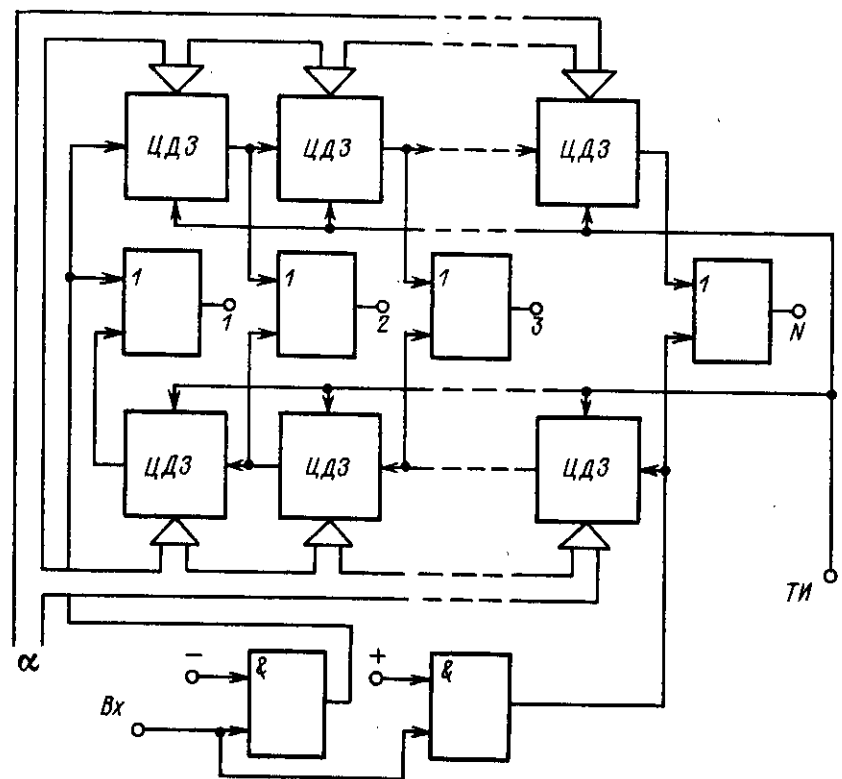


Рис. 4.25. Структурная схема ФХНИ на основе двух цифровых линий задержки с коммутацией входов.

два таких ФХНИ. Как отмечалось в гл. 1, такие ФХН имеют большую избыточность задержек, которая в случае излучения иногда удваивается. Для случая излучения с возможностью непрерывного сканирования ФХН хорошие результаты дает использование простейших методов формирования ФХН. Если взять цифровую линию задержки и подать с ее отводов сигналы на элементы антенны, то с помощью такого устройства можно осуществить сканирование в одну сторону от оси симметрии антенны. Для поворота в другую сторону необходимо иметь еще одну цифровую линию задержки или коммутировать выходы одной линии. На рис. 4.25 показана структурная схема ФХНИ на основе двух цифровых линий задержки с возможностью сканирования ФХН в обеих частях сектора обзора. Входной импульс в зависимости от сектора („-“ или „+“) подается на верхнюю или нижнюю линию задержки на основе идентичных звеньев ЦДЗ. Отводы с линий поступают на схемы логического сложения. На выходе схемы ИЛИ будет один импульс. Код, определяющий угол задержки, подается на все ЦДЗ одновременно. Переключение линий происходит на уровне нулевых задержек, что сводит к минимуму потери угла сканирования и время сканирования. Если длительность импульса заполнения форми-

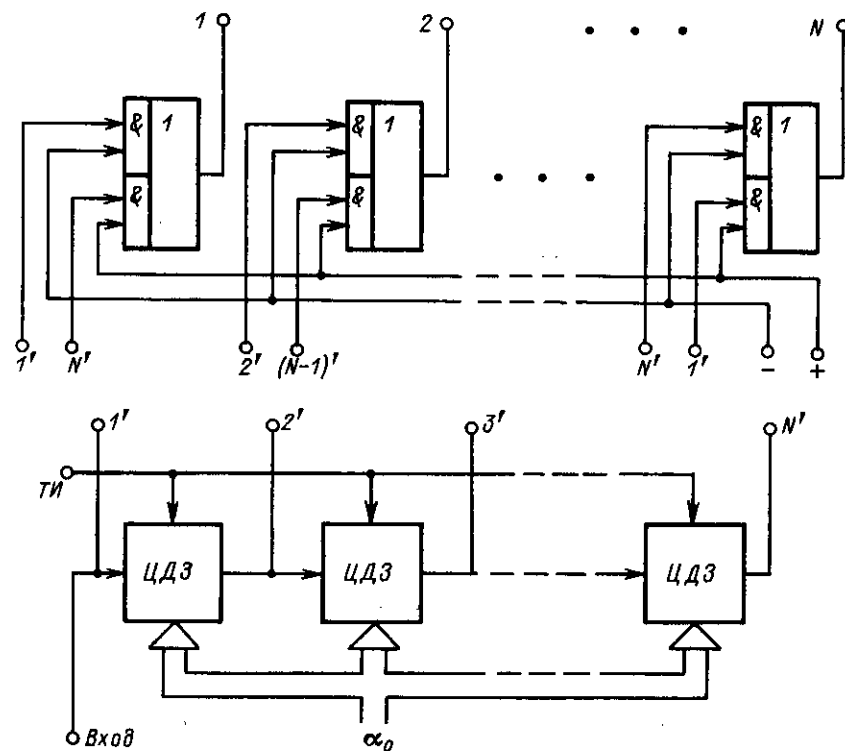


Рис. 4.26. Структурная схема ФХНИ на основе цифровой линии задержки с коммутацией выходов.

руется с помощью ФХНИ, то в блоке должно быть четыре линии задержки. Две задерживают передний фронт, а две другие — задний фронт излучаемого импульса наполнения. Вместо двух линий задержки можно использовать одну, имеющую на выходе коммутатор, который переключает 1-й вход на 1-й или  $N$ -й выходы, 2-й вход на 2-й или  $N-1$  выходы и т. д. Структурная схема такого ФХНИ приведена на рис. 4.26. Код угла  $\alpha_0$  поступает на ЦДЗ, из один разряд его, обозначающий правый или левый сектор сканирования („-“ или „+“), подается на коммутатор. Такой алгоритм работы обеспечивает минимум аппаратных затрат. В случае построения ФХНИ с сохранением длительности необходимо иметь две линии задержки (передний и задний фронты) и два коммутатора. В заключение отметим, что ФХНИ на основе ЦДЗ значительно отличаются от аналоговых схем ФХНП. В отдельном случае ФХНИ может состоять из четырех цифровых линий задержки. В большинстве случаев сложно осуществить плавное сканирование вблизи нуля в связи с необходимостью коммутации или входов, или выходов линий задержки. Диапазон плавного изменения угла сканирования с помощью  $f_T$  имеет примерно такую же величину, как и для ФХНП.

Как отмечалось выше, основной проблемой стыковки отдельных модулей БУФХНИ является проблема синхронизации их работы. Рассмотрим наиболее простую задачу излучения импульса одной частоты с дискретным изменением угла сканирования и на особенностях ее решения оценем возникающие проблемы. Для построения блока выберем ФХНИ с обработкой фронта меандра излучения. Для формирования напряжений  $U_1$  и  $U_2$  используем модуль типа приведенного на рис. 4.17. Для регулировки выходной мощности, получения входных напряжений выходных ключевых каскадов целесообразно также использовать схемы ЦДЗ (см. рис. 4.17). Структурная схема БУФХН при излучении для случая линейной эквидистантной антенны показана на рис. 4.27. ЦДЗ, применяемая в модуле  $\Phi_1$ , использует выход  $U_{пер}$  схемы, приведенной на рис. 4.17. В модулях  $\Phi_2$  и  $\Phi_3$  используются прямые выходы  $U_{вых}$  схемы, изображенной на рис. 4.17. Рассмотрим работу схемы. В исходном состоянии подаются двоичные коды, определяющие состояние ЦДЗ. Для задания угла сканирования  $\alpha$  на все ячейки ФХНИ подается один и тот же код  $\alpha$ . Модули  $\Phi_1$  всех ФС настраиваются на выдачу импульса через половину периода напряжения излучения. Модули  $\Phi_2$  и  $\Phi_3$  настраиваются на выдачу импульсов определенной длительности. Длительность устанавливается с учетом исключения протекания сквозного тока в ключевых каскадах КК выходных модулей, которые питают элементы антенны Э, а также с учетом выходной мощности элемента. При работе управляющий генератор УГ выдает импульсы, определяющие передние фронты меандров наполнения. Они сдвигаются по линии задержки ФХНИ. С отводов линий задержки ФХНИ эти импульсы поступают на формирующие схемы, где из них получают импульсы, сдвинутые друг относительно друга на половину периода и имеющие управляемые длительности.

Рассмотрим основные моменты согласования работы отдельных модулей системы. Если излучаемый импульс имеет фиксированную частоту, то, как отмечено в § 2.3, желательно, чтобы частота излучения была получена из частоты тактирующего напряжения путем деления на счетчике.

Тогда напряжение УГ и тактирующее напряжение ФХНИ будут синхронизированы, что исключает неблагоприятные эффекты квантования фазы излучаемого сигнала тактирующими импульсами. Питание ФС теми же тактирующими импульсами, что и ФХНИ, обеспечивает полное временное согласование работы всей системы. Соотношение между частотой тактирующих импульсов и частотой наполнения определяет как минимальный угол сканирования, так и квант изменения длительности импульсов наполнения. Таким образом, при дискретном способе сканирования ХН и фиксированной частоте излучения структура, приведенная на рис. 4.27, отвечает всем требованиям функционирования. Но с другой стороны, небольшое изменение условий работы системы нарушает эту строгость согласования. Если излучается частотно-модулированный сигнал, то, естественно, что УГ не может быть синхронизирован с тактирующими импульсами, поскольку это повлечет за собой появление эффекта квантования фазы на входе ФХН. Как отмечалось в § 2.3, это приведет к модуляции длительности

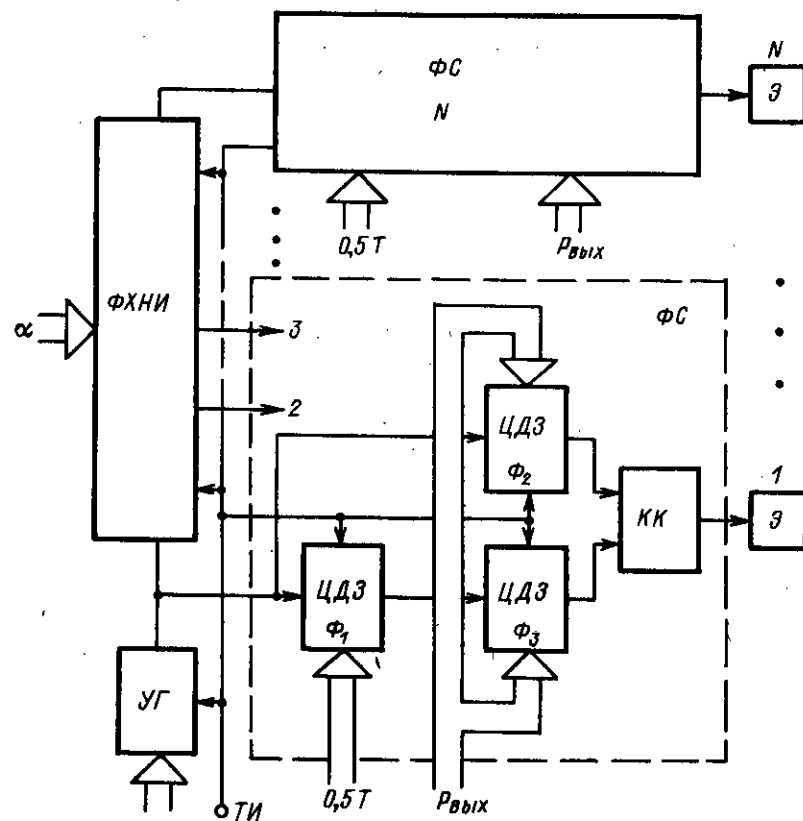


Рис. 4.27. Структурная схема БУФХНИ для случая линейной эквидистантной антенны.



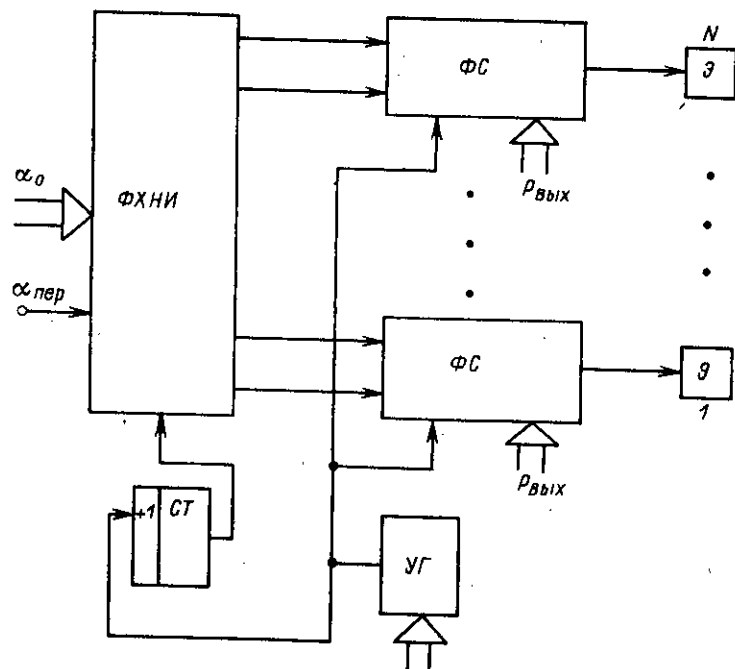


Рис. 4.30. Структурная схема БУФХНИ с частотной модуляцией сигнала излучения.

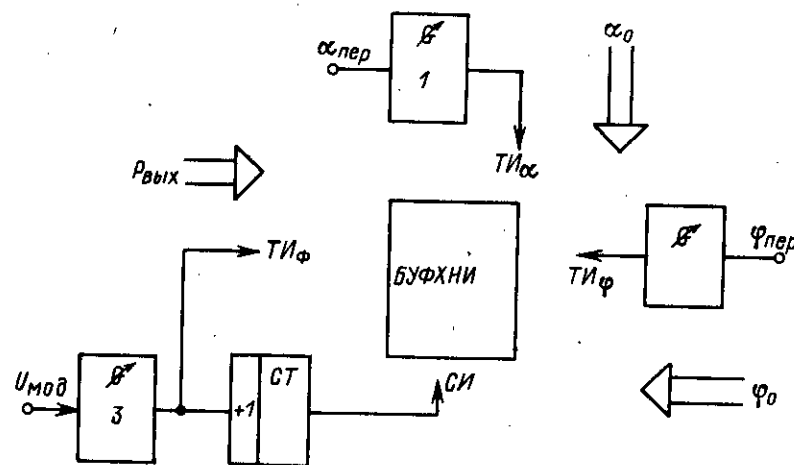


Рис. 4.31. Сигналы управления БУФХНИ для случая антенных решеток.

работу ФС при частотной модуляции. Если в качестве генератора ТИ формирующих схем выбрать частотно-модулированный генератор, а сигналы наполнения получать путем деления частоты этого генератора, то изменение частоты будет автоматически компенсировать погрешности ФС. Структурная схема ФХНИ при излучении с плавным изменением угла сканирования приведена на рис. 4.30. ФХНИ управляется заданием дискретного угла и непрерывного изменения  $\alpha_{пер}$  за счет тактирующих импульсов. Расчетные соотношения для выбора частот тактирования и диапазона изменения частоты во многом аналогичны для случая приемных ФХН, рассмотренных в гл. 3. С выходов ФХНИ парафазные сигналы каждого из  $N$  каналов поступают на ФС, которые по шине тактирования питаются от УГ высокой частоты. УГ обеспечивает заданный закон изменения частоты и формирование радиопульса определенной длительности. Это же напряжение тактирования поступает на счетчик (СТ), выход которого формирует импульсы наполнения, подаваемые на вход ФХНИ. Использование такого способа соединения цепей тактирования позволяет автоматически регулировать длительность импульсов, вызываемых на ключевые каскады, и поддерживать постоянной скважностью импульсов при частотной модуляции излучаемого сигнала.

БУФХН при излучении для случая антенных решеток отличаются от БУФХНИ для линейных антенн не только увеличением числа ФС и ФХНИ, как показано на рис. 4.5. При создании таких систем появляется третий уровень квантования фазы. При частотной модуляции и плавном изменении угла сканирования  $\alpha$  было два уровня квантования. Третий уровень появляется при согласовании ФХНИ по углу  $\alpha$ . Это связано с тем, что частоты тактирующих импульсов таких ФХНИ не могут быть связаны между собой при условии плавного изменения одной из них. Стоящие на выходе ФХНИ по углу  $\varphi$  формирующие схемы целесообразно питать от УГ так же, как это сделано в системе, приведенной на рис. 4.30. Таким образом, в общем случае БУФХН при излучении требует наличия двух генераторов переменных частот ( $G_1$  и  $G_2$ ) для обеспечения непрерывного угла сканирования по  $\alpha_{пер}$  и  $\varphi_{пер}$ . Кроме того, необходим генератор для тактирования формирующих схем и управляемый частотно-модулируемый генератор импульсов наполнения. Иногда генераторы наполнения и тактирующих импульсов ФС объединяются в один, как показано на рис. 4.30. На рис. 4.31 показаны сигналы управления БУФХНИ для случая антенных решеток в соответствии с особенностями работы, отмеченными выше. Генератор  $G_1$  обеспечивает тактирование ФХНИ по углу  $\alpha$ , а  $G_2$  — тактирование всех ФХНИ по углу  $\varphi$ . Генератор  $G_3$  управляется напряжением модуляции при ЛЧМ-сигнале и выдает тактирующие импульсы для работы формирующих схем  $ТИ_\varphi$ , которые после деления на СТ являются сигналом излучения (СИ). Основной проблемой обеспечения точности работы следует считать уменьшение суммарной погрешности тройного квантования фазы. из-за некогерентности генераторов, питающих отдельные части системы. Современное состояние цифровой элементной базы позволяет обеспечить удовлетворительную работу СЭУХН при излучении на частотах излучения в десятки килогерц при точностях установки диаграммы, правящих большинство требований реальных систем.

## § 4.5. Цифровые генераторы БУФХНИ фазового типа

Основные задачи систем с фазовым методом формирования ХН совпадают с аналогичными задачами систем с временным методом:

- 1) формирование входных сигналов управления оконечными каскадами;
- 2) статическая и оперативная регулировка выходной мощности;
- 3) формирование импульсов определенной длительности. Но существуют и отличия, которые заключаются в необходимости создания цифровых генераторов (ЦГ) с управляемой фазой выходных сигналов. В большинстве случаев это меняет подход к решению и остальных задач, общих для обеих систем. В связи с этим рассмотрение БУФХНИ фазового типа начнем с анализа способов построения цифровых генераторов с управляемой фазой. Под цифровым генератором понимается устройство, формирующее меандр напряжения излучения, фазой которого можно управлять. Фаза напряжения изменяется от 0 до  $360^\circ$ . Этот диапазон может регулироваться дискретно и непрерывно. При дискретной регулировке, когда весь диапазон разбивается на определенное число квантов, можно говорить о разрядности представления фазы. Например, весь диапазон регулировки фазы разбит на 32 кванта. Это значит, что фаза такого меандра может быть представлена двоичным пятиразрядным числом. При непрерывной регулировке фазы можно говорить о точности управления фазой. Не останавливаясь на целом ряде возможных вариантов построения цифровых генераторов меандров, рассмотрим наиболее простой способ, основанный на использовании двоичного счетчика. Функциональная схема генератора приведена на рис. 4.32. Счетчик СТ имеет емкость, равную разрядности представления фазы. При этом число квантов, на которое разбивается диапазон регулировки фазы ( $M_K$ ), должно быть равно степени двойки:

$$M_K = 2^q, \quad (4.8)$$

где  $q$  — емкость счетчика и разрядность представления фазы. На вход счетчика должны поступать импульсы с частотой

$$f_{вх} = M_K f_{вых}. \quad (4.9)$$

Счетчик делит частоту входных импульсов в  $M_K$  раз. Если положить, что СТ находится в нулевом состоянии и начали поступать импульсы  $f_{вх}$ , то переключение выходного каскада СТ произойдет через  $M_K$  импульсов  $f_{вх}$ . Если же период подачей импульсов с  $f_{вх}$  на счетчик подать код, который установит определенное состояние счетчика, то выходной каскад первый раз переключится за меньшее число входных импульсов. Таким образом, установка начального кода определяет фазу выходного сигнала СТ. Интересной особенностью такого ЦГ является возможность получения текущего кода фазы. Состояние выходов разрядов счетчика однозначно определяет фазу выходного сигнала. Действительно, счетчик при работе от  $U_{вх}$  пробегает все  $M_K$  состояний. Это означает, что каждое состояние счетчика дает информацию о фазе выходного сигнала  $U_{вых}$  с частотой  $f_{вых}$ .

Начальное состояние может заноситься в виде параллельного кода или последовательно в виде пачки импульсов. Число импульсов в пачке, подзвучаемых на счетный вход, определяет начальный сдвиг по фазе. Такое занесение начальной фазы допустимо, так как скорости работы счетчиков достигают десятков мегагерц, а периоды между переключениями ХН определяются  $\mu$ с.

Если необходимо построить ФХНИ на основе таких генераторов, то следует взять  $N$  генераторов, организовать установку начальной фазы, подачу радиоимпульса  $U_{вх}$  с частотой и исполнением  $f_{вх}$  и длительностью, определяемой временем излучения, на все генераторы одновременно. Но в этом случае при излучении будет переходной процесс, который определяется одновременностью подачи сигналов на все элементы антенны. Это нарушает картину, имевшую место при временном способе формирования ХН. Чтобы избежать этого нежелательного явления, необходимо организовать последовательное включение генераторов через время, определяемое сдвигом фаз между ними. Один из возможных вариантов организации последовательного включения на примере двух ЦГ показан на рис. 4.33. Работает схема следующим образом. Триггер  $T$  в исходный момент времени находится в нулевом состоянии. В счетчики  $СТ_1$  и  $СТ_2$  заносятся начальные значения фазы, и после этого подаются серия импульсов  $U_{вх}$  на счетные входы с частотой  $f_{вх}$  и одновременно видеопульс на вход  $C$ . Временные диаграммы напряжений, подаваемых на  $U_{вх}$  и  $C$ , показаны на рис. 4.34. Импульс  $C$  открывает выход первого счетчика, обеспечивая его включение на выходные каскады системы. Выход  $СТ_2$  будет подключен к выходным каскадам только после того, как импульс переполнения  $СТ_1$  (П) пройдет на вход триггера  $T$  и установит его в единичное состояние. Таким образом, выход  $СТ_2$  будет подключен через интервал, определяемый сдвигом фаз между выходами цифровых генераторов. При окончании режима излучения картина должна повторяться в том смысле, что в начале должен отключаться  $СТ_1$ , а затем через время, определяемое сдвигом фаз, — второй каскад. Схема, приведенная на рис. 4.33, обеспечивает этот режим. Окончание видеопульса откроет нижнюю схему совпадения на входе триггера  $T$  и импульс переполнения  $СТ_1$  пройдет на вход R-триггера и сбросит его в ноль, что приведет к отключению выхода  $СТ_2$ . Для нормальной работы схемы по описанному алгоритму длительность серии импульсов, подаваемых на счетный вход, должна быть больше длительности огибающей импульса излучения на время  $T_{доп}$  (см. рис. 4.34). Это время определяет интервал распространения фронта импульса излучения через ФХНИ. Фактически схема, приведенная на рис. 4.33, позволяет обеспечить формирование фаз с углом больше  $360^\circ$ . Необходимость в формировании таких углов возникает при работе с антеннами, имеющими большие базы с числом элементов больше 100 и углами сканирования больше  $20^\circ$ .

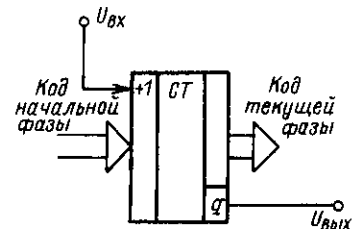


Рис. 4.32. Функциональная схема простейшего цифрового генератора (ЦГ) меандра выходного сигнала.

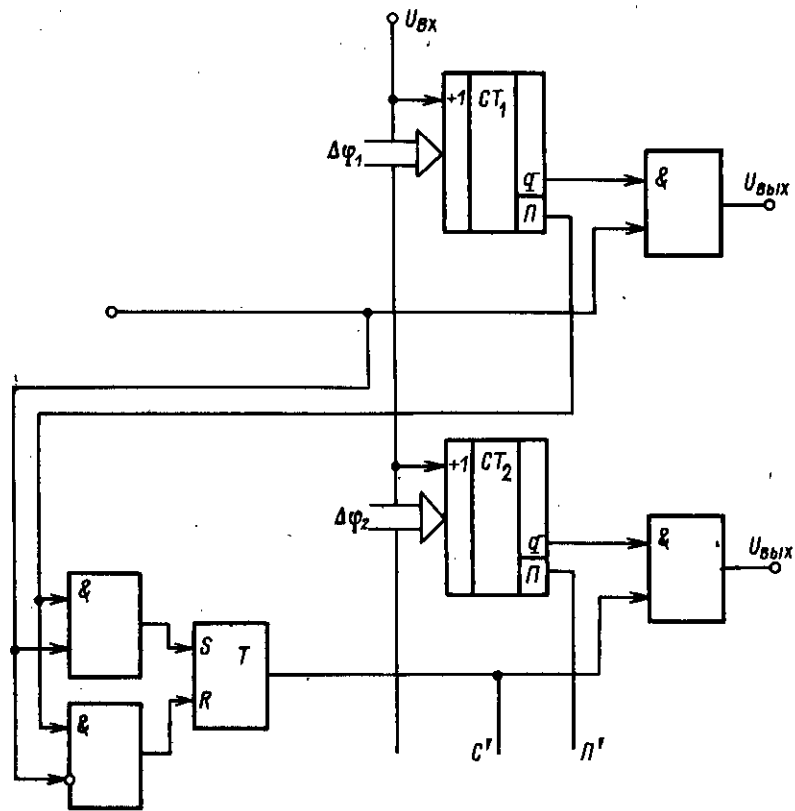


Рис. 4.33. Структурная схема организации последовательного включения ЦГ.

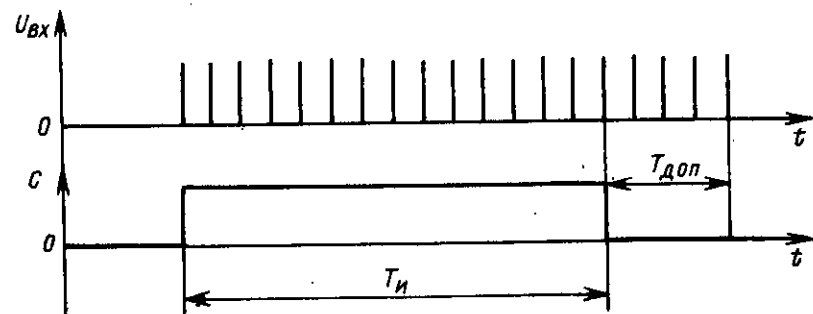


Рис. 4.34. Временные диаграммы входных сигналов ЦГ с организацией последовательного включения.

Рассмотрение особенностей работы схем, приведенных на рис. 4.32 и 4.33, позволяет обособить функциональную схему цифрового генератора. Функциональная схема генератора приведена на рис. 4.35,а, а его условное обозначение — на рис. 4.35,б. В отличие от схемы, изображенной на рис. 4.33, здесь имеются два входа С (СЛ и СП) и два входа П (ПЛ и ПП). Это объясняется возможностью работы модуля ЦГ в ФХНИ, формирующем луч как влево, так и вправо от оси симметрии. В этом случае будет изменяться направление распространения фронта включения и выключения ЦГ. В остальном работа ЦГ при излучении в обеих частях

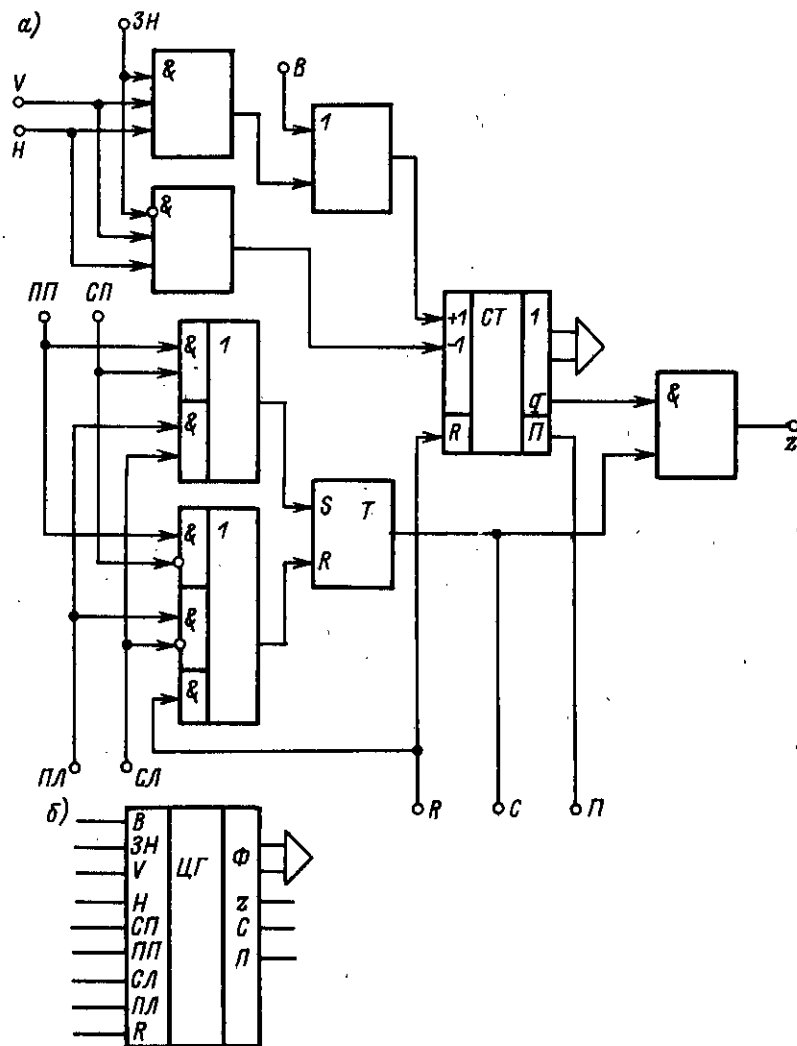


Рис. 4.35. Цифровой генератор с цепями управления.



сектора излучения не изменяется. В схеме есть добавочные элементы, обеспечивающие сброс счетчика  $CT$  и триггера  $T$  в ноль, а также обеспечивающие занесение начального значения счетчика в последовательном коде  $V$  и  $H$  на суммирующий или вычитающий входы в зависимости от знака фазы, определяемого потенциалом  $ЗН$ , подаваемым на одноименный вход  $CT$ . На схеме (см. рис. 4.35) вход  $B$  служит для подключения серии входных импульсов счетчика.  $Z$  является выходом ЦГ. Шина  $\Phi$  дает в параллельном коде информацию о фазе напряжения на  $Z$  выходе.

Наличие таких модулей позволяет простым соединением их входов и выходов строить ФХНИ. В качестве примера на рис. 4.36 показан ФХНИ для линейной антенны. Для упрощения на схеме не показаны цепи занесения начальных условий и сброса ЦГ<sub>1</sub> + ЦГ<sub>2</sub> в ноль  $R$ , которые будут обсуждаться ниже. Как видно из рис. 4.36, схема имеет два управляющих входа  $СП$  и  $СЛ$ . Если ХН формируется в правой части от оси симметрии, то подается видеопульс (см. рис. 4.34) на вход  $СП$  и волна включения идет от ЦГ<sub>1</sub> к ЦГ<sub>N</sub>. При подаче этого же импульса на вход  $СЛ$  волна включения генераторов идет от ЦГ<sub>N</sub> к ЦГ<sub>1</sub>. Наличие таких входов позволяет обойтись одним ФХНИ при излучении в обеих частях сектора обзора, что является несомненным преимуществом БУФХНИ фазового типа на основе ЦГ.

Как отмечалось в § 4.1, недостатком БУФХНИ фазового типа является нарушение работы устройства при частотной модуляции. Действительно, частотная модуляция изменяет требуемое распределение фаз между элементами антенны, а БУФХНИ на основе ЦГ сохраняют фазовые соотношения, что искажает ХН. Существуют два подхода к решению этой проблемы. В одних случаях определяется момент времени, в который необходимо произвести коррекцию фаз ЦГ на один квант фазы (см. § 4.1 формула (4.4)). При этом на входы ЦГ подаются частотно-модулированные

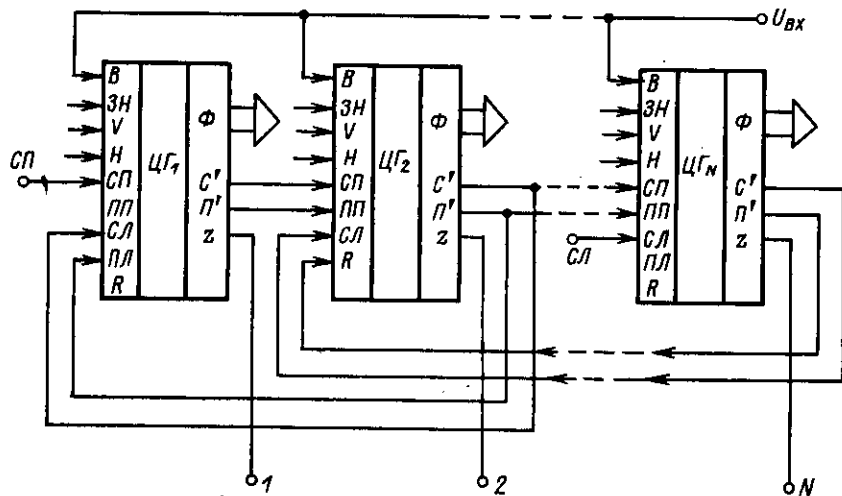


Рис. 4.36. Пример построения ФХНИ на основе ЦГ.

колебания с  $f_{вх}$ , что обеспечивает частотную модуляцию выходного сигнала, а коррекция фаз производится отдельным устройством БУФХНИ. В других случаях на входы ЦГ подаются радиопульсы постоянной высокой частоты  $\omega_n$ , а сами ЦГ вырабатывают коррекцию частоты и фазы колебаний. При этом БУФХНИ не имеет модулей коррекции, что упрощает построение всей системы. Чаще всего такие ЦГ можно построить только для случая ЛЧМ сигнала. При других законах задача коррекции значительно усложняется. Рассмотрим в качестве примера один из возможных подходов к решению данной проблемы. ЛЧМ-сигнал может быть описан функцией [31]

$$U(t) = A \sin \left( 2\pi f_n t + \frac{2\pi \Delta f}{T_n} t^2 \right), \quad (4.10)$$

где  $A$  — амплитуда,  $t$  — время;  $f_n$  — нижняя частота сигнала;  $\Delta f$  — девиация частоты ( $\Delta f = f_v - f_n$ );  $f_v$  — верхняя частота сигнала;  $T_n$  — длительность огибающей импульсов излучения.

Напряжение возбуждения  $i$ -го элемента можно записать с учетом (4.10)

$$U_i(t) = A \sin \left[ 2\pi f_n (t - i\tau) + \frac{2\pi \Delta f}{T_n} (t - i\tau)^2 \right], \quad (4.11)$$

где  $\tau = (d \sin \alpha) / v$ .

Как отмечалось выше, фаза сигнала ЦГ выдается в дискретные моменты времени

$$t = a \Delta, \quad (4.12)$$

где  $a$  — целое положительное число;  $\Delta$  — период дискретизации  $\Delta = 1/f_{вх}$ ;  $f_{вх}$  — частота входного напряжения ЦГ. Фаза сигнала на выходе ЦГ при излучении сигнала с постоянной частотой периодически повторяется

$$\psi_i(a \Delta) = [2\pi f (a \Delta - i\pi)] \bmod 2\pi. \quad (4.13)$$

Это позволяет выразить дискретную фазу при  $f = \text{const}$  как

$$\tilde{\psi}_i(a \Delta) = \left[ \frac{\psi_i(a \Delta)}{\Delta \psi} \right] = (a - i a_0) \bmod M_k, \quad (4.14)$$

где  $a_0$  — шаг задания фазы между элементами антенны;  $M_k$  — коэффициент пересчета счетчика ЦГ. Знак  $[ ]$  означает, что берется целая часть отношения. Аналогичная величина для дискретной фазы ЛЧМ-сигнала записывается в виде

$$\tilde{\psi}_i(a \Delta) = \left[ \frac{\psi_i(a \Delta)}{\Delta \psi} \right] = \left[ (a - i a_0) + \left[ \frac{1}{f_n} \sqrt{\frac{\Delta f}{T_n M_k}} (a - i a_0) \right]^2 \right]. \quad (4.15)$$

Как видно из формулы (4.15), фаза ЛЧМ-сигнала имеет две составляющие — линейную и квадратичную. Линейная составляющая реализуется с помощью счетчика ЦГ, а квадратичную составляющую необходимо формировать и суммировать с линейной с учетом коэффициента  $1/f_H \sqrt{\Delta f} / (T_H M_K)$ . Структурная схема ЦГ с коррекцией фазы при ЛЧМ-сигнале приведена на рис. 4.37. На схеме ЦГ показан упрощенно без всяких цепей управления. ЦГ выдает линейную составляющую фазы. Первый  $CT_1$  является счетчиком с программируемым коэффициентом пересчета. Требуемый коэффициент задается кодом  $K$ . Этот счетчик обеспечивает коэффициент деления частоты

$$K = \frac{1}{f_H} \sqrt{\frac{\Delta f}{T_H M_K}} \quad (4.16)$$

Стоящий за ним второй счетчик является преобразователем частота — код. Таким образом, два счетчика обеспечивают получение величины  $K(a - ia_0)$ . В счетчик  $CT_1$  заносится такое же начальное значение фазы, как и в счетчик ЦГ. Если счетчик  $CT_1$  при занесении начальной фазы переполнится, то счетчик  $CT_2$  также принимает участие в запоминании начального значения. В формуле эта особенность отражается наличием члена  $ia_0$ .

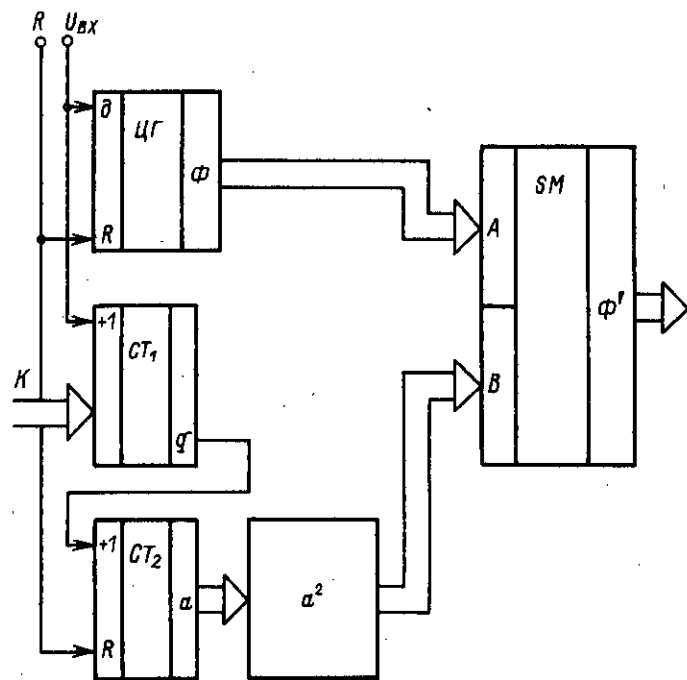


Рис. 4.37. ЦГ с коррекцией частоты и фазы излучения в процессе работы.

Обратим внимание на важность этого этапа работы, так как все ЦГ будут иметь одинаковые по структуре цепи коррекции, но их работа отличается друг от друга заданием начальных фаз в цепях коррекции. Выходной код второго счетчика подается на схему возведения в квадрат. В качестве этой схемы можно использовать постоянное запоминающее устройство (табличный метод выполнения операции возведения в квадрат) или схему, реализующую рекуррентную формулу

$$a_{n+1} = (n+1)^2 = n^2 + 2n + 1. \quad (4.17)$$

Возможно использование и других методов реализации квадратичной зависимости [31].

Параллельные коды с ЦГ и квадратора подаются на двухходовый сумматор SM, выход которого является выходом кода фазы. Одна из кодовых комбинаций на входе первого  $CT_1$ , устанавливающая коэффициент пересчета, используется для отключения первого  $CT_1$  и разрыва цепи коррекции, что необходимо при излучении однотонального сигнала. Функционирование ЦГ с учетом коррекции фазы при ЛЧМ практически не изменяется, только добавляется вход кода  $K$ , который задает режим работы ЦГ (однотональный или ЛЧМ) и величину соответствующего коэффициента  $K$  при ЛЧМ. Следует обратить внимание, что выход  $z$  в ЦГ с ЛЧМ берется со старшего разряда кода фазы на выходе. SM и этот сигнал проходит через схему совпадения, на второй вход которой подается сигнал  $C$ . Условное обозначение ЦГ с учетом цепей коррекции ЛЧМ приведено на рис. 4.38. При построении БУФХНИ шины  $K$  всех ЦГ объединяются и управление идет параллельно для всех ЦГ.

Следующей задачей, которую должен решать ЦГ, является обеспечение непрерывного угла сканирования ХН в процессе излучения. В БУФХНИ с временным методом формирования ХН это делалось путем изменения частоты тактирующих импульсов. В цифровом генераторе (см. рис. 4.37) такое изменение угла можно производить путем сумми-

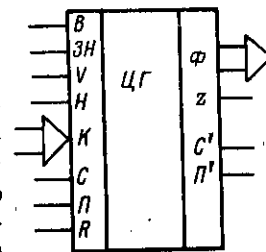


Рис. 4.38. Условное обозначение ЦГ с генерацией ЛЧМ-сигнала.

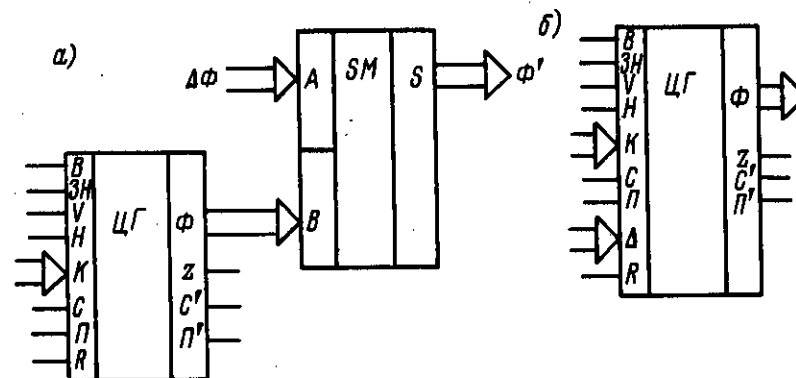


Рис. 4.39. ЦГ с оперативным изменением фазы сигнала.

рования кода фазы ЦГ с приращением фазы  $\Delta\Phi$ , а также путем подачи дополнительных импульсов на вход  $B$  или  $H$  счетчика ЦГ. Суммирование приращения фазы можно сделать путем увеличения числа входов сумматора, приведенных на рис. 4.37 (поставив трехходовый параллельный сумматор), или поставив дополнительный двухходовый параллельный сумматор на выходе первого сумматора. На один вход дополнительного SM подается код фазы ЦГ, а на другой — приращение фазы. На рис. 4.39,а показан этот способ плавного изменения фазы ЦГ для осуществления непрерывного сканирования. Фактически сканирование происходит дискретно с шагом, определяемым младшим разрядом приращения  $\Delta\Phi$ . Это говорит о том, что осуществить чисто аналоговое управление углом сканирования в БУФХНИ с фазовым методом формирования ХН затруднительно. Дополнительный SM может быть помещен внутри ЦГ, который становится в некотором смысле универсальным.

Внутри ЦГ происходит единственное переключение: выход  $z$  ( $U_{\text{вых}}$  на рис. 4.33) берется со схемы совпадения, первый вход которой подключен к старшему разряду дополнительного SM, а второй, так же, как и раньше, подключается к  $C$ . Условное обозначение ЦГ с изменением фазы в процессе излучения показано на рис. 4.39,б. Изменение фазы за счет подачи дополнительных импульсов на вход ЦГ является более простым, но требует увеличения предельных частот работы СТ, используемого в ЦГ. Действительно, если в промежутках между входными импульсами ЦГ подать отдельные импульсы, например, по входам  $V$  и  $H$ , то состояние счетчика изменится на число поданных импульсов. Соответственно изменится и фаза выдаваемых меандров. Но требуемая входная частота перного триггера СТ (см. рис. 4.37) будет увеличена, как минимум, в два раза. Если скорость изменения фазы велика, то требования на максимальную частоту переключений СТ еще больше возрастают. А это не всегда возможно даже при учете современных допустимых частот переключения СТ в десятки мегагерц.

В рассмотренных цифровых генераторах выходные меандры напряжений имеют скважность, равную двум, поэтому отпадает необходимость в устройствах формирования длительности импульсов, как это было в БУФХНИ временного типа (см. табл. 4.2). Но задача управления длительностью выходных импульсов с целью управления мощностью излучения и получения импульсов, необходимых для нормальной работы выходных ключевых каскадов, остается. В качестве схем, осуществляющих такое регулирование, могут использоваться устройства (ФС), аналогичные тем, которые применялись в БУФХНИ временного типа (см. рис. 4.16, 4.17, 4.27, 4.29).

Обратим внимание, что на этом этапе стыковки ЦГ и ФС возникает проблема согласования фаз в ЦГ и ФС при использовании ЛЧМ-сигнала. Эта проблема может быть решена, если ФС будут работать от напряжения  $U_{\text{вх}}$  подаваемого на вход ЦГ. Если для работы ФС необходима более высокая частота, чем для входа ЦГ, то  $U_{\text{вх}}$  для ЦГ следует формировать путем деления частоты тактирования ФС так же, как это было использовано в БУФХНИ временного типа (см. рис. 4.30). Но наличие кода фазы ЦГ позволяет использовать еще один эффективный способ регулировки длительности с помощью SM. Идея формирования импульса заданной длительности с помощью мультиплексора поясняется функциональной схемой (см. рис. 4.40)

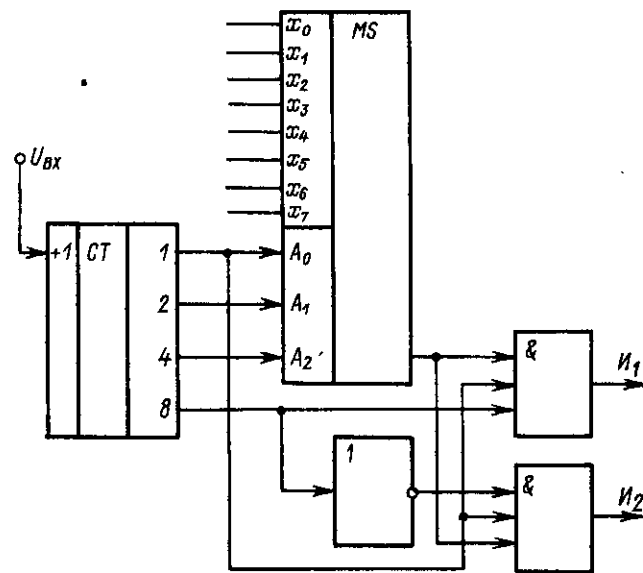


Рис. 4.40. Функциональная схема ЦГ с возможностью регулировки длительности меандра с помощью MS.

и временными диаграммами, приведенными на рис. 4.41. Выходы счетчика СТ являются выходами цифрового генератора. В данном случае фаза колебаний квантуется на восемь дискретов. Три разряда фазы подаются на адресный вход MS и поочередно подключают входы  $x_0 - x_7$  к выходу MS. Входы  $x_0 - x_2$  и  $x_5 - x_6$  подсоединяются к высокому потенциалу, а входы  $x_3$  и  $x_7$  — к низкому потенциалу. Поэтому, когда счетчик пробегает эти состояния, на выходе MS будет низкий потенциал. Несложная логика на выходе позволяет формировать укороченные выходные импульсы, как это показано на рис. 4.41. На месте  $x_3$  в серии  $U_2$  идет нулевой потенциал и на месте  $x_7$  в серии  $U_1$  такая же картина. Если дополнительно на входы  $x_2$  и  $x_5$  подать низкие потенциалы, то импульсы  $I_1$  и  $I_2$  уменьшатся еще на квант длительности. Подавая позиционный код на входы  $x_0 - x_7$ , можно управлять длительностью. Такие схемы могут найти применение в связи с тем, что имеется интегральная микросхема MS (K155КП6, K155КП7), и ее использование в ряде случаев уменьшает число корпусов.

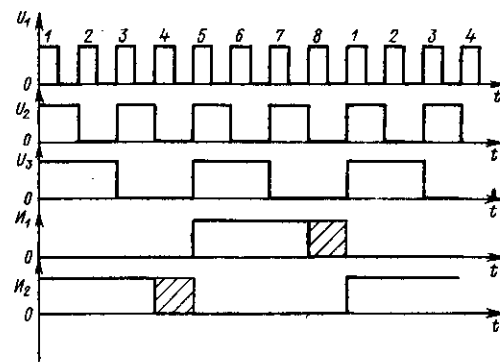


Рис. 4.41. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы рис. 4.40.

Рассмотрение структур ЦГ позволяет сделать общую оценку их параметров. Цифровые генераторы могут выдавать меандры напряжения излучения, длительностью которых сравнительно легко управлять. При этом можно избежать дополнительного квантования фазы при стыковке схем регулирования длительности и генерации меандра. Наличие кода фазы позволяет оперативно (на уровне параллельных кодов) управлять фазой меандра, а также осуществлять коррекцию фазы при излучении ЛЧМ-сигнала. Цифровые генераторы сравнительно легко осуществляют установку начальной фазы и допускают изменение фазы в процессе излучения с помощью последовательной серии импульсов. Число дискрет, на которые разбивается период меандра, определяет дискретность фазы ( $M_k$ ). Эта величина зависит от разрядности основного счетчика ЦГ. Например, при разрядности счетчика, равной 10, число  $M=1024$ , что обеспечивает дискретность фазы в  $0,36^\circ$ . Это достаточно малая дискретность. Но при такой разрядности счетчика входная частота должна быть равной

$$f_{вх} = M_k f, \quad (4.18)$$

где  $f$  — частота сигнала излучения.

Если учесть, что максимальная частота работы счетчиков на ТТЛ элементах не превышает  $10 \div 16$  МГц, то нетрудно подсчитать максимальные частоты излучения, которые могут быть получены на ЦГ рассматриваемого типа. В частности, по исходным данным, приведенным выше, эта частота не должна превышать  $10 \div 16$  кГц.

Если используется оперативное управление фазой с помощью подачи дополнительных импульсов между основными, то входная допустимая частота снижается, как минимум, в два раза и также снижается максимальная частота излучения. Оперативное изменение фазы может производиться только дискратно с минимальным шагом, равным  $360^\circ/M$ . Это говорит о том, что разрядность представления фазы и управление длительностью выходных меандров может производиться с дискретностью не лучшей, чем дискретность управления фазой.

При излучении ЧМ-сигнала ЦГ может использоваться двойко. Если ЦГ выполнен без схем коррекции, то в этом случае на вход В необходимо подавать частотно-модулированный радиоимпульс с произвольным законом модуляции и осуществлять коррекцию фазы на один квант в моменты времени, зависящие от  $\Delta\varphi$  и вычисляемые по формуле (4.4). Если ЦГ имеет схемы коррекции, то он может осуществлять генерацию только ЛЧМ-сигнала. Для этого необходимо на вход В подать радиоимпульс с частотой заполнения и коэффициент  $K$  (4.16). При излучении ЛЧМ-сигнала модуляционная характеристика квантуется с периодом в  $K$  раз большим, чем период  $U_{вх}$ , что соответствует ее экстраполяции полиномом порядка с шагом дискретизации  $K/f_{вх}$ . Несмотря на относительную сложность ЦГ, успехи микроэлектроники позволяют сравнительно легко изготовить такие схемы в виде интегральных микросхем универсальных цифровых источников меандров с управляемой фазой и длительностью выходного напряжения, а также с коррекцией фазы при частотной модуляции сигнала.

#### § 4.6. Цифровые БУФХН с фазовым методом формирования сигналов излучения

БУФХНИ на основе ЦГ выгодно отличаются от блоков управления с временным методом формирования ХН. В них практически не возникает проблема синхронизации работы модулей блока почти при всех режимах работы. Поэтому основными вопросами построения БУФХНИ на основе ЦГ являются вопросы оперативного управления фазой и занесения начального значения фазы, а также выдача сигнала коррекции фазы или ЧМ-сигнала. В самом общем случае задача задания начальной фазы решается с помощью выдачи через магистраль  $N$  серий импульсов, каждая из которых устанавливает основные счетчики ЦГ в исходное состояние. Фаза генератора устанавливается как сумма фаз предыдущего ЦГ и требуемая разность фаз, т. е.

$$\Phi_i = \Delta\Phi_i + \sum_{k=2}^{i-1} \Delta\Phi_k. \quad (4.19)$$

Суммирование в (4.19) начинается с фазы второго ЦГ в связи с тем, что начальная фаза первого генератора всегда равна нулю, несмотря на то, что с теоретической точки зрения она может иметь произвольное значение, так как ее величина не влияет на параметры ХН. В случае эквидистантных антенн  $\Delta\Phi_i = \text{const}$ , что позволяет записать

$$\Phi_i = (i-1) \Delta\Phi. \quad (4.20)$$

При последовательном занесении фазы каждому значению приращения фазы можно поставить в соответствие число импульсов  $U_{вх}$ , которое необходимо подать на вход ЦГ для установления нужного состояния по отношению к предыдущему ЦГ:

$$\psi = \lfloor \Delta\Phi M_k / 360 \rfloor, \quad (4.21)$$

где  $M_k$  — коэффициент пересчета СТ (4.8). Это означает, что при занесении начальных значений в первый ЦГ импульсы занесения фазы не поступают, на втором ЦГ их число равно  $\psi$ , на третьем  $2\psi$  и т. д. Структурная схема модуля занесения начальных фаз приведена на рис. 4.42. Основу модуля составляет распределитель импульсов (РИ) на  $N-1$  выходов. Работает РИ от тактирующих импульсов, поступающих на него с ЦДЗ (см. рис. 4.17), используемой в данном случае в качестве счетчика с программируемым коэффициентом деления. Коэффициент деления определяется кодом приращения фазы  $\Delta\Phi$ , который имеет знак ЗН. Входное напряжение с частотой  $f_{вх}$  подается на  $V$  входы всех ЦГ. Знак поступает на все входы ЗН цифровых генераторов. На  $N$  входы ЦГ подаются потенциалы с выходов триггеров, которые взводятся пусковым триггером, а сбрасываются в исходное состояние импульсами с распределителя. Последний  $(N-1)$ -й импульс с выхода РИ сбрасывает пусковой триггер и работа модуля прекращается. Входное напряжение на ЦДЗ подается непрерывно, но РИ начинает работать только после срабатывания пускового триггера. Временные диаграммы для случая

$\psi = 4$  приведены на рис. 4.43. На первый цифровой генератор импульсы установки нулевой фазы не подаются, на второй подаются четыре импульса и т. д. Число этих импульсов определяется кодом  $\Delta\Phi$  через временные интервалы  $N$  выходов. На  $(N-1)$ -й ЦГ поступает  $(N-2)\psi$  импульсов, а на ЦГ число поступающих импульсов ровно  $(N-1)\psi$ . Заносимые начальные фазы имеют знак, определяемый одним разрядом  $\Delta\Phi$ . Этот знак идет на соответствующие входы ЗН всех ЦГ. Состояние такой шины однозначно определяет, какой вход ФХНИ на основе ЦГ будет возбужден: СП или СЛ (см. рис. 4.36), так как знак определяет отклонение ХН влево или вправо от оси симметрии. Информация о знаке кода приращения фазы выдается только на время работы распределителя РИ. Это достигается постановкой схемы совпадения, открываемой потенциалом, разрешающим работу РИ.

Максимальное время установки начального значения фазы может быть определено как

$$T_{уст} = 0,5(N-1)\psi / f_{вх} \quad (4.22)$$

Максимальное значение  $\psi_{max} = M_k$ . Это позволяет определить, что  $T_{уст}^{max} = 0,5(N-1)$  периодов сигнала наполнения. Но максимальное значение достигается редко, так как углы сканирования не превышают  $\pm 20-30^\circ$ , что уменьшает почти на порядок величину  $T_{уст}^{max}$ . Схема (см. рис. 4.42) может

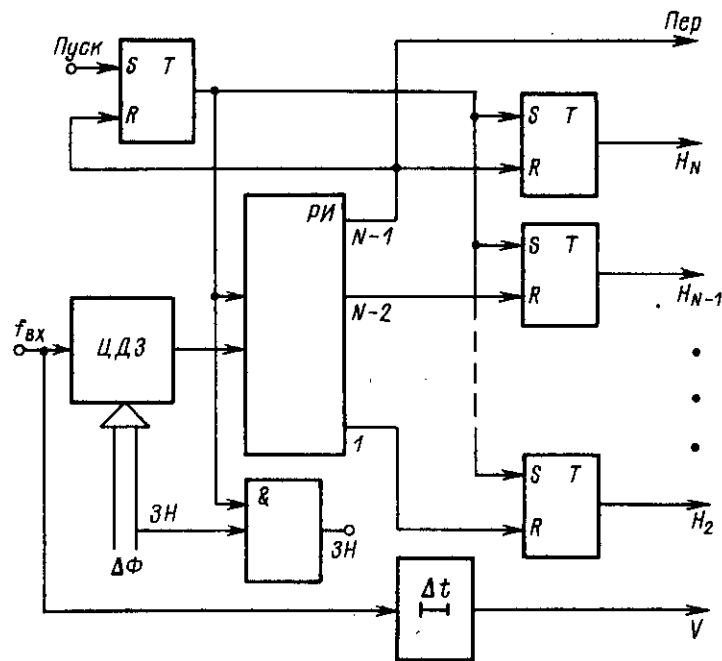


Рис. 4.42. Структурная схема модуля оперативного последовательного изменения фаз ЦГ (занесение начальной фазы, изменение фазы, коррекция фазы при ЧМ).

использоваться также для внутримпульсного сканирования. При рассмотрении работы ЦГ в § 4.5 отмечалось, что оперативное изменение фазы можно осуществлять путем воздействия на  $V$  вход. Для этого необходимо в промежутках между входными тактирующими импульсами подавать дополнительные импульсы, определяющие величину оперативного сдвига.

Чтобы осуществить такое временное согласование, необходимо входное напряжение модуля (см. рис. 4.42) задержать на половину такта, как показано на рисунке. Тогда если ЦГ питать тем же напряжением, что и модуль, то будет строгое временное согласование. Для установки начальной фазы эта задержка принципиального значения не имеет. Оперативное изменение фазы происходит следующим образом. При излучении импульса на модуль подаются код шага сканирования со знаком отклонения и импульс запуска модуля (Пуск). Модуль (см. рис. 4.42) выдает серию импульсов, которые проходят на ЦГ в промежутках между импульсами  $U_{вх}$ . Полный сдвиг фаз произойдет через  $0,5(N-1)\psi$  периодов входного напряжения после подачи импульса запуска. Такой способ сканирования фактически заменяет непрерывное сканирование на ступенчатое с шагом квантования равным  $0,5(N-1)\psi / f_{вх}$ . Следующий импульс сканирования можно подавать через шаг квантования. Как отмечалось выше, допустимая тактовая частота работы ЦГ для этого случая должна быть вдвое выше. Модуль (см. рис. 4.42) может использоваться для коррекции фазы при частотной модуляции. Для этого на ЦДЗ подается код приращения фазы в один квант, а на пусковой вход посылается импульс с модуля, вычисляющего время  $t$  (4.4). Коррекция фазы произойдет за  $N-1$  тактов входного сигнала. Число импульсов, располагаемых между тактирующими импульсами ЦГ, можно увеличить и повысить тем самым скорость управления. Входные сигналы для ЦГ в таком случае можно получать путем деления  $f_{вх}$  (см. рис. 4.42).

Для матрицы ЦГ занесение начальных значений можно производить с помощью двух модулей типа приведенного на рис. 4.42: один — для линейки ЦГ, формирующих угол  $\alpha$ , а второй — для всех ЦГ, формирующих угол  $\varphi [1, 2]$ . Но работа этих модулей должна производиться последовательно: вначале запускается модуль для установки  $\alpha_0$ , а затем — модуль для установки  $\varphi_0$ . Структурная схема модуля формирования начального значения фаз матрицы ЦГ показана на рис. 4.44. Перед подачей потенциалов  $N$  на входы цифровых генераторов происходит их логическое сложение с выходов двух модулей типа приведенных на рис. 4.42. Но эти модули подключаются последовательно. Модуль  $\alpha_0$  запускается импульсом установки начального значения (Пуск). После окончания цикла работы модуля он выдает сигнал Пер (см. рис. 4.42) и запускает модуль  $\varphi_0$ . Эти модули имеют управляющие входы, на которые подаются коды приращения фазы ЦГ и знаки фаз. Обра-

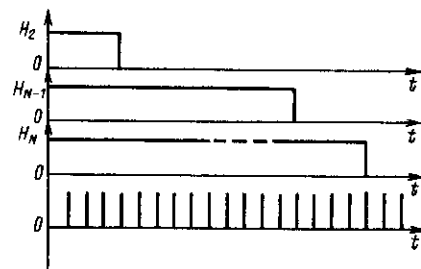


Рис. 4.43. Временные диаграммы работы модуля оперативного изменения фаз.

тим внимательно, что выхода  $H_1^1$  нет на схеме рис. 4.44. Это объясняется тем, что этот ЦГ имеет нулевую фазу как по оси  $a$ , так и по оси  $\varphi$ . Остальные выходы  $H_1$  не управляются по одному входу ( $\alpha_0$ ). Работа схемы происходит следующим образом: после подачи кодов  $\Delta\Phi_a$  и  $\Phi_y$  посылается сигнал Пуск, который запускает модуль  $\alpha_0$ . В результате работы модуля в ЦГ заносится определенное число импульсов  $\psi$ , соответствующее коду  $\Delta\Phi_a$  и его знаку. Импульсы каждого выхода модуля  $\alpha_0$  заносятся во все ЦГ, подключенные к этому выходу. После окончания занесения угла  $\alpha_0$  автоматически по сигналу Пер запускается модуль  $\varphi_0$  и выдает серия импульсов в соответствии с величиной  $\Delta\Phi_\varphi$ . В результате происходит суммирование  $\alpha_0$  и  $\varphi_0$  в каждом ЦГ. После окончания цикла  $\Delta\Phi_a$  работа модуля заканчивается. Выход  $V$  выдает сигналы на все ЦГ матрицы. Эти сигналы задержаны относительно импульсов  $f_{вх}$  на половину такта. Сигналы, определяющие знаки  $\Delta\Phi$ , подаются на все схемы ЦГ, но последовательно: вначале, на период работы модуля  $\alpha_0$ , подается знак  $\Delta\Phi_a$ , а в течение времени работы модуля  $\varphi_0$  — знак  $\Delta\Phi_\varphi$ . Это обеспечивает правильное суммирование фаз. Время установки начального значения определится как

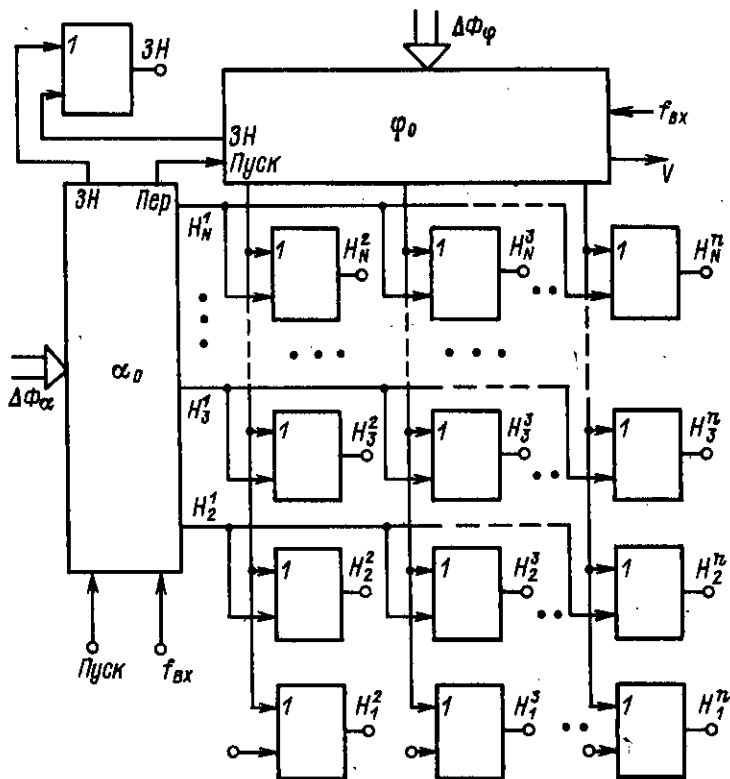


Рис. 4.44. Структурная схема модуля оперативного изменения фаз ЦГ для случая антенной решетки ( $N \times n$ ).

$$T_{уст} = 0,5 [ (N-1) \psi_a + (n-1) \psi_\varphi ] / f_{вх}, \quad (4.23)$$

где  $\psi_a$  и  $\psi_\varphi$  — величины  $\psi$  из (4.21) для модулей  $\alpha_0$  и  $\varphi_0$ .

Внутриимпульсное сканирование для случая антенной решетки производится аналогично случаю линейной антенны. На модули  $\alpha_0$  и  $\varphi$  задаются коды углов оперативного сканирования и знаки отклонения. Затем производится запуск модуля  $\alpha_0$  и после окончания цикла его работы запускается модуль  $\varphi_0$ . Шаг ступенчатого квантования определится формулой (4.23) при подстановке в нее вместо  $\psi_a$  и  $\psi_\varphi$  числа импульсов, определяющих приращения  $a$  и  $\varphi$ . Коррекция фазы при излучении ЧМ-сигналов антенной решетки может производиться аналогичным образом, как это делалось при излучении линейной антенной. На модули  $\alpha_0$  и  $\varphi_0$  подаются код одного кванта фазы, а на пусковой вход — импульс в момент времени, определяемый формулой (4.4).

ЦГ имеет также возможность резко повысить скорость управления фазами колебаний, используя параллельный код фаз  $\Delta$ , как это показано на рис. 4.39. На этот вход можно подавать код, определяющий начальное значение фазы, приращение фазы при внутриимпульсном сканировании и код коррекции фазы при излучении ЧМ-сигналов. Устройство управления БУФХНИ с выдачей параллельного кода фазы значительно сложнее модуля, приведенного на рис. 4.44. Основная проблема заключается в том, что в случае линейных антенн необходимо формировать  $N-1$  двоичных кодов  $\alpha_0$  и, что наиболее трудно, при оперативном изменении фаз  $\Delta\alpha_0$  также необходимо оперативное формирование  $N-1$  кода. Такая ситуация связана с тем, что фазы, поступающие на каждый ЦГ, отличаются друг от друга. В случае параллельного управления фазой модуль  $\alpha_0$  должен выдавать ( $N-1$ ) параллельный код. Один из возможных вариантов построения модуля  $\alpha_0$  приведен на структурной схеме (рис. 4.45). На вход модуля поступают код разности фаз между двумя элементами антенны и знак разности. Линия шины, определяющая знак фазы, подается на выход модуля. Код фазы без изменений поступает на вход  $\Delta$  второго ЦГ. Этот выход модуля  $\alpha_0$  обозначен как  $\Delta_2$ . Выхода  $\Delta_1$  нет, так как первый ЦГ всегда имеет нулевую начальную фазу. Третий генератор должен иметь приращение фазы  $2\Delta\Phi$ . Это значение получается из  $\Delta\Phi$  простым сдвигом разрядов  $\Delta\Phi$  в пространстве  $\Delta_3$ . Код, подаваемый на четвертый ЦГ, формируется в виде суммы

$$\Delta_4 = \Delta_3 + \Delta\Phi. \quad (4.24)$$

Для получения  $\Delta_4$  необходим параллельный сумматор (см. рис. 4.45). Код пятого ЦГ получается путем

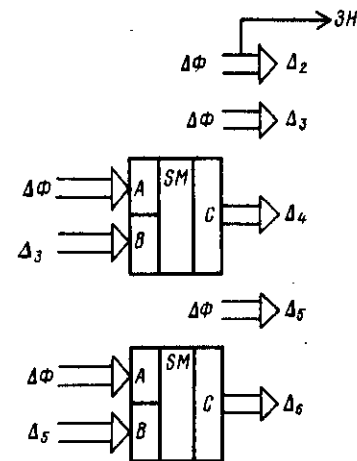


Рис. 4.45. Структурная схема модуля параллельного изменения фаз ЦГ.

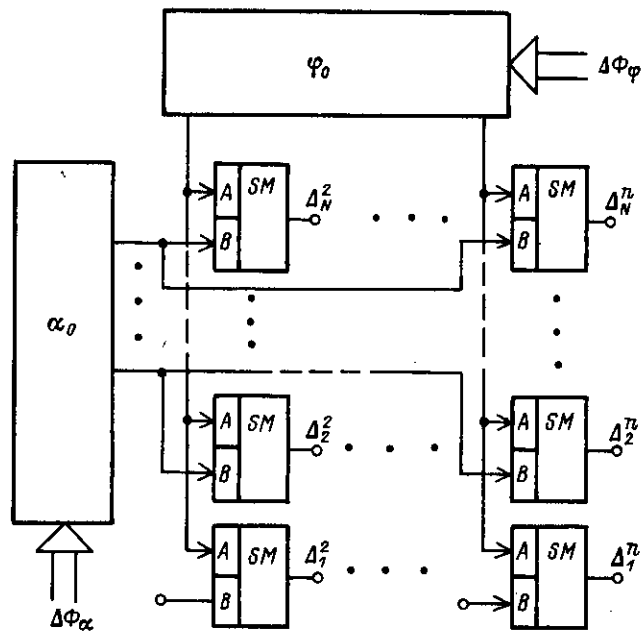


Рис. 4.46. Модуль параллельного изменения фаз.

сдвига в пространстве кода  $\Delta\Phi$  на два разряда. Шестой ЦГ принимает код, полученный в виде суммы

$$\Delta_6 = \Delta_5 + \Delta\Phi. \quad (4.25)$$

Остальные фазы ЦГ формируются аналогично. Из рассмотрения принципа работы модуля  $\alpha_0$  (см. рис. 4.45) следует, что коды настройки получают путем многократного суммирования на параллельных сумматорах кода разности фаз и значений кодов предыдущих ЦГ. Это вызывает неравномерную задержку выходов кодов для настройки ЦГ и требует цепей синхронизации. Если изменять величину  $\Delta\Phi$ , то будут изменяться все коды  $\Delta_i$ , что приведет к сканированию ХН в пределах за один такт  $U_{вх}$  ЦГ. Это позволяет задавать начальную фазу, сканирование и коррекцию фазы при ЧМ-сигнале.

БУФХНИ антенных решеток состоит из двух независимых модулей  $\alpha_0$  и  $\varphi_0$ , которые построены по схеме, аналогичной рис. 4.45. Но вместо схем логического сложения, используемых в блоке (см. рис. 4.44), в координате пересечения выходов двух модулей

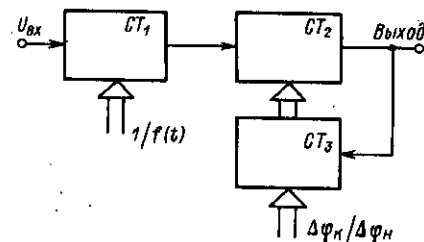


Рис. 4.47. Структурная схема блока коррекции для случая излучения ЧМ-сигнала.

стоят двухвходовые параллельные сумматоры. Реализация таких блоков связана со значительными аппаратными затратами. Структурная схема БУФХНИ для антенных решеток с повышенной оперативностью управления ХН приведена на рис. 4.46. Работа схемы не требует дополнительных пояснений. На схеме для упрощения шины параллельного кода от модулей  $\alpha_0$  и  $\varphi_0$  показаны одной линией. Для нормального функционирования БУФХНИ необходим модуль, определяющий моменты коррекции фаз при частотной модуляции излучаемого сигнала. Моменты времени разнесены между собой на достаточно большие интервалы времени, что позволяет в ряде случаев вычислять время  $t$  на ЭВМ. Но чаще всего оперативность управления требует создания отдельного модуля. Для получения зависимости (4.4) можно использовать два счетчика с программируемым коэффициентом пересчета. Первый счетчик имеет коэффициент, задаваемый функцией  $f(t)$ . При линейной модуляции это постоянная величина  $A$  (4.5). Второй счетчик имеет коэффициент деления, пропорциональный величине  $\Delta\varphi_k/\Delta\varphi_n$ . При  $\Delta\varphi_k/\Delta\varphi_n = 1$  коэффициент пересчета максимален, а при  $\Delta\varphi_k/\Delta\varphi_n = 1/M_k$  — минимален. Выход второго счетчика является выходом модуля. После каждой коррекции фаза  $\Delta\varphi_n$  должна увеличиваться на один квант. Это достигается подачей сигнала коррекции на третий счетчик, где было установлено значение  $\Delta\varphi_n$ . Структурная схема модуля коррекции приведена на рис. 4.47. На вход модуля подается радиопульс с частотой  $f_{вх}$ . Фактически это входное напряжение ЦГ.

В заключение отметим, что БУФХНИ на основе ЦГ практически не имеют проблем стыковки отдельных модулей, что обеспечивает меньшие погрешности представления выходного напряжения. Последовательное управление фазой позволяет при малых затратах оборудования обеспечить приемлемые скорости управления. К недостаткам БУФХНИ можно отнести невозможность непрерывного сканирования ХН, хотя квант управления фазой может быть сделан сколь угодно малым.

#### § 4.7. Программные способы формирования сигналов излучения

Алгоритм функционирования произвольного цифрового устройства может быть реализован аппаратными или программными средствами. Программная реализация всегда обладает большей гибкостью и универсальностью перед аппаратной, но сопровождается уменьшением скорости работы устройства. БУФХНИ, являясь цифровым устройством, также может быть реализован программными средствами. Естественно, что программная реализация должна иметь аппаратный выход на ключевые каскады, формирующие мощные импульсы излучения. Программа реализации цифрового устройства хранится в запоминающем устройстве (ЗУ) ЭВМ и считывается с него для выдачи во внешние устройства или для обработки. Внешним устройством в данном случае является выходной ключевой каскад. С этой точки зрения программный способ формирования сигналов излучения можно рассматривать как способ построения БУФХНИ на основе запоминающих устройств. Скорость выдачи информации через магистраль ЭВМ относительно невысокая, но существуют способы обмена информацией, обладаю-

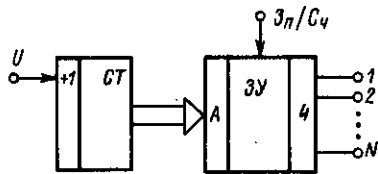


Рис. 4.48. Структурная схема источника сигналов излучения на основе ЗУ.

щие скоростями обмена на уровне быстродействия ЗУ. Это так называемый режим прямого доступа к памяти [26, 63]. При рассмотрении программных способов формирования сигналов излучения возникают задачи выбора формы представления меандра в ЗУ, определения скорости управления при занесении начальных значений фаз, оперативном управлении фазой, управления длительностью, коррекции фазы при ЧМ-сигнале

и ряд других. Остановимся на рассмотрении отдельных задач.

Если имеется ЗУ на  $MN$ -разрядных слов, то в таком ЗУ можно хранить информацию о  $N$  меандрах с квантом представления фазы и длительности

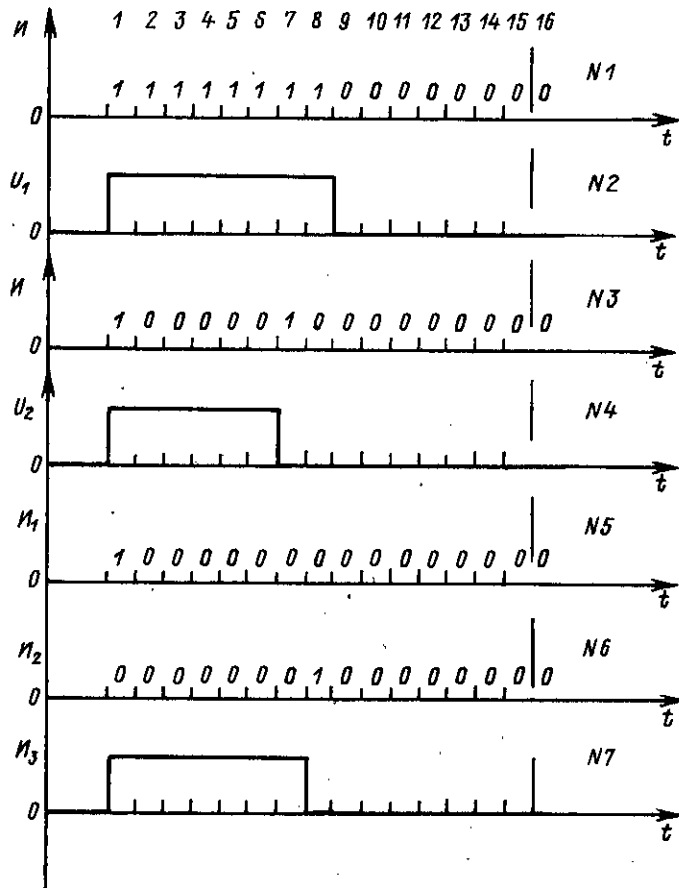


Рис. 4.49. Временные диаграммы, показывающие размещение информации в ЗУ и выходные сигналы источника.

импульса, равным  $360^\circ/M$ . Структурная схема модуля такого источника  $N$  сигналов приведена на рис. 4.48. ЗУ имеет адресный вход  $A$ , куда поступает адрес слова. Разрядность адресного входа удовлетворяет соотношению

$$2^q = M. \quad (4.26)$$

Соответственно счетчик СТ на входе имеет емкость, также равную  $q$ . ЗУ имеет  $N$  выходов разрядов числа  $q$  и шину записи — считывания  $3\pi/С4$ . Если на вход счетчика подавать импульсы с частотой  $f_{вх}$ , то ЗУ будет выдавать последовательно  $M$  слов. За один такт  $U_{вх}$  выдается одно  $N$ -разрядное слово. После переполнения счетчика СТ цикл работы модуля повторяется. Изменяя частоту  $f_{вх}$ , можно осуществлять частотную модуляцию процесса выдачи чисел.

Рассмотрим возможную структуру информации на двух выходах, например первом и втором. При этом для простоты примем, что  $M=16$ . Если в первую матрицу ЗУ записать информацию, как показано на рис. 4.49 (диаграмма № 1), то при считывании ее на выходе ЗУ будет сигнал  $U_1$ , показанный на диаграмме № 2 рис. 4.49. При непрерывном счете счетчика СТ (см. рис. 4.48) выходное напряжение будет циклически повторяться. Если в матрицу записать информацию, показанную на диаграмме № 3, а выход ЗУ подключить к счетному входу триггера, то выходное напряжение триггера будет иметь вид, показанный на диаграмме № 4. Если взять две матрицы ЗУ и записать в них информацию, как показано на диаграммах № 5 и 6, а выходы этих матриц подать на RS-триггер, то получим меандр (диаграмма № 7). На рис. 4.50 показаны варианты подключения триггеров к ЗУ. Два последних способа являются аналогами формирователей длительности импульсов ФХНИ, рассмотренных в § 4.4.

Как видно из временных диаграмм, приведенных на рис. 4.49, изменяя информацию, записанную в матрице ЗУ, можно получать нужную длительность импульса. Это позволяет регулировать амплитуду выходного сигнала на элементе антенны. Изменяя частоту  $U_{вх}$  (см. рис. 4.48), легко добиться частотной модуляции сигнала на выходе ЗУ. Сдвигая во времени импульсы соседних матриц, можно обеспечить необходимый сдвиг по фазе, определяющий сканирование ХН. Ниже приводится распределение в матрицах ЗУ информации о меандрах, сдвинутых друг относительно друга на два кванта фазы

Номер матрицы	Разряды матрицы															
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
I	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
II	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0
III	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
IV	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0
V	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
VI	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1



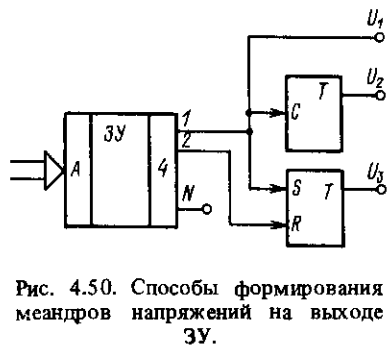


Рис. 4.50. Способы формирования меандров напряжений на выходе ЗУ.

оставаться постоянной. Можно использовать одну матрицу ЗУ с выходным меандром со скважностью, равной двум. Этот меандр после инвертирования подается на две формирующие схемы, аналогичные приведенным на рис. 4.29 и 4.30, которые регулируют длительность, обеспечивая нужную амплитуду и согласование с ключевыми каскадами. Возможны и другие варианты, определяемые временными диаграммами № 3÷7.

Каждому положению ХН в пространстве соответствует свое ЗУ, т. е. количество ЗУ определяется числом секторов сканирования. В принципе

На основе такого подхода можно предложить несколько способов построения источников сигналов излучения. Если на каждый ЦГ отвести две матрицы ЗУ и в первую матрицу заносить информацию, как показано на диаграмме № 1, а во вторую — со сдвигом на  $180^\circ$ , то выход ЗУ можно прямо подавать на ключевые выходные каскады. Но такой способ не позволит оперативно изменять амплитуду сигнала, подаваемого на элемент. Эта амплитуда может быть записана только один раз и потом должна

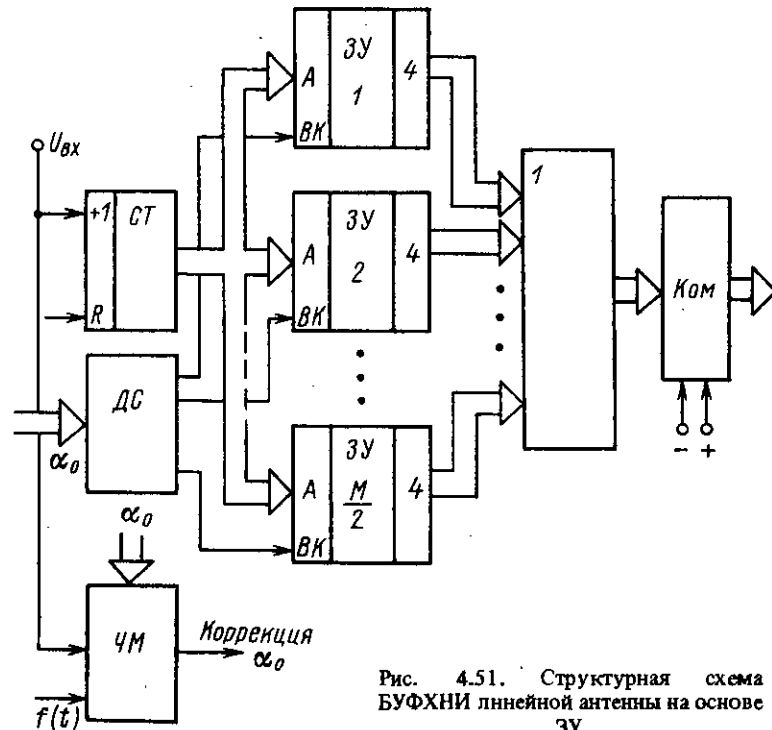


Рис. 4.51. Структурная схема БУФХНИ линейной антенны на основе ЗУ.

это может быть и одно ЗУ, разделенное на массивы, или даже массив большого ЗУ, разделенный на подмассивы. Структурная схема БУФХНИ на основе ЗУ приведена на рис. 4.51. В каждом ЗУ записаны массив информации для определенного угла сканирования. Выходы всех ЗУ подаются на схему поразрядного логического сложения. Число ЗУ определяется числом секторов сканирования в одной части сектора обзора ( $M/2$ ). Коммутатор (Ком), стоящий на выходе модуля логического сложения имеет алгоритм работы, аналогичный коммутатору, представленному на рис. 4.26. На него подается информация о части сектора обзора („-“ или „+“). Его постановка позволяет уменьшить в два раза число запоминающих устройств. В схеме есть дешифратор ДС выбора ЗУ, на который подается код угла  $\alpha_0$ . Знак угла подается на Ком. Модуль ЧМ вырабатывает время коррекции угла в соответствии с формулой (4.4). По сигналу этого блока происходит коррекция кода угла  $\alpha_0$ , подаваемого на ДС. Работает схема следующим образом. Перед запуском схемы на нее подается код требуемого угла  $\alpha_0$  со знаком. После этого подается радиопульс  $U_{вх}$  с частотой в  $M_k$  раз большей, чем требуемая частота сигнала излучения. ДС выбирает с помощью входов ВК из модулей ЗУ с требуемым распределением фаз. Информация из модуля ЗУ циклически поступает на выход блока. Если происходит частотная модуляция, то на вход СТ подают частотно-модулированный радиопульс. Кроме СТ, этот радиопульс поступает на модуль ЧМ, на который также подаются величины  $\alpha_0$  и  $f(t)$ . Значение  $f(t)$  определяет закон изменения частоты. На выходе модуля ЧМ получают сигнал управления, по которому код угла  $\alpha_0$  изменяется на один квант. Коррекция  $\alpha_0$ , оперативное изменение  $\alpha_0$  и переключение ДС происходят в моменты времени, когда СТ переполняется и начинают считываться нулевые адреса ЗУ.

На выходе коммутатора блока (см. рис. 4.51) можно поставить схему последовательного включения выходов ЗУ, как это сделано в ЦГ (см. рис. 4.33, 4.35).

В качестве запоминающих устройств могут использоваться постоянные ЗУ (ПЗУ) или перепрограммируемые ЗУ (ППЗУ). Емкость ЗУ зависит от числа элементов антенны, разрядности представления угла сканирования  $\alpha_0$  и способа получения управляющих напряжений для выходных каскадов. Емкость всех ЗУ для генерации сигналов излучения может быть определена в битах как

$$Q = 2D_a M_k N, \quad (4.27)$$

где  $D_a$  — число дискрет представления угла сканирования;  $M_k$  — число дискрет представления фазы (часто  $D_a = M_k$ );  $N$  — число элементов антенны.

Если в блоке используются формирующие схемы, то величина  $Q$  может быть уменьшена в два раза. Введение знака угла сканирования и постановка коммутатора (Ком) позволяют еще в два раза уменьшить объем ЗУ:

$$Q = 0,5 D_a M_k N. \quad (4.28)$$

Быстродействие ЗУ определяется частотой  $U_{вх}$ . Проведенные расчеты показывают, что для большего числа практических случаев излучения гидро-

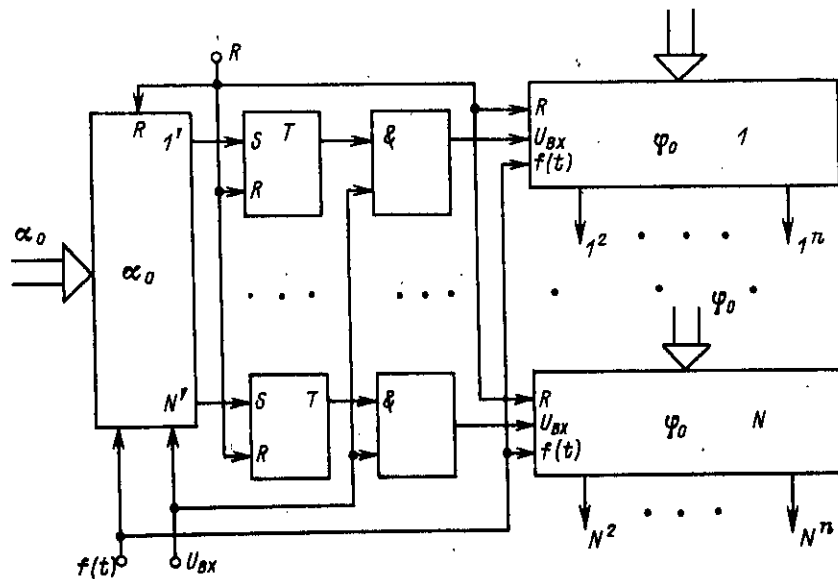


Рис. 4.52. Структурная схема блока управления для случая антенной решетки.

акустических сигналов требуемые емкости ЗУ и скорости их работы могут быть удовлетворены параметрами современных постоянных и перепрограммируемых ЗУ.

Для случая антенных эквидистантных решеток БУФХНИ на основе ЗУ строится по тем же принципам, что и БУФХНИ на основе ЦГ. Отличие заключается в способе учета фазы  $\alpha_0$  в модуле  $\varphi_0$ . На рис. 4.52 приведена структурная схема блока для антенной решетки ( $N \times n$ ). В основе блока лежат модули типа приведенных на рис. 4.51. Модуль по углу  $\alpha_0$  выдает  $N$  меандров в соответствии с условиями функционирования схемы, показанной на рис. 4.51. Модуль  $\varphi_0$  работает аналогично, за исключением начального сдвига работы счетчика СТ (см. рис. 4.51). Этот счетчик должен начать работать с небольшим запаздыванием, зависящим от фазы сигнала модуля  $\alpha_0$ , в строке которого он находится. Для учета этого начального сдвига служат цепочки на RS-триггерах и схемах совпадения (см. рис. 4.52). Перед началом работы весь блок сбрасывается в нулевое состояние. Первым запускается модуль  $\alpha_0$ . Когда на его выходах появятся фронты первых меандров, то они установят RS-триггеры в единичное состояние и разрешат запуск модулей  $\varphi_0$ . Эти модули будут запускаться последовательно, в зависимости от фазы каждого меандра модуля  $\alpha_0$ . Емкость ЗУ в БУФХНИ антенных решеток значительно возрастает

$$Q = 2D_a M_K^2 D_\varphi \quad (4.29)$$

При получении этой формулы принималось, что число дискрет фазы в модулях  $\alpha_0$  и  $\varphi_0$  одинаково.

Анализ работы цифровых БУФХНИ временного и фазового типов показывает, что реальный частотный диапазон работы этих блоков лежит в области десятков, реже сотен килогерц. Но в целом ряде случаев, например, нелинейной гидроакустики, получения акустических изображений [56, 88], возможные частоты излучения равны сотням килогерц и единицам мегагерц. Если положить, что современные пересчетные устройства на ТТЛ схемах имеют предельные частоты входных сигналов в  $15 \div 20$  МГц, то это означает, что квант фазы будет равен  $5 \div 20^\circ$ . Такие значения квантов приведут к большой дискретности углов сканирования. Пересчетные схемы на ЭСЛ элементах обеспечивают более высокие частоты входных сигналов (до  $30 \div 50$  МГц) при значительном увеличении мощности потребления. Но управление такими частотами является достаточно сложной технической задачей. В этом случае могут использоваться аналоговые методы построения БУФХНИ.

При аналоговой форме представления информации структура БУФХНИ не претерпевает существенных изменений. Оконечные каскады могут быть выполнены в виде ключевых схем типа приведенных на рис. 4.7, 4.11, или в виде линейных усилителей мощности. При использовании линейных усилителей отпадает необходимость в формирователях управляющих импульсов типа показанных на рис. 4.15. В ключевых выходных каскадах на рассматриваемых частотах формирующие схемы типа изображенных на рис. 4.15 не используют тактирование. Задержка  $\Delta t$  в таких схемах может реализоваться за счет запаздывания сигнала в транзисторных каскадах или с помощью RS-цепочек. Таким образом, оконечные каскады могут работать как с меандрами входных сигналов, так и с синусоидами. Оперативная регулировка длительности меандра затруднена и не может проводиться на том уровне, как это выполнялось в цифровых БУФХНИ. Аналоговые БУФХНИ могут быть временного и фазового типов. Серьезным недостатком аналоговых БУФХНИ обоих типов является трудность организации непрерывного изменения угла сканирования в связи со сложностью плавного изменения задержки или фазы при аналоговом представлении информации.

Аналоговые БУФХНИ временного типа. Структурная схема аналогового БУФХНИ временного типа мало отличается от аналогичной структуры цифрового БУФХНИ, приведенного на рис. 4.4. Отличие заключается в отсутствии устройства переменного угла сканирования  $\alpha_{пер}$ , устройства управления формирователями длительности УД и самих формирователей ФД. Регуляторы мощности могут быть и в аналоговых БУФХНИ, но оперативная регулировка мощности затруднена.

В аналоговых БУФХНИ временного типа могут использоваться аналоговые линии задержки (см. рис. 3.5, 3.6). При этом в ФХНИ не возникает проблем квантования фазы, аппроксимации модуляционной характеристики. На выходах ФХНИ могут стоять формирователи, выравнивающие амплитуды сигналов после линий задержки. Сложность построения аналоговых БУФХНИ временного типа заключается в том, что в области единиц мегагерц трудно разработать электромагнитные ЛЗ с малым шагом отвода. Применение коаксиального кабеля также затруднено в связи со сложностью

получения большого числа отводов. Как электромагнитные ЛЗ, так и коаксиальные кабели, являются нетехнологичными устройствами, что ограничивает область их использования. При создании БУФХНИ для антенных решеток сохраняется структурная схема, приведенная на рис. 4.5.

Рабочие частоты аналоговых БУФХНИ временного типа ограничиваются сотнями килогерц или единицами мегагерц при кванте фазы  $3 \div 10^\circ$ .

**Аналоговые БУФХНИ фазового типа.** Основная идея фазовых БУФХНИ заключается в создании генераторов напряжения, фазой которых можно управлять. С этой точки зрения структурная схема, приведенная на рис. 4.1, полностью подходит и для аналоговых БУФХНИ. Основное отличие заключается в создании генераторов напряжения заданной фазы. При аналоговом представлении информации роль генератора может выполнять устройство, аналогичное приведенному на рис. 3.14. Использование схемы (см. рис. 3.14) предполагает, что имеются квадратурные составляющие источника синусоидального сигнала, сдвинутые друг относительно друга на  $90^\circ$ . Если иметь такие напряжения, то получить напряжения любой фазы в диапазоне от  $0$  до  $360^\circ$  можно с помощью генератора, структурная схема которого приведена на рис. 4.53. На этой структурной схеме напряжение  $U^0$  имеет нулевую фазу, напряжение  $U^{90}$  — фазу в  $90^\circ$  относительно  $U^0$ , напряжение  $U^{180}$  — фазу в  $180^\circ$  относительно  $U^0$ ,  $U^{270}$  имеет фазу в  $270^\circ$  относительно  $U^0$ . Нетрудно видеть, что управляя источниками квадратурных сигналов и коэффициентами, подаваемыми на множительные устройства, можно получить и нужную фазу с дискретностью, определяемой разрядностью представления коэффициентов. Для получения сдвига фаз на  $180$  и  $270^\circ$  служат парафазные усилители (ПУ), выходы которых могут избираться с помощью АМС. Задавая одноразрядные коды для управления АМС и два кода, пропорциональные  $\cos a$  и  $\sin a$  внутри выбранного квадрата, можно получить произвольную фазу  $[a + p(\pi/2)]$ , где  $p=0, 1, 2, \dots$  с дискретностью представления, равной дискретности величин  $\cos a$  и  $\sin a$ . Многофазный генератор получается путем параллельного соединения генераторов, аналогичных приведенным на рис. 4.53, к источникам  $U^0$  и  $U^{90}$  с подачей соответствующего кода фазы.

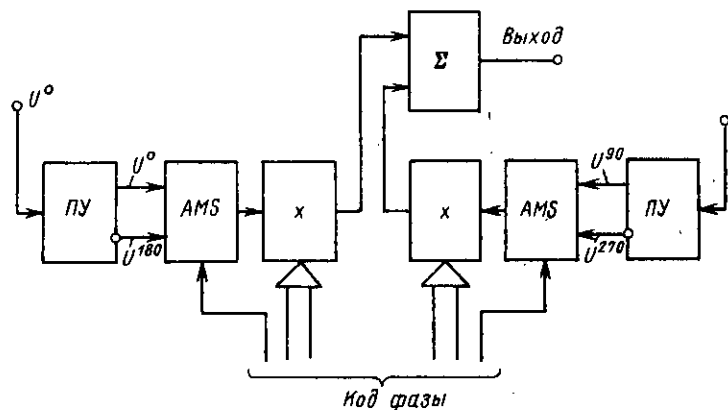


Рис. 4.53. Структурная схема аналогового генератора сигнала с заданной фазой.

Если фазы отдельных генераторов не выходят за пределы одного квадранта, то схемы ПУ, АМС могут быть опущены. Если идти по пути упрощения схемы, приведенной на рис. 4.53, то можно рассмотреть вариант, когда один множитель управляется инверсным кодом, подаваемым на второй. Это значительно сократит объем настроечной информации при сохранении дискретности фазы.

Можно показать, что такая ситуация соответствует получению векторов напряжений, концы которых лежат не на окружности, а на сторонах ромба. На рис. 4.54 приведен пример, соответствующий этой ситуации. В качестве иллюстрации на рисунке показаны два вектора выходного напряжения  $U_1$  и  $U_2$ , значения которых отличаются фазой и амплитудами. Это говорит о том, что подобные фазовые генераторы можно использовать в БУФХНИ, имеющих формирователи, стоящие после генераторов.

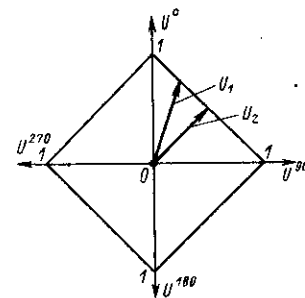


Рис. 4.54. Векторная диаграмма выходных напряжений генератора при использовании прямого и инверсного значения кода для управления фазой.

Схемы умножения аналоговых генераторов фаз фактически являются управляемыми делителями. Роль их могут выполнять программируемые усилители, а также схемы цифроаналоговых преобразователей (ЦАП), у которых вместо источника опорного напряжения подается сигнал с выхода АМС.

Плавное регулирование фазы излучаемых сигналов можно производить изменением напряжения  $U^0$  или  $U^{90}$ , но закон изменения достаточно сложен и регулировка должна быть индивидуальной для каждого генератора. Поэтому такие генераторы используются чаще всего при излучении ортогональных сигналов. Максимальные рабочие частоты таких генераторов и БУФХНИ на их основе определяются в основном частотными свойствами множительных устройств и лежат в диапазоне единиц мегагерц.

На более высоких частотах проблема создания СЭУХН становится подобной проблеме построения фазированных антенных решеток радиолокационных станций и может решаться аналогичными средствами.

#### § 4.9. БУФХНИ антенн сложных форм

Как отмечалось в гл. 1, 3, блоки управления антенн сложных форм в режиме приема должны производить коммутацию элементов антенны при смене положения ХН. Для формирования ХН необходимо компенсирующее устройство (КУ), которое бы выравнивало пути прохождения волны на искривленных участках антенны. В случае приемных антенн КУ стоит после коммутатора перед ФХНП. Если применить принцип обратимости, то для случая излучения можно использовать эту же структуру. Один из возможных вариантов построения БУФХНИ для антенн сложных форм показан на рис. 4.55. Стоящий на входе задающий генератор ЗГ определяет частоту

излучения. ФХН временного или фазового типа задает угол сканирования  $\Delta\alpha_0$  ХН внутри большого угла сканирования  $\alpha_0$ . В излучении одновременно участвуют  $n$  элементов антенны. Всего антенна имеет  $N$  элементов. Сигналы с выхода ФХН поступают на КУ, которое дополнительно задерживает сигналы или сдвигает фазы в соответствии с кривизной антенны. Электронный коммутатор ЭК из  $N$  элементов выбирает  $n$  и подсоединяет их к выходам КУ. Перед элементами стоят известные узлы: формирователь сигналов ФС и выходной каскад ВК. В этой структуре имеются два новых устройства: КУ и ЭК. В связи с тем, что КУ должно иметь постоянные задержки или сдвиги фаз в каждом канале, его можно построить на ждущих мультивибраторах или любых других схемах задержки, приведенных в настоящей главе. ЭК, используемый в структуре рис. 4.55, аналогичен коммутатору для случая приема. Только требования, предъявляемые к нему, упрощаются в связи с передачей сигналов постоянной амплитуды. В принципе это может быть один и тот же ЭК, если его ключи пропускают информацию в обоих направлениях. Наиболее сложной частью структуры, приведенной на рис. 4.55, является ЭК. В принципе есть возможность исключения ЭК в явном виде для излучающих систем фазового типа. Как видно из рис. 4.55, ВК и ФС стоят в каждом канале элемента антенны и имеют достаточно большой объем оборудования. Если в каждый канал антенны поставить ЦГ одного из рассматриваемых выше типов, то это не скажется в значительной степени на росте общего объема оборудования. Особенно если имеется интегральная микросхема ЦГ. Тогда задача формирования ХН при излучении будет заключаться в том, чтобы в нужные ЦГ занести определенную начальную фазу, учитывающую  $\Delta\alpha_0$  и кривизну поверхности антенны, и включить соответствующие ВК. Таким образом, за счет уменьшения объема настроечной информации можно исключить КУ, ЭК из структурной схемы, приведенной на рис. 4.55. Именно поэтому фазовые БУФХНИ можно рекомендовать для случая использования антенн сложных форм. Структурная схема БУФХНИ на основе ЦГ с управлением режимом ВК приведена на рис. 4.56. Начальный код фазы с учетом сдвига фазы в КУ подается в ЦГ. Выбор ЦГ для занесения фазы означает, что будет работать весь этот канал, что позво-

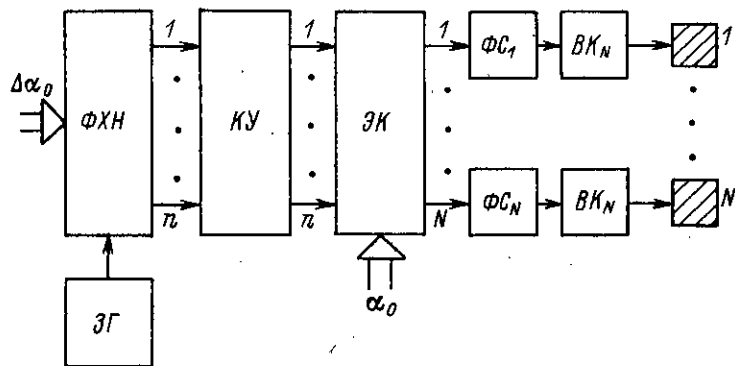


Рис. 4.55. Структурная схема БУФХНИ временного типа для антенн сложной формы.

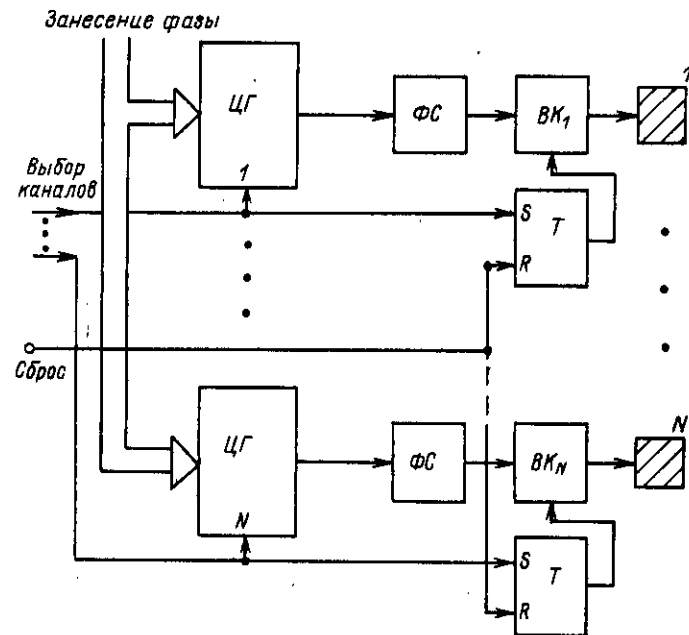


Рис. 4.56. Структурная схема БУФХНИ фазового типа для антенн сложной формы и при формировании ХН по двум направлениям.

лет избрать и ВК канала. Для этого каждый ВК снабжается дополнительным триггером, который устанавливается в единичное состояние одновременно с занесением кода фазы в ЦГ. Триггер включает ВК и сохраняет это состояние в течение всего интервала излучения. После окончания излучения, перед приемом и очередным сканированием все триггеры сбрасываются в нулевое состояние. Раньше отмечалось, что занесение начальных значений требует большого времени и для его уменьшения можно поставить специальное устройство занесения фазы. Но в данной ситуации его создание затруднено в связи с неравномерным шагом фазы и сменой знака производной функции изменения фазы от элемента к элементу.

Если принять структуру, изображенную на рис. 4.56, за основную, то задача создания БУФХНИ для двух углов не отличается от задачи для одного угла. Действительно, с точки зрения управления введение второго угла только увеличит объем настроечной информации, но структура будет аналогичной. Это еще раз подтверждает целесообразность использования БУФХНИ фазового типа в сложных антеннах. Все сказанное выше относится к антеннам цилиндрической и к сферической форм и позволяет оценить требуемый объем оборудования.

## ЦИФРОВЫЕ БЛОКИ УПРАВЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ НАПРАВЛЕННОСТИ ПРИ ПРИЕМЕ

### § 5.1. Особенности СЭУХН с цифровыми БУФХНП

Как отмечалось в гл. 2, переход на цифровую форму представления информации является следующим после дискретной формы шагом в развитии СЭУХН. Использование цифровой формы представления информации повышает стабильность работы всех составляющих звеньев СЭУХН в большем диапазоне входных сигналов, обеспечивает лучшую схему надежность системы. Цифровые СЭУХН легко перестраиваются, обладают высокой технологичностью при изготовлении, отсутствием узлов настройки, низкой стоимостью при массовом производстве. При разработке отдельных блоков цифровой СЭУХН в виде большой интегральной схемы резко сокращаются размеры системы и обеспечивается оптимальность согласования блоков с устройствами последующей обработки информации (см. рис. 1.1).

Использование цифровой формы представления информации накладывает определенные особенности на структуру системы. Цифровые системы обладают более высокой помехозащищенностью по сравнению с аналоговыми. Использование этого преимущества побуждает разработчиков вводить цифровое представление как можно ближе к элементам антенны. Обычно структура СЭУХН строилась таким образом, что от элемента антенны до БУФХНП сигнал передавался по отдельному каналу. Введение одной из форм уплотнения аналоговой информации было затруднительным в связи с большими погрешностями передачи. Появление цифровой информации снимает это ограничение. В системах с большим числом элементов антенны достаточно остро стоит вопрос о передаче цифровой информации от антенны к БУФХНП. Это определяется высокой требуемой частотой квантования сигналов и ограниченными возможностями проводных линий связи даже на сравнительно небольших расстояниях (до сотен метров), на которые могут быть разнесены антенна и БУФХНП. С учетом отмеченных особенностей структурная схема СЭУХН для режима приема при цифровой форме представления информации имеет вид, показанный на рис. 5.1. Сигналы с элементов антенны после усиления поступают на многоканальный аналого-цифровой преобразователь (МАЦП), который должен находиться в непосредственной близости с антенной. Цифровые коды с выхода МАЦП в дискретные моменты времени поступают на аппаратуру временного уплотнения информации (АУ). Если возможности одного канала передачи информации превышают требования на передачу потока информации от одного элемента, то целесообразно временное уплотнение. При этом решается вопрос, что экономичнее: постановка отдельной линии связи или аппаратуры уплотнения. Обычно решение этого вопроса зависит от рабочего диапазона

частот, возможностей линии связи и ограничений, накладываемых на конструктивные размеры линий. На приемной стороне должна стоять аппаратура разделения каналов (АР). В блоках АУ и АР должны входить узлы синхронизации по циклу и такту, являющиеся неотъемлемыми частями аппаратуры временного уплотнения. Если информация передается последовательным кодом, то есть три уровня синхронизации: по такту передачи; по кодовой посылке; блока кодовых посылок. Тогда, для нормальной работы МАЦП, АУ, АР необходим блок синхронизации (БС), который располагается у антенны или рядом с устройством обработки, и информация от БС идет, как правило, по отдельным каналам. После АР стоят цифровые БУФХНП, обеспечивающие формирование  $M_A$ .

С самых общих позиций структура цифрового БУФХНП отличается от аналоговой структуры блока при аналоговой и дискретной формах представления только заменой аналоговых блоков их цифровыми эквивалентами. Например, в БУФХНП временного типа ДЛЗ может быть заменен цифровым многоуровневым регистром сдвига, а аналоговые сумматоры цифровыми. Аналогичную замену можно провести и в фазовых БУФХНП. Как видно из этого, особенность цифровых БУФХНП сосредотачивается только в элементной базе. С этой точки зрения можно было бы ограничиться структурными схемами, приведенными в гл. 3 (рис. 3.25-3.28, 3.30-3.33), и рассмотрением цифровой элементной базы. Но использование цифровой формы представления информации открывает ряд новых возможностей при создании оптимальных СЭУХН для режима приема за счет появления новых координат оптимизации. Этими координатами являются скорость АЦП и его габариты, параметры линии связи антенны с БУФХНП, а также параметры цифрового БУФХНП и его осевой части — цифрового ФХНП. Появление новых параметров позволяет по-новому взглянуть на оптимальность некоторых технических решений, описываемый в гл. 3. Рассмотрим общие проблемы, возникающие при разработке цифровых СЭУХН для режима приема.

При разработке МАЦП можно использовать отдельные АЦП в каждом канале или один АЦП с аналоговыми мультиплексорами (АМС) на входе

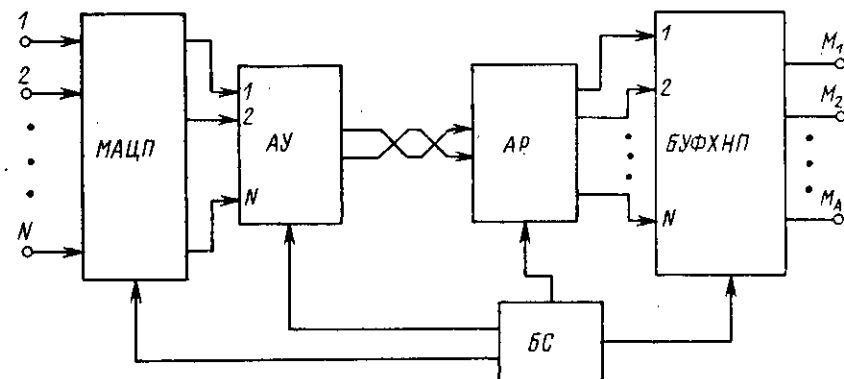


Рис. 5.1. Обобщенная структурная схема СЭУХН при приеме с цифровым БУФХНП.

и цифровыми мультиплексорами (ЦМС) на выходе. В промежуточном, самом общем случае, один АЦП преобразовывает информацию от части элементов антенны. Выбор варианта зависит от требуемой скорости преобразования, возможностей линии связи, типа БУФХНП, требуемых габаритов и ряда других параметров.

Задача создания цифровой системы передачи данных от МАЦП к БУФХНП иногда накладывает ограничения на выбор типа БУФХНП. Приведем пример. Если для формирования ХН используется БУФХНП временного типа, то частота квантования сигнала (скорость работы АЦП) зависит от минимального угла отклонения ХН от оси симметрии и может в 10-30 раз превышать частоту квантования по теореме Котельникова. При рабочих частотах в десятки килогерц это даст поток информации со скоростью от сотен килогерц до единиц мегагерц. Если учесть, что каждый отсчет является многозначным числом, то нетрудно показать, что последовательная передача кода от одного элемента антенны потребует скорости работы линии в единицы и десятки мегагерц, а параллельная передача кода увеличит число линий связи на порядок и выше. При низких рабочих частотах возможности линии могут использоваться не полностью, что делает целесообразным постановку аппаратуры уплотнения. Таким образом, задача выбора типа цифрового БУФХНП не может быть решена без учета проблем, возникающих при передаче информации для этого типа БУФХНП.

Остается актуальной оценка цифровых вариантов БУФХНП, которые были рассмотрены в гл. 3. Это относится как к БУФХНП временного, так и фазового типов. Появление новых условий работы позволяет произвести переоценку достоинств цифровых БУФХНП с учетом всех проблем создания СЭУХН. Одновременно с этим при цифровой форме представления информации возможны другие способы построения ФХНП, позволяющие значительно снизить скорости работы АЦП и линий связи. К таким способам относятся интерполяционные методы формирования ХН. В подобных ФХНП сигнал квантуется по времени согласно ширине его спектра, а в ФХНП путем интерполирования получают значение сигнала во временной точке, необходимой для формирования ХН в заданном направлении. Это разгружает АЦП, линию связи, но усложняет ФХНП и увеличивает погрешность диаграммоформирования.

Пространственная фильтрация является аналогом частотной фильтрации, поэтому представляют известный интерес частотные методы формирования ХН с помощью Фурье-преобразования. Реальные устройства для Фурье-преобразования могут быть разработаны только при цифровой форме представления, что является причиной их рассмотрения в цифровых БУФХНП. Несмотря на явную сложность подобных методов формирования ХН, они могут быть конкурентноспособными при стыковке с блоками последующей обработки информации.

Как отмечалось в гл. 2, существуют стохастические методы квантования информации по времени и уровню. Использование особенностей этого квантования возможно в полной мере только при цифровой форме представления величины со стохастическим квантованием. Это требует оценки подобных БУФХНП для принятия решения о целесообразности их использования.

Цифровые ФХНП являются специализированными вычислительными устройствами. Современные цифровые вычислительные машины строятся по нескольким принципам [25, 26, 53], начиная от чисто программной реализации и кончая аппаратной реализацией алгоритмов при параллельном выполнении всех операций. Оценка эффективности использования существующих методов построения специализированных цифровых устройств — важная часть исследования цифровых БУФХНП.

С учетом рассмотренных особенностей цифровых БУФХНП составлен перечень наиболее общих вопросов, возникающих при проектировании БУФХНП:

Структуры МАЦП	Последовательная Параллельно-последовательная Параллельная Стохастическая
Структуры аппаратуры уплотнения и разделения	Последовательно-последовательная Последовательно-параллельная Параллельно-последовательная Параллельно-параллельная Приемопередатчики цифровых линий связи
Реализация структур ФХНП	Программная Конвейерная Элементная база ФХНП
Типы цифровых БУФХНП	Временной (синхронный) Фазовый Частотный Интерполяционный Стохастический

Фактически это перечень вопросов, затрагиваемых в настоящей главе. При рассмотрении БУФХНП сохраняются структуры типа приведенных на рис. 3.16, 3.17, которые только добавляются входными АЦП и линиями связи. Управление цифровым БУФХНП от магистралей осуществляется способом, аналогичным рассмотренному в гл. 3, за исключением плавного изменения угла сканирования. Вопрос о целесообразности введения непрерывного изменения положения ХН в цифровых БУФХНП зависит от требований блоков автоматического сопровождения движущихся объектов, стабилизации ХН в пространстве и должен решаться в комплексе всех вопросов.

Для плавного сканирования одиночной ХН можно использовать все способы, рассмотренные в БУФХНП при дискретной форме представления. Сканирование множества ХН является в цифровых БУФХНП более сложной задачей, целесообразность решения которой с учетом требуемых затрат оборудования может быть поставлена под сомнение. Поэтому такой вариант в данном случае не рассматривается. Так же как и в аналоговых БУФХНП, вопросы формирования электронных линз в данной главе не рассматриваются. Форма ХН определяется коэффициентами передачи устройств, стоящих в канале каждого элемента антенны, и их знаками. Для задания коэффициентов необходимы устройства цифрового умножения, постановка которых не представляет принципиальных затруднений.

## § 5.2. Аналого-цифровое преобразование информации в цифровых СЭУХН

Задача преобразования информации в БУФХНП заключается в создании многоканального аналого-цифрового преобразователя (МАЦП). Обобщенная структурная схема такого АЦП приведена на рис. 5.2. Сигналы с элементов антенны после усиления и предварительной фильтрации поступают на МАЦП, в задачу которого входит квантование сигналов по времени, запоминание значений сигналов в точках квантования и их преобразование в цифровой код. Наиболее простым решением является использование параллельной структуры МАЦП, когда в каждом канале стоят индивидуальный АЦП, квантователь (Кв) и аналоговое запоминающее устройство (АЗУ). Кв и АЗУ уменьшают динамическую погрешность преобразования. Все каналы работают параллельно от одного устройства управления и цифровые коды на выходе МАЦП отражают значения сигналов с элементов в одинаковые моменты времени. Параллельная структура МАЦП наиболее быстродействующая, проста в управлении, но обладает повышенной сложностью, особенно в антенных решетках с числом элементов в десятки и сотни. Но одновременно с этим следует отметить, что существующая тенденция уменьшения размеров АЦП в интегральном исполнении и появление однокристальных АЦП достаточно высокой производительности позволяет рассматривать параллельную структуру МАЦП как одну из перспективных.

Если постановка АЦП в каждый канал элемента антенны невозможна по причине роста потребляемой мощности, стоимости, размеров системы или других факторов, то МАЦП строится с использованием параллельно-последовательной структуры, когда один АЦП обслуживает несколько каналов антенны. В пределе структура МАЦП вырождается в последовательную. А если один АЦП обслуживает один канал, то структура вырождается в параллельную. Таким образом, параллельно-последовательная структура МАЦП является наиболее общей. Структурная схема МАЦП параллельно-последовательного действия приведена на рис. 5.3. Остановимся на рассмотрении особенностей ее работы в БУФХНП. Весь МАЦП разбивается на одинаковые каналы, число которых определяется скоростью работы АЦП и размером антенны.

Каждый канал преобразования включает многоканальный квантователь (МКв), многоканальное аналоговое запоминающее устройство (МАЗУ), аналоговый мультиплексор (АМС), АЦП и цифровой мультиплексор (ЦМС). Устройства АМС и ЦМС управляются от дешифратора. При этом АМС и ЦМС имеют одинаковое число положений и одиомименные управляющие входы. Импульсы с устройства управления (УУ) поступают на МКв и МАЗУ, обеспечивая квантование по времени и запоминание информации с каждого элемента антенны одновременно. Подчеркнем эту особенность, которая важна для работы БУФХНП. После этого АМС

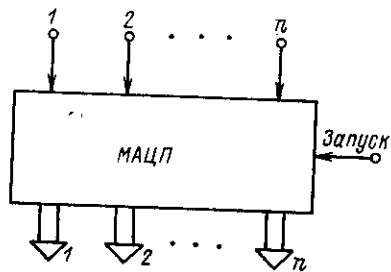


Рис. 5.2. Обобщенная структурная схема многоканального АЦП системы.

последовательно подключает выходы МАЗУ ко входу АЦП. ЦМС выполняет обратное действие: цифровой код с выхода АЦП направляется в соответствующий канал. Таким образом, в МАЦП (см рис. 5.3) отсчеты всех сигналов элементов получаются в один и тот же момент времени, но цифровые коды выдаются последовательно с шагом по времени, определяемым скоростью работы АМС, АЦП и ЦМС. Если на выходе ЦМС поставить регистры (РГ) для промежуточного хранения цифровых кодов сигналов отдельных элементов, то можно выравнивать сдвиг в выдаче цифровых кодов. Появляющаяся при этом общая задержка, одинаковая для всех каналов преобразования, принципиального значения не имеет. Для нормальной работы МАЦП параллельно-последовательного действия необходимо, чтобы скорость работы АМС и АЦП удовлетворяла условию

$$1/f_T > i(t_{\text{вкл}} + t_{\text{пр}}), \quad (5.1)$$

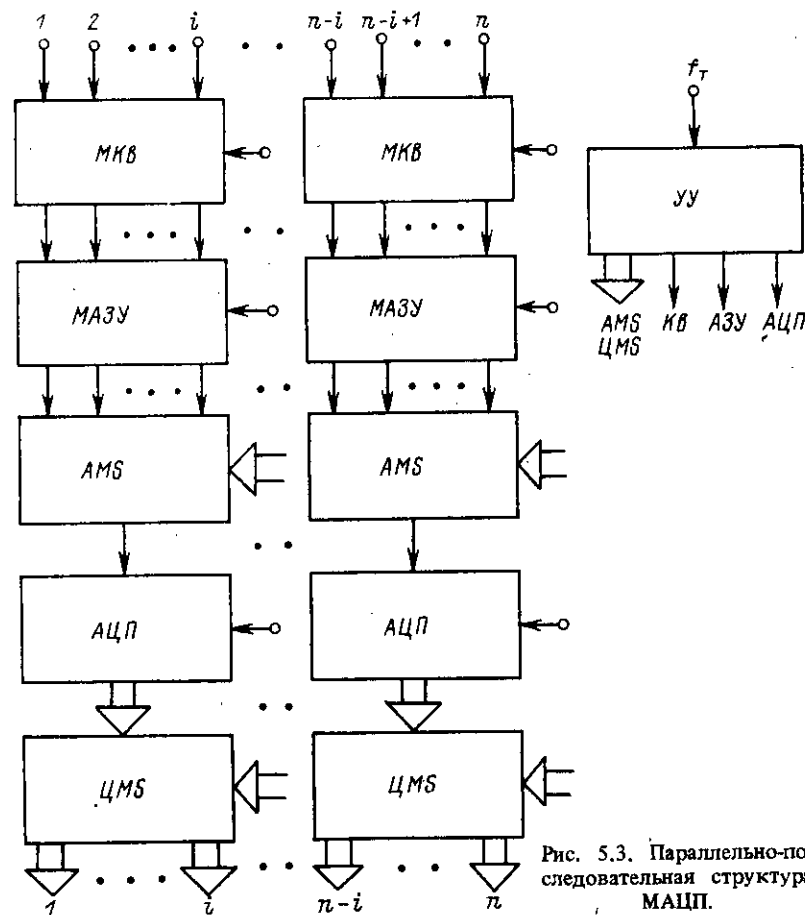


Рис. 5.3. Параллельно-последовательная структура МАЦП.

где  $f_T$  — частота дискретизации входного сигнала;  $l$  — число элементов объединяемых в одном канале;  $t_{вкл}$  — время включения AMS;  $t_{пр}$  — время преобразования АЦП.

Неравенство (5.1) говорит о том, что структура (см. рис. 5.2) лучше подходит для интерполяционных и фазовых БУФХНП, которые имеют меньшие частоты дискретизации.

К недостаткам структуры, приведенной на рис. 5.3, можно отнести наличие большого числа Кв и АЗУ (по одному на каждый элемент антенны). Современные АЗУ с погрешностью  $0,01 \pm 0,1\%$  и быстродействием в десятки килогерц представляют собой достаточно сложные устройства, которые не всегда можно изготовить в виде интегральной микросхемы, обладающей требуемыми параметрами в диапазоне температур и питающих напряжений. Выходом из этого положения может быть использование AMS на входе одного канала преобразования. Тогда требуемое для работы МАЦП число Кв и АЗУ будет определяться числом каналов преобразования, а не элементов антенны, что приведет в большинстве случаев к резкому снижению требуемого числа Кв и АЗУ. Структура одного канала преобразования параллельно-последовательного МАЦП с экономией Кв и АЗУ приведена на рис. 5.4. В этой структуре AMS последовательно подключает элементы антенны к Кв и АЗУ. После АЦП двоичный код с помощью ЦМС направляется в нужный канал. Осуществляя экономию Кв и АЗУ, МАЦП типа приведенной на рис. 5.4 вносит некоторые особенности в работу БУФХНП. Действительно, сигналы с элементов антенны квантуются в разные моменты времени. Эти моменты для реальных МАЦП значительно отстоят друг от друга. В чисто последовательной структуре МАЦП такая особенность приводила бы к тому, что сам преобразователь кроме преобразования еще смещал бы диаграмму на угол, определяемый скоростью работы Кв, АЗУ, АЦП. Этот сдвиг нельзя скомпенсировать дополнительным хранением величин цифровых кодов в регистрах на выходе ЦМС и его следует учитывать при проектировании БУФХНП. Но более сложная картина возникает в параллельно-последовательных МАЦП типа приведенных на рис. 5.4. Неодинаковые моменты взятия отсчетов периодически повторяются от одного канала преобразования к другому, еще больше усложняя закон распределения задержек преобразования по антенне. Использование МАЦП типа изображенного на рис. 5.4 требует дополнительных выравнивающих устройств цифровой задержки или усложнения устройств интерполяции в интерполяционных и фазовых БУФХНП.

Вопрос о выборе типа АЦП должен решаться на основе комплексных критериев оценки [29], типа МАЦП и БУФХНП. Для параллельного МАЦП и синхронного БУФХНП наиболее целесообразно применение следящих АЦП или дельта-модуляторов. В литературе появились сообщения о создании интегральных микросхем АЦП рассматриваемого типа. Дополнительным преимуществом их использования в БУФХНП является тот факт, что при этом отпадает необходимость в Кв и АЗУ. Фактически МАЦП будет состоять из  $n$  микросхем АЦП и при стыковке его с БУФХНП необходимо только решить вопрос о выборе тактовых частот МАЦП и БУФХНП и синхронизации работы устройств. Хорошие результаты дает использование развертывающего преобразования в МАЦП. Наличие большого числа каналов

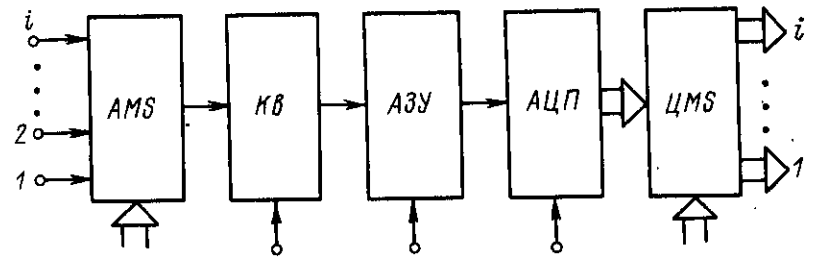


Рис. 5.4. Структурная схема МАЦП с экономией Кв и АЗУ.

преобразования позволяет использовать наиболее сложные узлы этого АЦП для всех каналов. Таким узлом является источник ступенчатого (развертывающего) напряжения, который может быть один на весь МАЦП. Тогда каждый АЦП будет состоять из компаратора и счетчика, что до минимума упрощает состав МАЦП. Применение развертывающего АЦП предполагает использование параллельной структуры МАЦП и при этом не возникает вопрос временного рассогласования выборок сигналов с отдельных каналов. Структурная схема МАЦП с использованием развертывающего

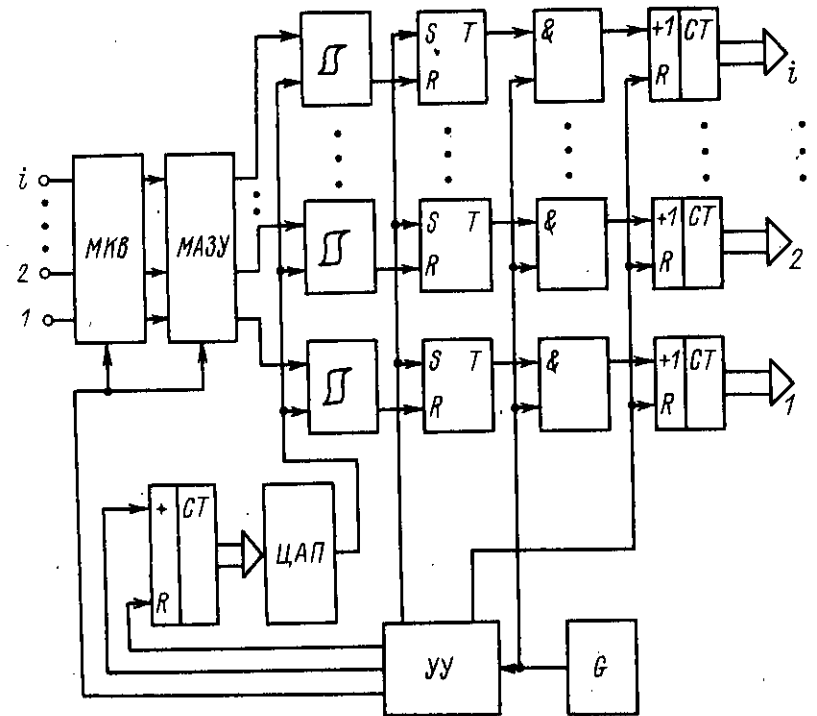


Рис. 5.5. Структурная схема МАЦП на основе развертывающего преобразования.



преобразования приведена на рис. 5.5. Как видно из структурной схемы все каналы преобразования используют один и тот же источник опорного ступенчатого напряжения, построенный на основе СТ и ЦАП. Компараторы триггеры (Т) и счетчики в каждом канале осуществляют преобразование хранимой в МАЗУ выборки в цифровой код путем фиксации положения СТ каждого канала в момент равенства сигнала с выхода ЦАП и МАЗУ. Устройство управления (УУ) обеспечивает синхронизацию работы отдельных схем МАЦП. К недостаткам МАЦП с развертывающимся преобразованием следует отнести невозможность получения выборок с малым шагом, так как временной шаг не может быть меньше цикла преобразования ( $T_{ц}$ ), который зависит от требуемой разрядности представления ( $q$ ), и скорости преобразования, зависящей от частоты генератора  $G$  ( $f_{пр}$ ):

$$T_{ц} = 2^q / f_{пр} \quad (5.2)$$

Как отмечалось в гл. 2, существует стохастическое квантование по уровню и времени. МАЦП со стохастическим квантованием по времени не отличается от рассмотренных выше, только изменяются моменты взятия отсчетов. Это влияет на выбор схемы цепей управления, которые здесь рассматриваются. Стохастическое квантование по уровню требует специальной структуры АЦП. Остановимся на этом более подробно. В соответствии с понятием стохастического квантования по уровню (см. § 2.1), аналоговая величина сравнивается с заранее выработанным значением опорного напряжения. Опорное напряжение имеет дискретное число уровней и переменное напряжение, величина которого изменяется случайным образом. Не останавливаясь на возможных вариантах построения АЦП подобного типа, рассмотрим так называемые однопороговые АЦП со стохастическим квантованием второго рода [15]. Структурная схема стохастического МАЦП

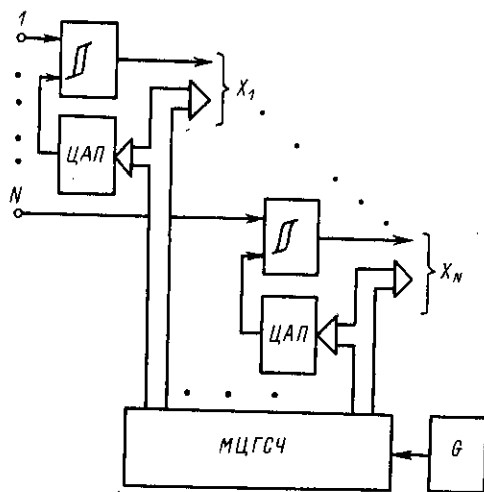


Рис. 5.6. Структурная схема МАЦП стохастического типа.

(СМАЦП) приведена на рис. 5.6. Основу АЦП составляет многоканальный цифровой генератор случайных чисел (МЦГСЧ), который выдает двоичный код случайной величины. Число выходов генератора равно числу каналов преобразования. Подобные генераторы строятся на основе сдвигающих регистров с обратными связями в виде сумматоров по модулю два [15]. Эти двоичные числа подаются на цифроаналоговые преобразователи (ЦАП), выходные сигналы которых поступают на компаратор. Преобразуемая величина подается на второй вход компаратора.

Результат сравнения (0 или 1) и цифровой код случайной величины представляют измеряемую величину. Нетрудно видеть, что в таком АЦП априорн неизвестной величиной является одноразрядная величина с выхода компаратора. Поэтому при передаче такой информации к устройству обработки БУФХНП можно ограничиться передачей одноразрядных слов, а на приемной стороне использовать аналогичный МЦГСЧ, синхронизированный с таким же генератором передающей стороны. СМАЦП требует для своей работы МАЗУ, так же как и рассмотренные ранее типы АЦП. Возможны варианты последовательных и последовательно-параллельных СМАЦП, но использование их резко снижает скорость работы БУФХНП с вероятностным представлением и поэтому они здесь не рассматриваются.

### § 5.3. Передача информации в СЭУХН с цифровой формой представления

Проблема передачи цифровой информации в СЭУХН может рассматриваться в двух планах. Во-первых, необходимо, насколько это возможно, сократить число линий связи от антенны к БУФХНП при сохранении заданного уровня помехозащищенности. Во-вторых, необходимо определить максимальные возможности современных каналов связи и те ограничения, которые они накладывают на цифровые СЭУХН. Оценка этих способов решения может быть произведена путем анализа структур систем цифровой передачи. Рассмотрим этот вопрос с точки зрения передачи цифровой информации с уплотнением [61].

Задача ставится следующим образом. Имеется  $N$  источников сигналов, представленных в дискретные моменты времени  $t$  ( $t = pT_p$ , где  $p = 0, 1, 2, 3$  — целое число) в виде  $q$ -разрядных слов. Имеются также линии связи, обладающие пропускной способностью, которую обозначим  $I$ . Пропускная способность измеряется в битах в секунду, килобитах в секунду, мегабитах в секунду. Реальные значения  $I$  для линий длиной в сотни метров лежат в области сотен килобит в секунду или единиц мегабит в секунду для проводных кабельных линий, в области единиц и десятков мегабит в секунду для коаксиальных кабелей. Создание волоконнооптических линий связи позволяет увеличить пропускную способность до десятков мегабит в секунду.

Если использовать параллельно-параллельную структуру передачи, когда каждый разряд каждого источника идет по отдельному каналу, то это позволит обеспечить передачу информации со скоростями преобразования, равными пропускной способности существующих линий. Следует отметить, что подобная ситуация вполне возможна в ультразвуковых системах получения акустических изображений [56, 88]. Но и в случае использования БУФХНП временного типа требуемые скорости передачи приближаются к предельным скоростям низкочастотных проводных кабельных линий в виде витых пар. Пример, приведенный в начале настоящей главы, подтверждает эту возможность. Но такая система передачи будет иметь  $Nq$  каналов передачи. Если положить, что один канал образуется витой парой, то это потребует  $2Nq$  проводов. При числе  $N > 30 \div 50$  и  $q \approx 10$

линия передачи такой конструкции будет создавать значительные проблемы при ее изготовлении, размещении и эксплуатации. Это же относится и к аппаратуре согласования в виде приемо-передатчиков двоячной информации, которые должны быть в каждой линии. Если даже предположить, что имеются микросхемы приемо-передатчиков, то их число достигает 300-500 и размещение подобного числа микросхем значительно увеличит объем аппаратуры. Достоинством чисто параллельной структуры системы передачи является минимум аппаратуры синхронизации, так как фактически отсутствует временное уплотнение. Подобные оценки показывают необходимость учета системы передачи при выборе типа БУФХНП уже на рабочих частотах сигналов антенны в десятки килогерц.

Наиболее экономичной с этой точки зрения является последовательно-последовательная передача информации от  $N$  источников. Структурная схема системы передачи при чисто последовательной передаче информации приведена на рис. 5.7. Цифровые коды, соответствующие значениям сигналов в моменты отсчета, с МАЦП поступают на аппаратуру уплотнения (АУ) и со всех  $N$  каналов объединяются в один канал. Для обеспечения синхронной работы необходимы импульсы синхронизации по такту, кодовой посылке (через  $q$  тактов) и по циклу (через  $N$  кодовых посылок). Эта информация об импульсах синхронизации обычно идет по отдельному каналу. Замешивание ее в информационном канале, как правило, приводит к большой избыточности в передаче основной информации. Из этого следует, что минимальное число каналов системы передачи равно двум. Аппаратура уплотнения представляет собой ЦМС, управляемый счетчиком и дешифратором. ЦМС отводит канал под один отсчет сигнала одного элемента антенны, после чего происходит переключение элемента.

Структурная схема аппаратуры уплотнения с блоком синхронизации передающей стороны приведена на рис. 5.8. ЦМС управляется дешифратором (ДС), на вход которого поступают значения разрядов счетчика СТ. Счетчик СТ работает от импульсов задающего генератора МАЦП ( $U_1$ ). Моменты появления этих импульсов совпадают с началом выдачи МАЦП одного отсче-

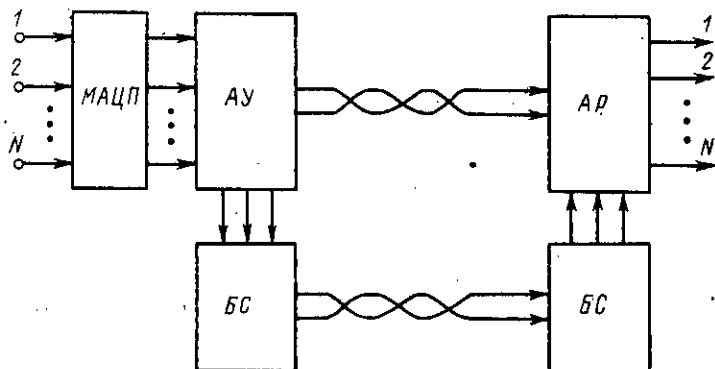


Рис. 5.7. Структурная схема системы передачи данных от антенны до БУФХНП.

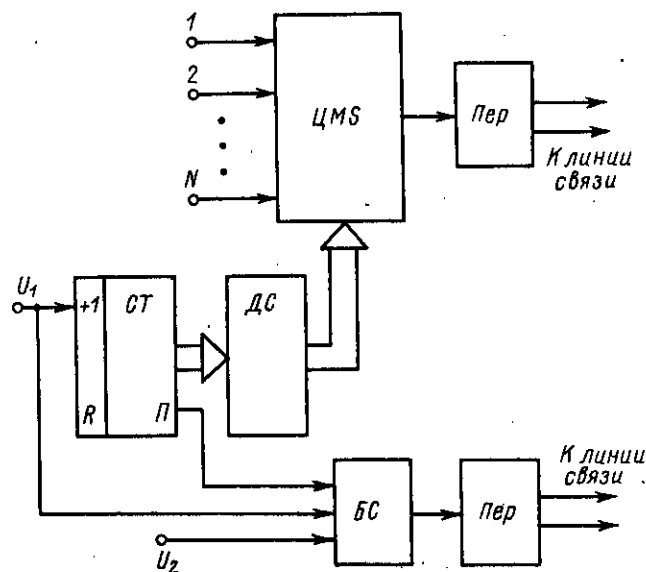


Рис. 5.8. Структурная схема аппаратуры уплотнения.

та в последовательном коде. На БС поступают три импульса синхронизации, один из них ( $U_2$ ) поступает из МАЦП и определяет такты выдачи разрядов цифровых кодов. Таким образом, ЦМС находится в одном состоянии в течение всего времени передачи одного последовательного кода отсчета, после чего происходит смена положения. После окончания опроса всех элементов СТ выдает импульс переноса П, который служит импульсом синхронизации по циклу. Для передачи информации по линии связи нужны согласующие схемы, называемые передатчиками (Пер). Современные передатчики проводных линий связи представляют собой достаточно сложные интегральные микросхемы [6, 57], которые должны обеспечить скорость передачи при заданном уровне синфазной помехи на линии и сохранить работу после устранения коротких замыканий в ней. Иногда такие схемы могут выдавать сигнал о наличии замыкания в линии. Наибольшая помехозащищенность обеспечивается при передаче самосинхронизирующихся кодов [57, 61], которые обычно используются в двухпроводных линиях при передаче цифровой информации.

В последние годы внутриобъектной цифровой связи уделяется повышенное внимание. Об этом свидетельствует появление регламентирующих документов, в частности ГОСТ 18977-79, устанавливающего уровни напряжений, скорости передачи цифровых сигналов на проводных линиях связи длиной до сотен метров. При использовании самосинхронизации можно по двум двухпроводным линиям (кроме информации) передать три синхросерии: по такту передавать вместе с информацией; по кодовой посылке; по циклу передавать по второй линии синхронизации, по которой идет только информация синхронизации.

Структурная схема аппаратуры разделения каналов (АР) с блоком синхронизации приведена на рис. 5.9. На выходе линий связи стоят прием-

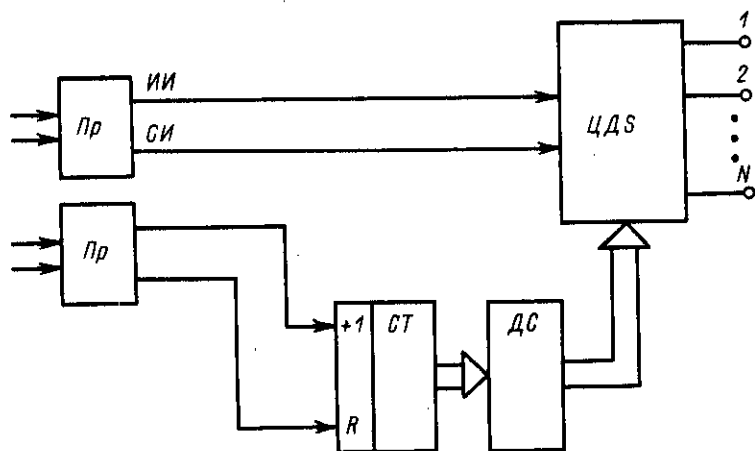


Рис. 5.9. Структурная схема аппаратуры разделения.

ники (Пр) двончной информации [5, 57, 81]. Приемник верхней линии имеет информационный выход (ИИ) и выход синхросерии по такту (СИ). Приемник нижней линии выдает два импульса синхронизации, которые управляют СТ и ДС. Выход ДС управляет цифровым демультиплексором (ЦДС), который осуществляет разделение каналов. Фактически БС на приемной стороне представляет собой приемник самосинхронизирующегося кода. При использовании радиоканала или волоконнооптической линии проблема передачи синхронимпульсов и информации усложняется. При последовательной структуре цепи передачи данных целесообразно использовать аналогичную структуру МАЦП, в котором используется один АЦП, последовательно подключаемый к выходам МАЗУ (см. рис. 5.3). Целесообразно использовать и АЦП с последовательной выдачей кода числа. При этом блок управления такого МАЦП фактически является блоком АУ и необходимо только добавить схемы Пер и БС.

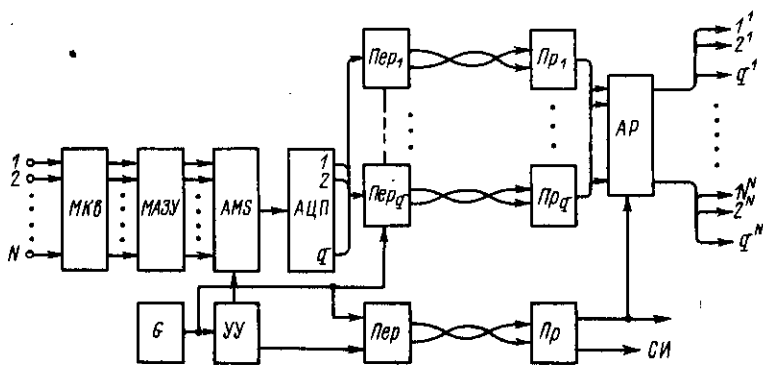


Рис. 5.10. Структурная схема последовательно-параллельной системы передачи данных.

Оценим возможности подобных линий передачи данных. Нетрудно вывести допустимое значение частоты получения отсчетов с точки зрения возможностей линии  $f_d = I/(Nq)$ .

При  $I = 1$  Мбит/с,  $N = 50$ ,  $q = 10$ ,  $f_d = 2$  кГц, что позволяет использовать такую линию при передаче информации с частотой сигнала на каждом элементе не выше 1 кГц. При использовании БУФХНП временного типа допустимая частота снижается в 20-30 раз. При использовании коаксиального кабеля значение допустимой частоты повышается примерно на порядок.

Если полученные скорости передачи не удовлетворяют требованиям СЭУХН, то естественным выходом из этого положения является использование нескольких линий типа приведенных на рис. 5.7 для параллельно-последовательной передачи информации с  $N$  элементов антенны. При этом целесообразно использовать аналогичную структуру МАЦП (см. рис. 5.3). Тогда допустимый объем передаваемой информации, а значит, и допустимая частота сигнала с элементов антенны может быть увеличена в число раз, равное числу каналов. Для нормальной работы системы требуется одна линия синхронизации на все линии связи, что дает существенную экономию оборудования.

Последним вариантом линии передачи цифровой информации является последовательно-параллельный, когда один отсчет значения сигнала идет по  $q$  каналам с временным уплотнением значений от  $N$  элементов. Структурная схема линии передачи рассматриваемого типа приведена на рис. 5.10. Каждый разряд отсчета идет по одному из  $q$  каналов. Синхронизация по циклу и такту осуществляется путем использования отдельного  $(q + 1)$ -го канала. Допустимая скорость получения частоты отсчетов в такой системе равна  $I/N$ . Возможна также параллельная работа нескольких систем типа приведенных на рис. 5.10.

Оценивая возможные варианты построения системы передачи информации, можно отметить, что существующие проводимые линии связи обеспечивают передачу информации от антенны при  $N < 50$  с частотой квантования в десятки килогерц при параллельной передаче кода отсчета. Существующие методы построения систем уплотнения обеспечивают широкий диапазон объема передаваемой информации, который почти пропорционален затратам оборудования. Приемопередатчики проводимых и волоконнооптических линий связи представляют собой достаточно сложные электронные схемы, надежность работы которых во многом определяет надежность всей системы и допустимую скорость передачи. В проводимых линиях связи целесообразно использовать самосинхронизирующиеся коды, обеспечивающие повышенную информативность передачи всего объема информации.

#### § 5.4. Структуры цифровых ФХНП и особенности использования элементной базы

Цифровой ФХНП — основная часть БУФХНП при цифровой форме представления информации. С самых общих позиций цифровой ФХНП является специализированным вычислительным устройством, которое

должно обладать высокой производительностью, часто находящейся на пределе возможностей известных вычислительных структур и элементной базы. Поэтому вопрос о выборе структур ФХНП с точки зрения решения вычислительных задач при формировании ХН является одним из важнейших звеньев в процессе проектирования СЭУХН. Все типы вычислительных структур можно разделить на четыре класса [21, 48]. В соответствии с этим выделяем четыре типа структур, имеющих: 1) один поток данных — один поток команд; 2) один поток данных — несколько потоков команд; 3) несколько потоков данных — несколько потоков команд; 4) несколько потоков данных — один поток команд.

Первый тип структуры отражает известные структуры универсальных ЭВМ с программной реализацией решения задач. Четвертый тип носит название потоковой или конвейерной структуры. В задаче настоящего параграфа входят показ возможностей приведенных выше структур и выбор оптимальной для рассматриваемых алгоритмов обработки. Отметим сразу, что задача выбора структуры цифровой ФХНП может решаться без оценки всех структур и сравнения результатов оценки. Это связано с тем, что для решаемых в ФХНП задач лучше всего подходит четвертый тип структур. Действительно, цифровой ФХНП имеет большое число информационных входов (множество потоков данных), и все эти потоки данных должны обрабатываться одинаково (один поток команд). Сказанное определяет и последовательность изложения.

В последние десятилетия большое внимание уделяется развитию вычислительной техники и ее применению в системах управления сложными объектами. СЭУХН являются сложными системами, и, как было показано в § 1.1, должны иметь в своем составе ЭВМ. Бурное развитие микропроцессорной техники расширяет возможности использования вычислительных машин в различных областях обработки информации. Целью настоящего рассмотрения является формирование ХН при приеме с использованием ЭВМ и оценка областей использования таких методов. Учитывая современное состояние элементной базы, основные ситуации будут рассмотрены на примере микроЭВМ, но, как известно, их структуры повторяют структуры миниЭВМ и универсальных ЭВМ, что позволяет легко обобщить полученные данные.

Структурная схема цифрового БУФХНП на основе микроЭВМ приведена на рис. 5.11. Основу микроЭВМ составляют модуль центрального процессора (МЦП), который состоит из центрального процессора (ЦП), регистра состояний (РС), задающего генератора (G), буферов шины данных и адреса, а также трех шин, образующих магистраль. К магистрали подключаются оперативное (с произвольной выборкой) запоминающее устройство (ОЗУ) и постоянное (только для чтения) запоминающее устройство (ПЗУ). Информация о полученных ХН выводится через порты вывода, которые представляют собой регистры, имеющие устройства дешифрации для извлечения их по шине адреса. Число портов равно числу одновременно формируемых ХН ( $M_2$ ). Для сбора информации с элементов антенны служат аналоговый интерфейс (АИ), в состав которого входят аналоговые коммутаторы (по числу элементов антенны), цепи управления коммутатором, дешифраторы адреса элемента, аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и трехстабильные схемы подключения АИ к шине данных.

Как видно из перечня состава АИ, его большую часть составляет многоканальный АЦП (см. § 5.2). Если БУФХНП формирует одну или несколько сканируемых ХН, то блок должен получать внешнюю информацию об угле сканирования. Для управления углом сканирования служит блок векторных прерываний (БВП), который осуществляет остановку выполнения текущей программы и определяет угол сканирования путем задания адреса подпрограммы.

Рассмотрим на простом примере формирования статической ХН для  $N$  элементной линейной антенны при малых углах сканирования при времени коммутационном методе формирования (см. § 3.3). Это поможет более детально ознакомиться с возникающими ограничениями и перейти к оценке более сложных ситуаций. В качестве исходных данных заданы:  $F_{гр}$  — граничная частота сигнала с элемента антенны; частота квантования сигнала  $f_k \geq 2F_{гр}$ ; угол сканирования  $\alpha$ ; число элементов равно  $N$ . Программа получения выборки выходного сигнала БУФХНП в данном случае довольно проста. Необходимо через время, определяемое углом сканирования  $\alpha$ , выполнять команду приема информации с  $i$ -го элемента антенны и суммировать это значение с частной суммой ( $\Sigma_i$ ), полученной от сложения сигналов с предыдущих элементов. После выполнения  $N$  команд должна быть выполнена команда вывода информации через порт. На этом процесс формирования ХН на участке одного такта квантования заканчивается. Фактически программа состоит из двух-трех типов команд. При организации ввода данных с элементов антенны лучше выбрать отобра-

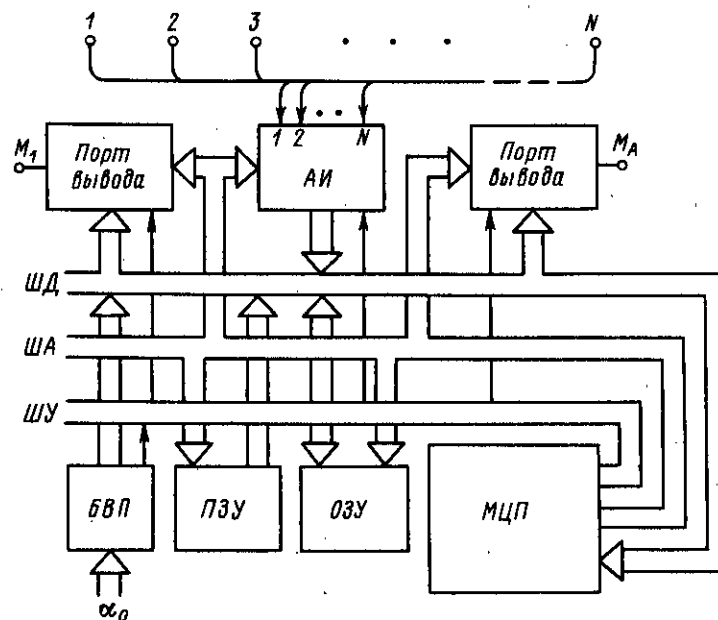


Рис. 5.11: Структурная схема БУФХНП на основе микроЭВМ.

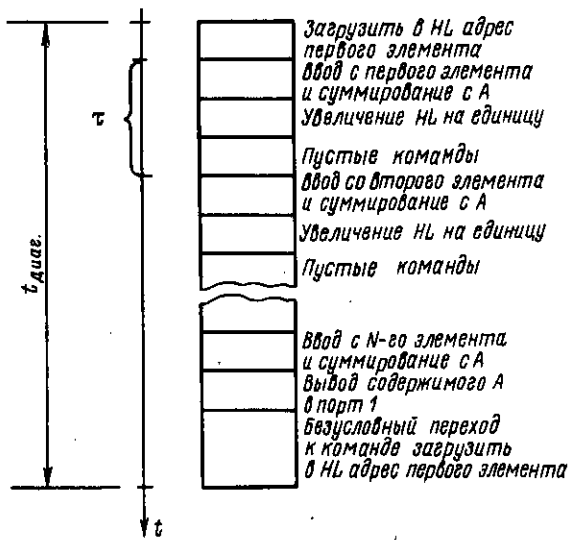


Рис. 5.12. Структура программы для реализации алгоритма формирования ХН.

процессорный комплект К-580 имеет поле памяти в 64 Кбайт, а при отображенном вводе — выводе 32 Кбайта. Как правило, такие объемы памяти при реализации алгоритмов работы БУФХНП не нужны, а другие задачи микроЭВМ не решает в связи с ограничением работы по скорости. АИ должен обеспечить синхронный ввод информации. Если скорость АИ недостаточна для такого типа ввода, то можно использовать режим ожидания [26]. Структура программы для реализации алгоритма формирования ХН имеет вид, представленный на рис. 5.12. Длительность выполнения команд определяется числом тактов (состояний) ЦП. Основным параметр  $\tau$ , определяющий угол сканирования ХН, зависит от времени выполнения трех типов команд. В ассемблере микропроцессорного комплекта К-580 первой является команда  $LXIH, AN$  — загрузить в регистры  $H, L$  содержимое ячейки с адресом  $AN$ . По адресу  $AN$  расположен адрес первого элемента антенны. Эта команда выполняется за 10 тактов работы ЦП, если все блоки ЭВМ согласованы по скорости. Второй командой является  $ADDM$ , которая в отображенном вводе позволяет опросить элемент с адресом  $M$ , находящимся

жеинный ввод [26, 58, 63], который позволяет выполнить ввод одновременно с суммированием числа, находящегося в аккумуляторе ЦП, и результат остается в аккумуляторе. Как известно [26], отображенный ввод — вывод уменьшает допустимую область поля памяти в два раза, но это не существенно для рассмотрения данного случая, так как память БУФХНП редко достигает таких порядков для большинства типов микропроцессоров. Например, микро-

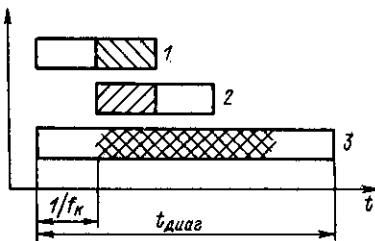


Рис. 5.13. Совмещение программ обработки информации в двух интервалах квантования.

1 — для первого интервала; 2 — для второго интервала; 3 — общая программа.

в регистрах  $H, L$ , и произвести его суммирование с содержимым аккумулятора  $A$ . Длительность выполнения команды равна 7 тактам. Для ввода информации со следующего элемента необходимо подготовить его адрес. Для этого команда увеличивает содержимое регистров  $H, L$  на единицу, тем самым формируя адрес второго элемента. Длительность этой команды равна 5 тактам. Опрос второго элемента должен произойти через время, зависящее от угла сканирования. Чтобы задать это время, часто используют пустые команды (NOP). NOP равна 4 тактам. Общее время вычисления одной выборки выходного сигнала БУФХНП закончится через время

$$t_{\text{диаг}} = N\tau + t_{\text{выв}} + t_{\text{пер}} \quad (5.3)$$

Для нормальной работы БУФХНП должно выполняться условие

$$t_{\text{диаг}} = 1/f_k \quad (5.4)$$

Анализ формул (5.3), (5.4) позволяет сделать следующие выводы. Во-первых, существует минимальный угол сканирования, который определяется  $\tau_{\text{min}}$ . Величина  $\tau_{\text{min}}$  зависит от длительности выполнения двух команд  $INXH$  и  $ADDM$ . В тактах работы ЦП набора К580 это составит 12 тактов или 6 мс. Во-вторых, существует максимальный угол сканирования, определяемый условием (5.4). Из формул (5.3) и (5.4) можно получить максимальную частоту квантования, при которой БУФХНП на основе микроЭВМ будет формировать одну ХН с  $\alpha_{\text{min}}$  без возможности сканирования

$$1/f_k^{\text{max}} \leq N\tau_{\text{min}} + t_{\text{выв}} + t_{\text{пер}} + t_{\text{загр}} \quad (5.5)$$

Например, при  $N=32$  и согласованном по скорости АИ максимальная частота согласно (5.4) будет равна  $f_k^{\text{max}} < 5$  кГц, что соответствует обработке сигнала с  $F_{\text{гр}} < 2,5$  кГц.

Но если требуется формирование ХН с углом сканирования до  $20-30^\circ$ , то выполнение условия (5.4) невозможно. Это означает, что при формировании реальных ХН не удастся провести суммирование значений по всем элементам подряд, не перемещая частицу суммы из аккумулятора. Действительно, для большинства реальных ситуаций суммарное время требуемых задержек во всех звеньях формирования ХН чаще всего превышает период квантования. Это заставляет параллельно вести суммирование в нескольких квантах времени выходного сигнала БУФХНП. На рис. 5.13 показано требуемое совмещение программ вычисления ХН в двух квантах одновременно. Общая программа имеет чередующиеся команды для получения двух частных сумм. Это требует очистки аккумулятора, регистров  $HL$  и загрузки их новой информацией между выполнениями команд формирования ХН. Как показывают проведенные расчеты в зависимости от способа выполнения этих операций скорость вычисления значений сигнала итоговой ХН уменьшается в 3-5 раз. Заметим, что это приводит к увеличению  $\alpha_{\text{min}}$ . Таким образом, одна сканируемая ХН может быть сформирована для сигнала с граничной частотой в десятки герц. Если формируется  $M_2$  ХН одновременно, то допустимая граничная частота сигнала с элементов антенны уменьшается в  $M_2$  раз и лежит в области единиц герц.

При формировании множества ХН может быть рассмотрено несколько путей их вычисления. Например, за счет усложнения АИ (см. рис. 5.11) можно обеспечить одновременное квантование всех сигналов с элементов антенны, запоминание значений, преобразование и ввод их в ЭВМ с последующей интерполяцией значений выборки каждого элемента для получения промежуточных значений. Программы реализации интерполяции содержат операции умножения, деления и резко снижают скорость обработки. Полученные промежуточные значения формируются в матрицу сигналов, аналогичную матрице задержек, рассмотренной в гл. 1. Суммирование  $N$  отдельных значений матрицы даст одну выборку одной ХН. Граничные частоты обрабатываемых сигналов в подобных случаях лежат в областях долей и единиц герц.

Не останавливаясь на дальнейшей детализации вариантов программ, уточнений времени выполнения и объема памяти для хранения программ формирования ХН, сделаем общий вывод. Программные методы формирования ХН обеспечивают обработку сигналов с граничными частотами в области долей, единиц и в простейших случаях десятков герц. Такие низкие частоты резко сокращают области использования ЭВМ при решении рассматриваемых задач и удовлетворяют требованиям реального масштаба времени. Оценка скорости работы микроЭВМ при выполнении алгоритмов фазовых БУФХНП (3.20)÷(3.28) дает примерно такие же результаты. Умножение — основная операция при формировании ХН фазовыми методами. Эта операция в микроЭВМ является самой длительной, а учитывая время на пересылку информации, можно согласиться с таким выводом, не проводя детальный анализ.

Проведенный анализ возможностей перного типа структур показывает, что ФХНП для практического диапазона частот могут быть построены только при аппаратной реализации алгоритмов и максимальном использовании производительности вычислительной структуры за счет распараллеливания операций. Одним из вариантов структуры с параллельным выполнением операции является конвейерная структура. Кратко рассмотрим принцип работы конвейерного вычислителя. Скорость работы вычислительной машины без учета процессов обмена информацией с внешними устройствами зависит от скорости работы процессора и памяти. Предположим, что память имеет скорость, равную скорости записи-считывания в регистр и значительно превышающую скорость работы процессора. Тогда скорость выполнения

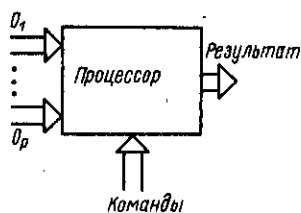


Рис. 5.14. Структурная схема процессорной части вычислительного устройства.

команд в основном будет зависеть от скорости работы процессора. На рис. 5.14 показана обобщенная структурная схема процессорной части вычислительного устройства. На вход процессора поступают операнды, которые обрабатываются по командам, подаваемым на управляющий вход. В традиционных процессорах смена операндов на входе происходит только после появления результата на выходе процессора. Если принять, что команды в процессоре выполняются за одинако-

ное время, равное  $t_{пр}$ , то скорость поступления информации на вход процессора  $f_{оп}$  определится как [25, 49, 53]

$$f_{оп} \leq 1/2t_{оп} \quad (5.6)$$

Таким образом, в процессорах, построенных по традиционной схеме, результат на выходе получается с задержкой, равной  $t_{оп}$ , а скорость смены операндов на входе равна  $f_{оп}$ .

Если разбивать процессор на отдельные части, между которыми ставить память в виде регистров, то условия обработки информации в процессоре меняются. На рис. 5.15 показана структурная схема процессора с разбиением процессора на  $S$  подпроцессоров. Для нормальной работы процессора необходимы две серии противофазных тактирующих импульсов:  $ТИ_1$  и  $ТИ_2$ . Будем полагать, что разделение процессора на  $S$  подпроцессоров уменьшило время выполнения команды в подпроцессоре  $t_{п.п}$  в  $S$  раз, т. е.

$$t_{п.п} = t_{оп}/S \quad (5.7)$$

Обратим внимание, что общее время получения результата в процессоре, приведенном на рис. 5.15, увеличилось по сравнению с процессором, приведенном на рис. 5.14, за счет введения дополнительных уровней регистров, задерживающих информацию. Но структура, представленная на рис. 5.15, обладает повышенной скоростью смены операндов на своем входе  $f_{оп} \leq 1/t_{п.п}$ . Действительно, эта скорость теперь определяется временем выполнения операций в  $П_1$ , которое в  $S$  раз меньше  $t_{оп}$ . Таким образом, структура, приведенная на рис. 5.15, имеет задержку получения результата большую, чем структура, изображенная на рис. 5.14, но допускает значительное увеличение скорости смены операндов на входе. Структура, обладающая такими свойствами, носит название поточной или конвейерной [44, 49, 53]. Конвейерные вычислительные устройства обладают повышенной производительностью за счет одновременного выполнения операций в  $S$  подпроцессорах. Но одновременно с этим структура, показанная на рис. 5.15, имеет ограниченное применение. Если для принятия решения о составе операндов

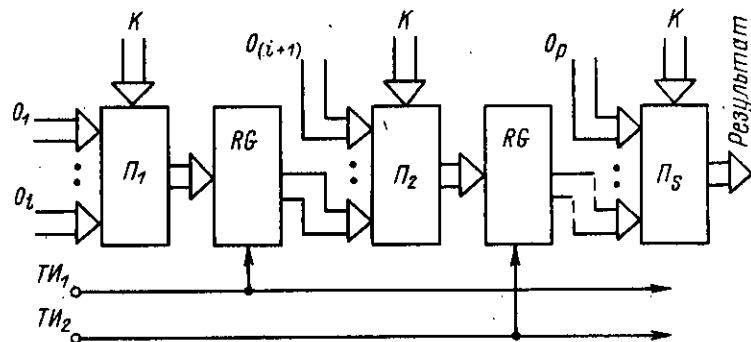


Рис. 5.15. Структурная схема процессора конвейерного типа.

или выполняемой в следующем шаге решения команды необходим результат на выходе процессора, то скорость поступления операндов становится такой же, как и в процессоре, приведенном на рис. 5.14, или даже меньшей за счет задержки информации в регистрах. Другими словами, конвейерное вычислительное устройство обладает повышенной пропускной способностью только при решении задач без условных переходов, когда путь следующего решения зависит от результата выполнения предыдущей команды. Задачи, решаемые при формировании ХН, оптимально подходят к конвейерным вычислителям. Задачи этого типа не имеют условных переходов, требуют высокой пропускной способности процессора, а небольшое увеличение времени получения результата не сказывается на режиме реального времени. Если идти по пути максимального увеличения пропускной способности конвейерного вычислителя, то необходимо уменьшать глубину подпроцессора и увеличивать число регистров. В пределах глубины подпроцессора может быть уменьшена до одной логической операции. Такая ситуация будет характеризоваться максимальной пропускной способностью и соответствовать построению процессора на так называемых динамических элементах [50]. Иногда эти логические элементы носят название импульсных, синхронных. Динамические элементы всегда имеют схему хранения информации и соответствуют использованию динамического кодирования информации [50]. При динамическом кодировании единица или ноль информации соответствует наличию или отсутствию импульса в заданные моменты времени, называемые тактами. Динамическое кодирование можно реализовать с помощью потенциальных элементов, но, как показано в [50], это приводит к значительным потерям мощности, скорости работы и снижению динамической помехозащищенности. Если реализовать специальные логические элементы динамического типа, то это приведет к улучшению параметров конвейерных вычислителей на порядок по сравнению с вычислителями, реализованными на потенциальных элементах. Хранение информации в динамических элементах может осуществляться в электрическом поле конденсатора, электромагнитной линии задержки за счет накопления зарядов в базе транзисторов, в триггерах и т. д. В настоящее время практические схемы динамических элементов используют хранение в электрическом поле конденсатора и статических триггерах. Различают динамические элементы на МОП-транзисторах и конденсаторах, на биполярных транзисторах со статическими триггерами и инжекционными со статическими триггерами [50]. Такое внимание к описанию свойств динамических элементов объясняется тем, что в настоящее время еще не созданы специализированные БИС конвейерных процессоров для БУФХНП и правильный выбор элементной базы позволит улучшить их ожидаемые характеристики.

Таким образом, если использовать конвейерную структуру процессора с аппаратной реализацией алгоритма ФХНП, то можно получить БУФХНП с достаточно высокими тактовыми частотами. Скорости работы динамических элементов могут достигать десятков мегагерц, а имеющиеся в литературе данные по разработкам АЦП говорят о возможности создания МАЦП со временем преобразования в единицы и десятки наносекунд, что позволяет обрабатывать сигналы с антенных решеток в диапазоне десятков и сотен килогерц в зависимости от числа элементов антенны и количества одновременно формируемые ХН.

Одновременно с рассмотренными двумя типами возможных структур обработки информации в цифровых БУФХНП могут использоваться и оставшиеся две, но их применение не дает такого эффекта, как применение конвейерных структур. Поэтому их более детальное рассмотрение опускается. Параметры и возможности таких типов структур можно оценить по литературе [25, 44, 53].

БУФХНП временного типа выполняют операции сдвига и суммирования многоразрядных чисел. Скорости поступления данных могут быть достаточно высокими (единицы и десятки мегагерц). Задача создания вычислителя для реализации алгоритмов БУФХНП фактически заключается в создании быстродействующего сумматора для суммирования  $N$  чисел по  $q$  разрядам каждое. При аппаратной реализации такого сумматора по пирамидальной структуре число последовательно соединенных сумматоров равно  $\log_2 N$ , что может привести к значительному снижению допустимой скорости. Выходом из этого положения может быть использование конвейерных сумматоров. Выбор уровня синхронизации позволит обеспечить практически любые скорости суммирования, задаваемые устройством задержки БУФХНП.

В фазовых БУФХНП основным устройством является множительное устройство. Реализация этого устройства по конвейерному принципу [25, 44] снимет ограничения по скорости, существующие при программной реализации операции умножения. Часто скорости работы конвейерных множителей значительно превышают требуемые для фазовых алгоритмов. В этом случае возможно использование одного множительного устройства для реализации операции в множестве ХН по всем элементам антенны. Специализированное устройство управления должно обеспечить коммутацию памяти и подачу операндов, необходимых для формирования  $M_a$  ХН.

Таким образом, выполнение цифровых БУФХНП на основе универсальных ЭВМ, микроЭВМ с тактовыми частотами в единицы мегагерц дает низкие результаты по допустимой частоте сигналов с элементов антенн. Этот вывод распространяется на любой тип БУФХНП, реализованный программным способом. Среди способов аппаратной реализации алгоритмов наиболее целесообразно использование конвейерных структур. Задачи формирования ХН не имеют условных переходов и максимально используют преимущества конвейерных вычислителей. При разработке конвейерных БУФХНП целесообразно использовать динамические логические элементы, которые при тех же активных элементах обеспечивают более высокую эффективность процессора.

### § 5.5. Синхронные цифровые БУФХНП

Ранее отмечалось, что синхронные цифровые БУФХНП являются цифровыми аналогами дискретных БУФХНП. С учетом материала § 5.1, 5.2, 5.3 структурная схема синхронного цифрового БУФХНП для формирования ХН в одной части сектора будет иметь вид, изображенный на рис. 5.16. Многоканальный АЦП осуществляет квантование сигналов всех каналов в один и тот же момент времени. Система передачи данных (СПД) обеспечивает связь МАЦП и БУФХНП. Двоичные коды сигналов поступают на схемы цифровой задержки параллельных кодов ( $D$ ). Задержка равна одному

периоду тактирующего напряжения. Для организации задержки, как правило, нужна двухтактная серия импульсов сдвига. Двоичные коды поступают на цифровые сумматоры. Нетрудно видеть, что на выходе последнего сумматора будет цифровой код сигнала с заданного направления. Направление задается частотой тактирующих импульсов. Как было показано в гл. 3, подобные БУФХНП обладают широкими возможностями сканирования одиночной ХН, в том числе и ее оперативным изменением. Цифровой ФХНП в БУФХНП (см. рис. 5.16) представляет собой конвейер, реализующий аппаратно алгоритм суммирования и задержки. Роль регистров промежуточного хранения играют схемы задержки-регистры сдвига.

Для получения отклонения ХН в обеих частях сектора обзора можно использовать несколько разновидностей синхронного БУФХНП:

- 1) с постановкой на входе МАЦП аналогового коммутатора, как в схеме, показанной на рис. 3.20, с алгоритмом перекоммутации, приведенным в табл. 3.1;
- 2) с установкой цифрового коммутатора на выходе СПД с аналогичным алгоритмом;
- 3) с применением двух цифровых ФХНП, включенных на выход СПД, с взаимной перестановкой входных кодов и цифровой коммутацией выходов ФХНП.

Применение второй разновидности затруднено при большом числе элементов антенны в связи с тем, что число точек коммутации увеличивается по сравнению с дискретным БУФХНП в  $q$  раз, где  $q$  — число разрядов

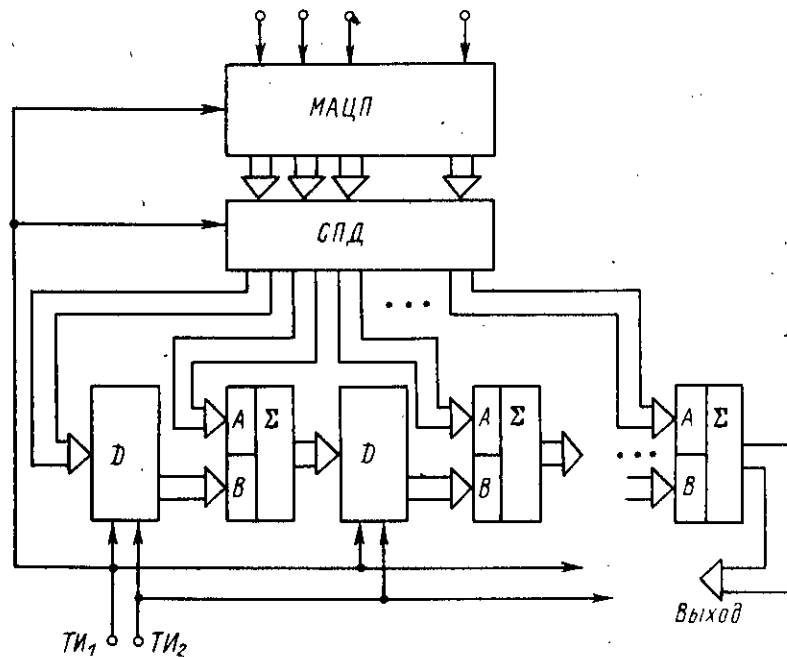


Рис. 5.16. Структурная схема синхронного цифрового БУФХНП.

представления величины. Несмотря на то, что коммутация производится на цифровом уровне, сложность такого коммутатора ограничивает применение этого способа.

Структурная схема синхронного БУФХНП с двумя цифровыми ФХНП для получения ХН в обеих частях сектора обзора приведена на рис. 5.17. Для упрощения выходы шни цифровых кодов МАЦП, СПД показаны в виде линий. Угол сканирования задается частотой тактирующих импульсов и знаком части сектора („+”, „-”). По потенциалу, определяющему часть сектора, цифровой MS (ЦМС) подключает выходы первого или второго ФХНП к выходу БУФХНП. Трудности создания подобных БУФХНП заключаются в необходимости обеспечения высокого быстродействия МАЦП при малых углах сканирования, которые соответствуют высокой частоте тактирующих импульсов. Иногда это служит причиной появления слепой зоны в секторе обзора вблизи оси симметрии сектора.

В области высоких тактовых частот (единицы мегагерц) начинает проявляться влияние времени выполнения операции суммирования двух параллельных чисел. Если сумматор выполнен как конвейер, то это означает, что результат на его выходе получается с определенной задержкой. При выполнении сумматора на динамических элементах с глубиной не более двух уровней вся схема ФХНП получается состоящей из одних сумматоров. Если сумматор имеет больше уровней (его логическая глубина больше двух), то у ФХНП будет большее значение слепой зоны вблизи оси симметрии.

Управление подобными БУФХНП осуществляется частотным способом, аналогичным тому, который использовался в дискретных БУФХНП. Создание множества одновременно работающих ХН возможно всеми способами, рассмотренными в гл. 2, 3.

В частности, возможно цифровое повторение структуры, приведенной на рис. 3.28, когда ФХНП каждой ХН управляется своей тактовой частотой. МАЦП делает преобразования со скоростью, задаваемой максимальной тактовой частотой (минимальным углом сканирования). Отличие цифрового варианта состоит в том, что синтезатор частот (см. рис. 3.28) должен выдавать синхронизированные между собой тактирующие импульсы. Это возможно только в том случае, если значения частот импульсов будут относиться друг к другу как целые числа и получаться от одного генератора. Структурная схема синхронного цифрового формирования множества ХН приведена на

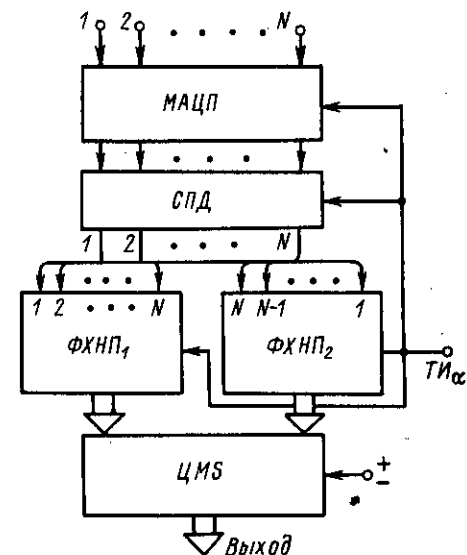


Рис. 5.17. Синхронный цифровой БУФХНП для получения ХН в обеих частях сектора обзора.



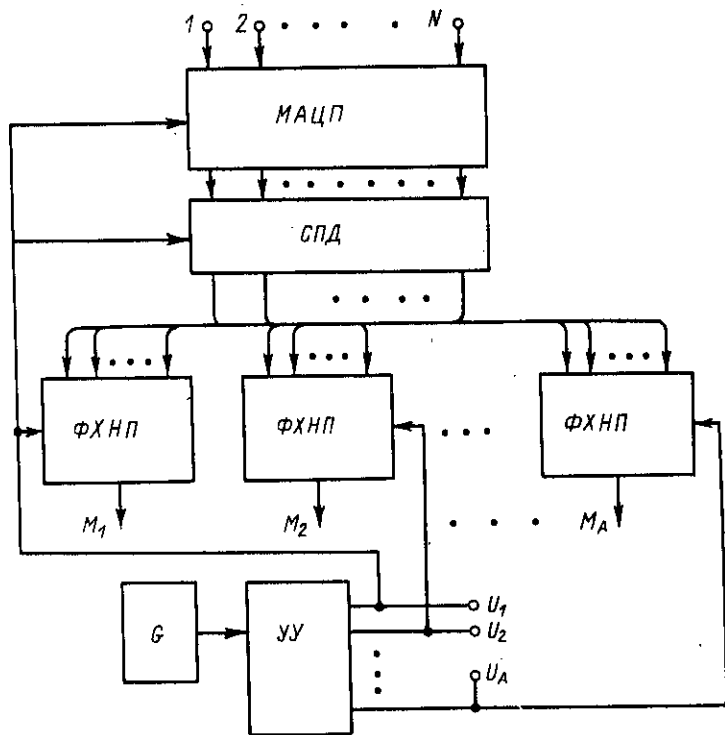


Рис. 5.18. Структурная схема цифрового синхронного БУФХНП для формирования множества ХН.

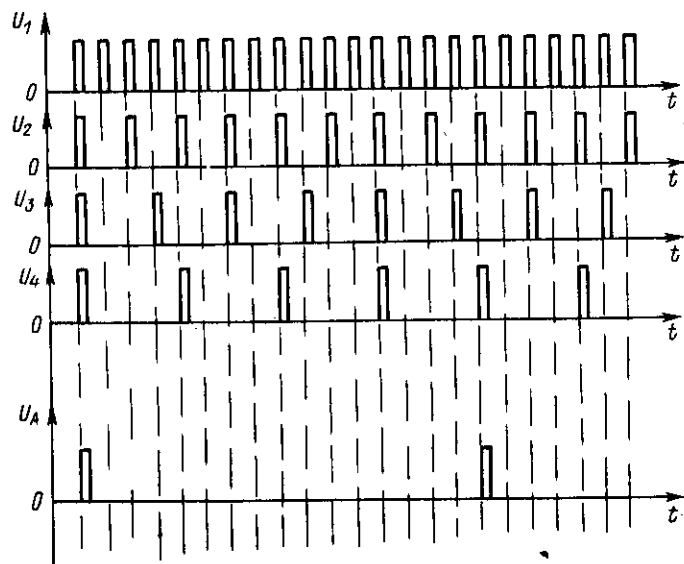


Рис. 5.19. Временные диаграммы тактирующих импульсов отдельных ФХНП.

рис. 5.18, где для простоты шины указаны линиями. БУФХНП формирует  $M_a$  ХН в одной части сектора обзора. ХН с номером  $M_1$  имеет минимальный угол отклонения, определяемый остротой направленного действия ХН. Вторая ХН отстоит на удвоенный первый угол, и так далее. Временные диаграммы рис. 5.19 поясняют временные соотношения в блоке. МАЦП выдает информацию с частотой напряжения  $U_1$ . Это означает, что на выходах МАЦП появляется  $N$  параллельных кодов с частотой напряжения  $U_1$ . ФХНП для формирования ХН с номером  $M_2$  выбирает поток значений кодов через один, а ФХНП для  $M_a$  имеет на входе поток кодов в  $M_a$  раз меньший, чем в первом ФХНП. Но частота дискретизации на входе ФХНП для  $M_a$ -й ХН удовлетворяет условиям квантования с восстановлением. Это говорит о том, что поток информации на выходах отдельных ФХНП будет иметь разную информативность, но ее всегда достаточно для восстановления сигнала. Соответственно и условия восстановления сигналов будут разными: в первом ФХНП сигнал на выходе не надо восстанавливать, а в ФХНП для  $M_a$ -й ХН условия восстановления наиболее неблагоприятные.

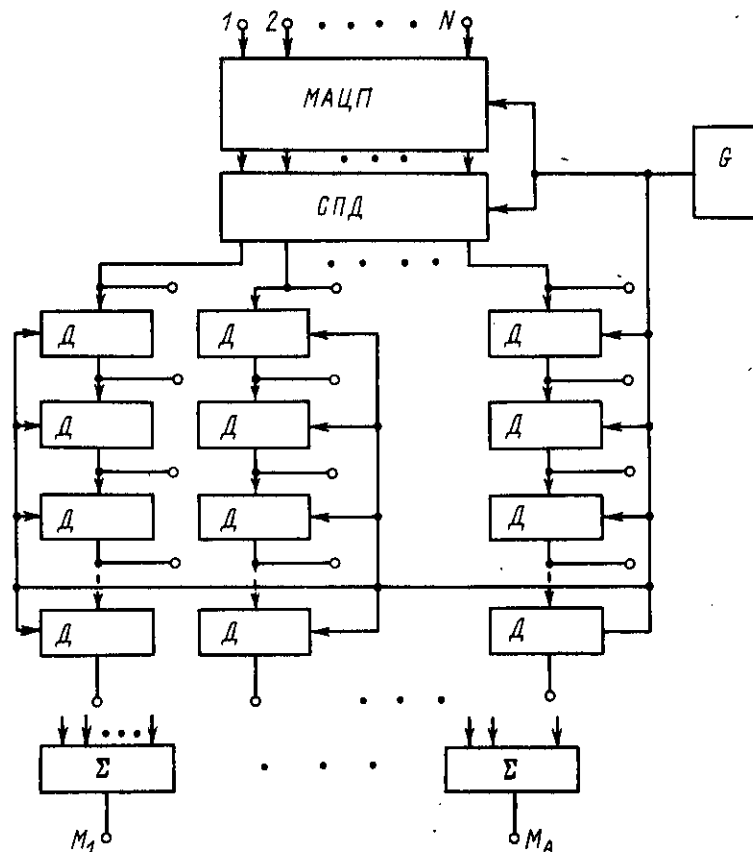


Рис. 5.20. Синхронный цифровой БУФХНП на основе матрицы задержек.

В синхронных БУФХНП можно использовать матрицы цифровых задержек с отводами и последующим суммированием задержанных значений сигналов с элементов. Скорость преобразования МАЦП в таких блоках зависит от углового расстояния между соседними ХН. Скорость работы многоразрядных регистров сдвига матрицы равна скорости преобразования МАЦП. На рис. 5.20 приведена структурная схема синхронного цифрового БУФХНП на основе матрицы задержек. Число отводов задержек равно числу формируемых ХН. Все задержки на один такт, а генератор тактирующих импульсов определяет также цикл работы АЦП. ХН получается в результате суммирования на многоходовом цифровом сумматоре значений с отдельных отводов задержки сигналов каналов. В таких БУФХНП схемы цифрового суммирования представляют собой достаточно объемные устройства при реальных значениях  $N (30 \div 50)$ . Многоходовые сумматоры строятся обычно на основе двухходовых, из-за чего произвольно выбирается структура сумматора. Анализ работы синхронных БУФХНП типа рис. 5.20 показывает, что лучшей структурой многоходовых сумматоров является пирамидальная, приведенная на рис. 5.21. Особенно важно построение по этому методу сумматоров в конвейерных ФХНП, которые должны применяться уже при тактовых частотах в единицы мегагерц.

Общими недостатками синхронных БУФХНП является большой объем требуемого оборудования и достаточно сложные условия монтажа. Если предположить, что БУФХНП формирует  $M_a = 30$  ХН с антенной, имеющей  $N = 50$  элементов, при разрядности представления величин  $q = 10$ , то требуемый объем десятиразрядных регистров будет равен  $2M_a N = 3000$ , а объем памяти регистров равен 30 Кбит. Число двухходовых сумматоров будет равно 1500. Интегральное исполнение матрицы задержек в виде БИС затруднено в связи с большим числом отводов. Серьезные трудности возникают также при монтаже сумматоров с матрицей. Достаточно отметить, что число соединений с учетом разрядности представления чисел превышает  $15 \cdot 10^3$ .

Приведенные ориентировочные параметры синхронных БУФХНП показывают важность рассмотрения путей оптимизации структуры блока и уменьшения объема аппаратуры. Одним из возможных вариантов упрощения структуры БУФХНП является использование интегральных ОЗУ в качестве столбца элементов задержки матрицы. При этом быстродействие памяти должно быть в  $M_a$  раз больше, чем скорость работы синхронного БУФХНП. Тогда возможно после одной записи числа в ОЗУ произвести  $M_a$  считываний из соответствующих ячеек и тем самым обеспечить уменьшение числа соединений, повышение интегральности (сокращается число корпусов), сокращение числа сумматоров. Ценой такого улучшения является снижение скорости его работы.

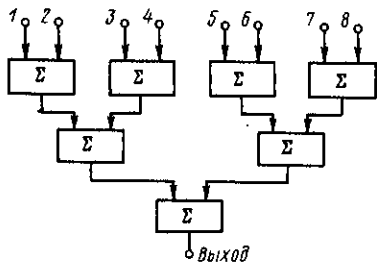


Рис. 5.21. Структурная схема многоходового сумматора.

Вторым способом улучшения работы синхронного БУФХНП является оптимизация структуры ФХНП. Оптимизация происходит чаще всего за счет совмещения операции задержки для нескольких сигналов. Рассмотрим этот способ более подробно. Как показано в работе [51], алгоритм работы ФХНП может быть записан аналитически с помощью специального оператора задержки  $z$ , который означает сдвиг по времени. Формально оператор определяется соотношением

$$z^T * x(t) = x(t + T), \quad (5.8)$$

где  $x(t)$  — произвольная функция аргумента  $t$ ;  $T$  — величина сдвига;  $*$  — операция, означающая действие оператора сдвига.

В рассматриваемом случае  $t$  является текущим временем. Можно показать [51], что операция сдвига обладает ассоциативными и коммутативными свойствами. Операция  $(*)$  также дистрибутивна по отношению к любым другим операциям суперпозиции функций времени  $t$ . Это позволяет записать правила пользования оператором:

$$\left. \begin{aligned} z^{T_1} * z^{T_2} &= z^{T_2} * z^{T_1}; \\ z^{T_1} * z^{T_2} &= z^{T_1 + T_2}; \\ z^T * \left[ \sum_i y_i(t) \right] &= \sum_i [z^T * y_i(t)]; \\ z^T * \left[ \prod_i y_i(t) \right] &= \prod_i [z^T * y_i(t)]. \end{aligned} \right\} \quad (5.9)$$

Рассмотрение этих тождеств показывает, что к выражениям, содержащим оператор сдвига  $z$ , могут быть применены общие приемы преобразования алгебраических выражений. Известная формула для формирования ХН в направлении  $\alpha$  может быть записана с помощью оператора в виде

$$S(\alpha, t) = (1/N) \sum_{i=0}^N [z^{-i\tau\alpha} * W_i x_i(t)]. \quad (5.10)$$

Не принимая во внимание масштабный коэффициент  $1/N$ , а также считая, что распределение амплитуд (коэффициенты  $W_i$ ) учтено в  $x_i(t)$ , можно получить упрощенную запись алгоритма (5.10):

$$S(\alpha, t) = \sum_{i=0}^{N-1} V^i * x_i(t), \quad (5.11)$$

где  $V^i = z^{-i\tau\alpha}$ .

Структура, реализованная в соответствии с (5.11), может быть названа матричной и является очень не экономичной, так как в каждом канале стоит абсолютная величина задержки. Самые экономичные структуры — так называемые линейные структуры (рис. 1.21, 1.22, 3.21). Аналитическое выражение типа (5.11) для линейной структуры и также для других типов структур ФХНП может быть получено путем расстановки скобок в выражении (5.11), которое бы определяло порядок выполнения двухместных операций. Нетрудно видеть, что выражение (5.11) является полиномом

степени  $N-1$  относительно формальной переменной  $V$  с коэффициентами  $x_i(t)$ , а задача расстановки скобок аналогична известной задаче представления полинома в виде, удобном для его вычисления с помощью двухместных операций. Отличие заключается только в том, что операция  $(*)$  по своему смыслу отличается от обычного умножения. Известно, что любой полином степени  $N-1$  может быть записан по схеме Горнера  $K$ -го порядка ( $K = 1, 2, \dots, N-1$ ) [47], которая для полинома (5.11) запишется в виде

$$S(a, t) = S_0 + V * S_1 + V^2 * S_2 + \dots + V^{k-1} * S_{k-1}, \quad (5.12)$$

где через  $S_i$  обозначена промежуточная сумма:

$$S_i = x_i + V^k * (x_{k+i} + \dots + V^k * (x_{2k+i} + \dots + V^k * (x_{\mu(i)-k+i} + V^k * x_{\mu(i)+1}))) \dots, \quad (5.13)$$

а величина  $\mu(i)$  равна

$$\mu(i) = \left( \left\lceil \frac{N-i}{k} \right\rceil - 1 \right) k. \quad (5.14)$$

Знак  $[a]$  означает наименьшее целое большее  $a$ . В выражении (5.13) явно указана с помощью скобок последовательность суммирования. Скобочную форму типа (5.12) называют прямой разветвленной скобочной формой  $k$ -го порядка. При реализации выражения (5.12) на последнем участке требуется операция  $k$ -местного суммирования. Чтобы свести ее к двухместным, нужно расставить дополнительные скобки в выражении (5.12), которое можно представить как полином  $(k+1)$ -й степени относительно переменной  $V$  с коэффициентами  $S_i$ . Следовательно, (5.12), как и (5.11), можно записать по схеме Горнера некоторого порядка  $k_1$  ( $k_1 < k$ ). Полученное выражение можно вновь рассматривать как полином, сделав подстановку, аналогичную (5.13), и записав его по схеме Горнера некоторого порядка  $k_2$  ( $k_2 < k_1$ ). Указанные действия можно повторять до тех пор, пока не будет получен полином первой степени. В результате образуется скобочная форма, называемая прямой древовидной скобочной формой. Такая процедура соответствует разбиению решетки на подрешетки, которые в свою очередь разбиваются на внутренние подрешетки и т. д. Порядок разбиения (выбор  $k_i$ ) может быть различным. Если  $k=1$ , то скобочная форма вырождается в линейную скобочную форму и ей соответствует линейная структура ФХНП. Если  $k$  удовлетворяет условию  $k_i = 2^{n-i}$ , где  $n = \lceil \log_2 N \rceil - 1$ , то полученная форма является древовидной (пирамидальной) с суммированием не более двух слагаемых.

Как показано в работе [51], могут быть рассмотрены и так называемые обратные скобочные формы, являющиеся одними из вариантов описанных скобочных форм.

Применение рассмотренного математического аппарата к проектированию одиночных диаграмм дает вывод, хорошо согласующийся с логическим выводом, который в принципе просматривается и без сложных расчетов:

линейная структура является самой оптимальной. Но при приложении полученных результатов к ФХНП с множеством одновременно работающих ХН могут быть получены структуры, оптимальность которых в несколько раз выше, чем структур, разработанных интуитивным способом, в частности чисто матричных структур (см. рис. 5.20).

Экономия в многолучевых ФХНП может быть получена за счет совмещения обработки информации на одних и тех же звеньях задержки ФХНП. Учитывая, что совмещение обработки возможно только в матричных структурах, исходный алгоритм формирования ХН приводят к таким эквивалентным формам, которые позволяют выделить отдельные участки скобочной формы, поддающиеся реализации в виде матричной структуры. Объединение этих участков производится с помощью наиболее экономичных скобочных форм отдельно для каждой ХН. Будем считать, что количество ХН равно  $2L+1$  ( $L$  ХН с положительными углами к оси симметрии, столько же с отрицательными и один угол совпадает с осью симметрии).

Задержка между соседними элементами для  $l$ -го луча равна  $L\tau(a)$ , где  $\tau(a)$  — задержка для первого луча ( $l=1$ ). Сложность структуры будем оценивать числом регистров, полагая, что задержка  $l\tau(a)$  реализуется с помощью  $l$  регистров. С использованием оператора задержки выходной сигнал  $l$ -го луча можно представить в виде

$$\bar{S}_l(a, t) = \sum_{0 < i < N-1} f_i V^{il}, \quad (5.15)$$

где

$$l = 0; \pm 1; \pm 2; \dots \pm L; \quad V = z^{-\tau(a)}.$$

В качестве базовой структуры целесообразно взять матричную бесскобочную структуру для максимального угла ХН с номером  $M_1$  или  $M_2$  в БУФХНП на рис. 5.20. Формирование остальных лучей с меньшими углами осуществляется путем суммирования сигналов, взятых с отводов уже имеющихся цепей задержки. Сложность ФХНП типа приведенной на рис. 5.20 может быть оценена количеством регистров  $R$  при четном  $N$ :

$$R = \frac{L}{2} \left( \frac{3}{2} N^2 - N \right). \quad (5.16)$$

Применение рассмотренных выше скобочных форм позволяет уменьшить эту сложность. Операторный полином (5.15) в прямой скобочной форме  $k$ -го порядка для  $l$ -й ХН примет вид:

$$\bar{S}_l(at) V^{-i\mu(0)} = S_{0l} + V^l (S_{1l} + V^l (S_{2l} + \dots + V^l (S_{(k-1)l})) \dots), \quad (5.17)$$

где

$$S_{il} = f_i V^{kl} f_{k+i} + V^{2kl} f_{2k+i} + \dots + V^{\mu(0)kl} f_{\mu(0)+i};$$

$$\mu(0) = (\lceil N/K \rceil - 1) K.$$

Умножение левой части (5.17) на оператор сдвига дает относительное смещение начала отсчета времени и необходимо для того, чтобы при отрицательных значениях  $l$  исключить в правой части отрицательные степени оператора  $V$ , соответствующие опережению по времени. Совмещенная обработка осуществляется следующим образом. Строится матричная структура для каждой промежуточной суммы вида (5.18) для  $|l|=L$ . Для всех остальных каналов используются отводы от уже имеющихся регистров. Реализация выражения (5.17) осуществляется раздельно (без совмещения) для каждой ХН в виде наиболее экономичной линейной структуры.

Рассмотрим пример. Для  $N=32, k=4$  и  $L=8$  выражения (5.17) и (5.18) примет вид

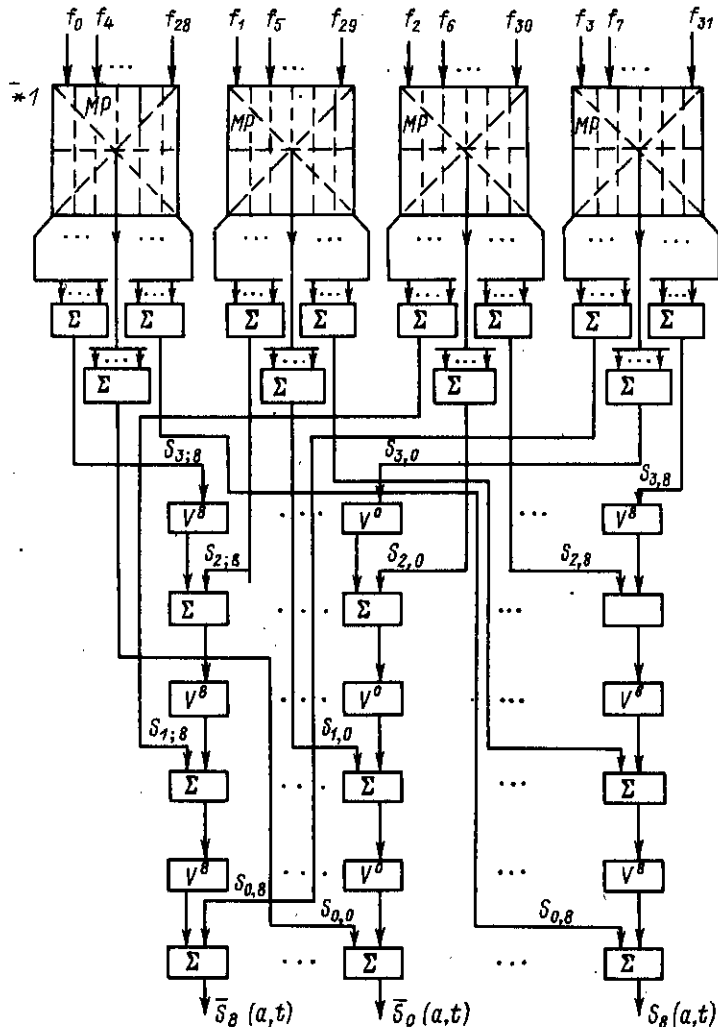


Рис. 5.22. Пример оптимизации матрицы задержек для  $L$  характеристик направленности.

$$\bar{S}_l(a, t) V^{-224} = S_{0l} + V^l (S_{1l} + V^l (S_{2l} + V^l S_{3l})),$$

где

$$\left. \begin{aligned} S_{0l} &= f_0 + V^{4l} f_4 + V^{8l} f_8 + V^{12l} f_{12} + \dots + V^{28l} f_{28}; \\ S_{1l} &= f_1 + V^{4l} f_5 + V^{8l} f_9 + V^{12l} f_{13} + \dots + V^{28l} f_{29}; \\ S_{2l} &= f_2 + V^{4l} f_6 + V^{8l} f_{10} + V^{12l} f_{14} + \dots + V^{28l} f_{30}; \\ S_{3l} &= f_3 + V^{4l} f_7 + V^{8l} f_{11} + V^{12l} f_{15} + \dots + V^{28l} f_{31}. \end{aligned} \right\} (5.19)$$

Соответствующая этим выражениям структурная схема приведена на рис. 5.22. Получить подобную структуру интуитивным путем очень сложно.

Для оценки эффективности подобных структур можно ввести граничные оценки числа регистров, необходимых для их реализации. Можно показать, что число регистров задержки  $R$ , требуемое для реализации прямой скобочной формы  $k$ -го порядка с совмещенной обработкой, равно для четного  $\lceil N/K \rceil$ :

$$R = \frac{kL}{2} \left( \frac{3}{2} \left[ \frac{N}{K} \right]^2 - \left[ \frac{N}{K} \right] \right) + L(L+1)(k-1). \quad (5.20)$$

Проведенный анализ показал, что сложность немонотонно зависит от  $R$  и существует оптимум, когда можно указать минимум  $R$ . Если предположить, что в (5.20) величины непрерывны, то оптимальные значения  $k(k_0)$  можно представить в виде

$$k_0 = N / \sqrt{L+1}. \quad (5.21)$$

Верхняя оценка  $\bar{R}(k)$ , полученная из (5.20) с учетом (5.21), равна

$$\bar{R}(k_0) \cong 2LN\sqrt{L+1} - L(L+N+1). \quad (5.22)$$

Для оценки выигрыша, даваемого выбором оптимальной структуры ФХНП по сравнению с другими, введем отношение

$$Q(k, N) = \frac{\bar{R}(k)}{\bar{R}(k_0)} \cong \frac{2N + K^2 - 3k}{k(2\sqrt{2N} - 3)} \quad (5.23)$$

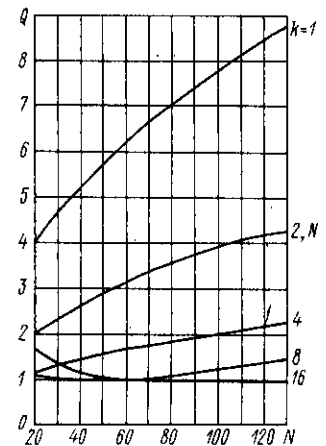


Рис. 5.23. График, показывающий выигрыш оптимальной структуры в зависимости от числа элементов антенны ( $N$ ) для различных  $k$ .

На рис. 5.23 приведены графики зависимости  $Q$  от  $N$  при различных  $k$ . Кривые при  $k=2$  и  $k=N$  (линейные структуры без совмещения) полностью совпадают. Из графиков видно, что при  $k=8$  и  $k=16$  затраты оборудования на реализацию задержек незначительно превышают минимальное значение. Максимальный выигрыш при применении оптимальной структуры достигает  $k=4\div 8$ , что говорит о явной целесообразности использования рассмотренного нетривиального подхода к проектированию ФХНП. Аналогичным образом могут быть построены и структуры на основе обратных скобочных форм. Выигрыш, даваемый их использованием, лежит в тех же пределах, что и для прямых форм.

В заключение отметим, что синхронные БУФХНП являются наиболее простыми по структуре, но требуют больших затрат оборудования и высоких скоростей работы ФХНП, МАЦП и СПД. В подобных блоках целесообразно использовать большинство известных методов уменьшения объема ФХНП, так как даже небольшая относительная экономия оборудования дает в этих структурах значительный эффект. Почти все рассматриваемые в данной главе структуры БУФХНП улучшают показатель сложности ФХНП или МАЦП синхронного БУФХНП при сравнительном ухудшении других показателей.

Если в СЭУХН стоит задача обработки сигнала в широком диапазоне частот с максимально достижимым динамическим диапазоном представления сигнала, то цифровой БУФХНП временного типа является наилучшим для этого случая.

### § 5.6. Фазовые цифровые БУФХНП

Основные задачи, выполняемые при переходе от аналоговых БУФХНП фазового типа к цифровым, аналогичны задачам, возникавшим в синхронных блоках: уменьшение скорости потока информации при аналого-цифровом преобразовании; уменьшение объема вычислений; сокращение аппаратных затрат. Цифровой аналог фазового БУФХНП по структуре ничем не отличается от структуры, приведенной на рис. 3.31. Это же можно сказать и о фазовом множителе (см. рис. 3.30, 3.32). В связи с большим числом операций умножения в цифровых БУФХНП фазового типа уделяется особое внимание уменьшению их числа или повышению коэффициента использования умножителей. Напомним, что использование свойства симметричности коэффициентов ФМ по отношению к оси симметрии антенны позволяет в два раза уменьшить число умножителей. При формировании статического веера ХН можно еще в два раза уменьшить число умножителей за счет введения сумматоров. При этом ХН в правой и левой частях сектора будут зеркальным отображением друг друга. При создании цифровых БУФХНП использование этих возможностей становится обязательным.

При переходе к цифровому представлению информации возникает вопрос, в какой части БУФХНП ставить АЦП.

Если АЦП стоит на выходе КД, то число каналов преобразования увеличивается в два раза, и схема КД должна быть построена на анало-

говых элементах. Обычно применение цифровой обработки в одной части алгоритма и аналоговой в другой редко бывает удачным из-за несовместимости точности и стабильности работы. Поэтому АЦП стоит чаще всего на входе БУФХНП, а алгоритм КД реализуется при цифровой форме представления информации. Но обратим внимание, что скорость преобразования МАЦП в этом случае выбирается не только с точки зрения последующего восстановления сигнала, но и нормальной работы КД. В частности, КД с использованием устройств цифровой задержки иногда требуют частоты дискретизации, значительно превышающей скорости восстановления. Структура фазового БУФХНП приведена на рис. 5.24. Сигналы с элементов антенны поступают на МАЦП. Фазовые множители имеют структуру, аналогичную приведенной на рис. 3.30. Тактовая частота преобразования МАЦП выбирается на основании частотных свойств сигнала и задается известным соотношением, определяющим превышение в два раза частотой квантования верхней частоты спектра. Обратим внимание, что в фазовых БУФХНП обрабатываются чаще всего узкополосные сигналы, но для рассматриваемых структур частота квантования не учитывает этого факта, что дает избыточные отсчеты. Вопросы понижения скорости потока данных с антенны при обработке узкополосных сигналов в фазовых БУФХНП будут рассмотрены в § 5.7. Таким образом, частота дискретизации определится

$$f_{\text{д}} < 2F_{\text{в}}, \quad (5.24)$$

где  $F_{\text{в}}$  — верхняя частота спектра сигнала на входе блока.

Алгоритм работы блока полностью соответствует конвейерным вычислительным устройствам, что сохраняет преимущества таких ФХН с точки зрения возможностей цифровых структур. При создании БУФХНП со статическим веером ХН БУФХНП имеет  $M_{\text{в}}$  (по числу ХН) ФХНП, а с учетом зеркальных ХН число ФХНП может быть уменьшено в два раза при небольшом усложнении ФМ за счет введения сумматоров.

Стремление уменьшить объем МАЦП за счет уменьшения числа каналов преобразования является причиной рассмотрения других решений, заключающихся в перераспределении качества МАЦП между скоростью его работы и сложностью. Другими словами, если скорость МАЦП имеет неиспользуемый запас, то можно рассмотреть способы уменьшения вдвое числа каналов преобразования за счет повышения частоты дискретизации

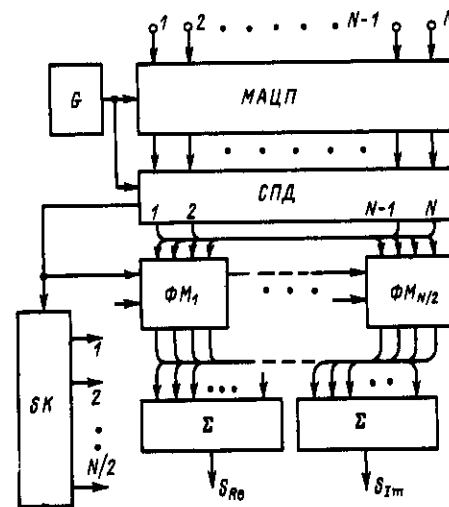


Рис. 5.24. Структурная схема цифрового БУФХНП фазового типа.

и преобразования, а значит, и за счет повышения потока данных ФХНП. Анализ структурной схемы, приведенной на рис. 5.24, показывает, что это можно сделать, только разместив МАЦП до КД и определив место включения КД.

Рассмотрим способы построения таких БУФХНП. Как было показано в гл. 3, для получения сдвига фаз необходимо иметь действительную и мнимую составляющие входного сигнала:

$$A^i(t) = A^i_{Re}(t) + jA^i_{Im}(t). \quad (5.25)$$

Если сигнал квантуется по времени, то его значение может быть записано в виде

$$\left. \begin{aligned} A^i_{Re}(p) &= A^i(p) \cos[\gamma p + i\Delta\psi(\alpha)]; \\ A^i_{Im}(p) &= A^i(p) \sin[\gamma p + i\Delta\psi(\alpha)], \end{aligned} \right\} \quad (5.26)$$

где  $p=0, 1, 2, 3, \dots$ ;  $\gamma p$  — временная фаза;  $\Delta\psi(\alpha)$  — пространственный фазовый сдвиг между соседними элементами.

Величина  $\gamma$  представляет собой постоянный временной фазовый сдвиг между двумя дискретными отсчетами:

$$\gamma = 2\pi f_0 / f_d, \quad (5.27)$$

где  $f_0$  — средняя частота приема сигнала;  $f_d$  — частота дискретизации.

Для получения  $A^i_{Im}(p)$  из  $A^i_{Re}(p)$  рассмотрим условия, при которых такое преобразование возможно. Возьмем два соседних временных отсчета  $A^i_{Re}(p)$  и  $A^i_{Re}(p-1)$ :

$$\left. \begin{aligned} A^i_{Re}(p) &= A^i(p) \cos[\gamma p + i\Delta\psi(\alpha)]; \\ A^i_{Re}(p-1) &= A^i(p-1) \cos[\gamma(p-1) + i\Delta\psi(\alpha)]. \end{aligned} \right\} \quad (5.28)$$

Представляя величину  $A^i_{Re}(p-1)$  как  $\cos$  разности двух углов

$$\{[\gamma p + i\Delta\psi(\alpha)] - \gamma\},$$

получим

$$\begin{aligned} A^i_{Re}(p-1) &= A^i(p-1) \cos[\gamma p + i\Delta\psi(\alpha)] \cos \gamma + \\ &+ A^i(p-1) \sin[\gamma p + i\Delta\psi(\alpha)] \sin \gamma. \end{aligned} \quad (5.29)$$

Подставляя значения (5.28) и (5.29) в (5.26), после несложных преобразований получаем

$$A^i_{Im}(p) = \frac{\rho(p)A^i_{Re}(p-1) - A^i_{Re}(p) \cos \gamma}{\sin \gamma}, \quad (5.30)$$

где  $\rho(p) = A^i(p)/[A^i(p-1)]$  — коэффициент амплитудной коррекции. Обычно значение  $\rho(p)$  можно считать равным единице только в случае прямоугольной огибающей и достаточно высокой частоты дискретизации, что редко выполняется на практике. Если наложить условия на выбор частоты дискретизации

$$f_d = 4f_0 / (2g + 1) \geq 2F, \quad (5.31)$$

где  $g=0, 1, 2, \dots$  — целое число, то величина  $\gamma$  будет равна

$$\gamma = \pi g + (\pi/2) = (-1)^g (\pi/2). \quad (5.32)$$

Подстановка этого значения  $\gamma$  в (5.30) дает итоговый результат

$$A^i_{Im}(p) = (-1)^g \rho(p) A^i_{Re}(p-1). \quad (5.33)$$

Другими словами: выбором частоты дискретизации можно получить мнимую часть из действительной. Выражение (5.33) позволяет предложить цифровой вариант получения квадратурных составляющих (ЦКД). На рис. 5.25 показана структурная схема ЦКД. Цифровая линия задержки (ЦЛЗ) обеспечивает задержку цифровых значений входной величины, полученные в дискретные моменты времени с тактовой частотой  $f_d$ . Сложность реализации этого вида ЦКД заключается в наличии схемы амплитудной коррекции. Значение  $\rho(p)$  можно принять равным единице при частоте дискретизации, в несколько раз превышающей частоту  $f_d$  из (5.24). Такой вариант возможен, если при этом не увеличиваются аппаратные затраты, т. е. в случае наличия запаса быстродействия блока. Тогда ЦКД вырождается в ЦЛЗ на четверть такта несущей частоты  $f_0$ . Можно рассмотреть вариант ФМ с уменьшенным вдвое числом умножителей. Для этого представим

$$S(p, \pm \alpha) = S_{Re}(p, \pm \alpha) + jS_{Re}(p-1, \pm \alpha). \quad (5.34)$$

В выражении (5.34) значение  $S_{Re}$ , с учетом (5.33), равно

$$\begin{aligned} S_{Re}(p, \pm \alpha) &= \frac{1}{N} \sum_{l=1}^{N/2} \left[ A^i_{Re}(p) + A^{-i}_{Re}(p) \right] \cos^l \beta(\alpha) \pm \\ &\pm \frac{(-1)^g}{N} \sum_{l=1}^{N/2} \left[ A^i_{Re}(p-1) - A^{-i}_{Re}(p-1) \right] \sin^l \beta(\alpha). \end{aligned} \quad (5.35)$$

На рис. 5.26 приведена структурная схема ФМ, который, в отличие от рассмотренных ранее, обозначен как ЦВМ. Этот модуль реализует алго-

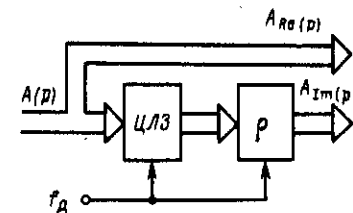


Рис. 5.25. Цифровой вариант КД при дискретизации второго порядка.

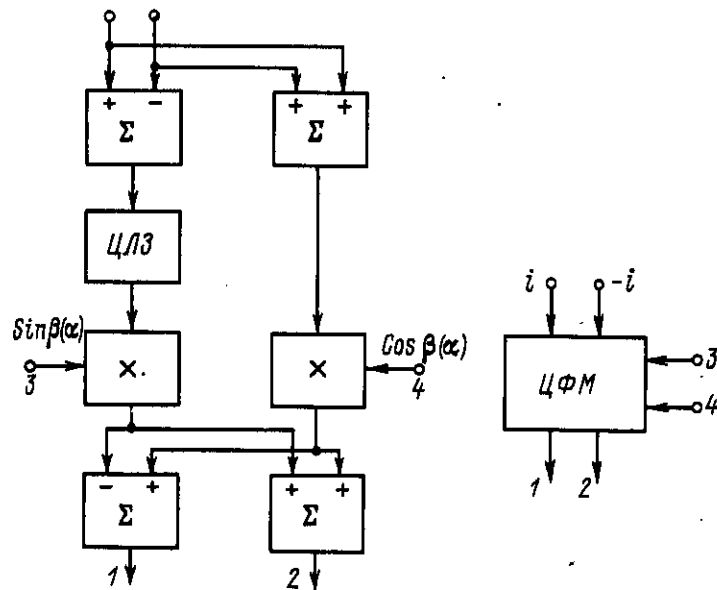


Рис. 5.26. Структурная схема цифрового фазового множителя.

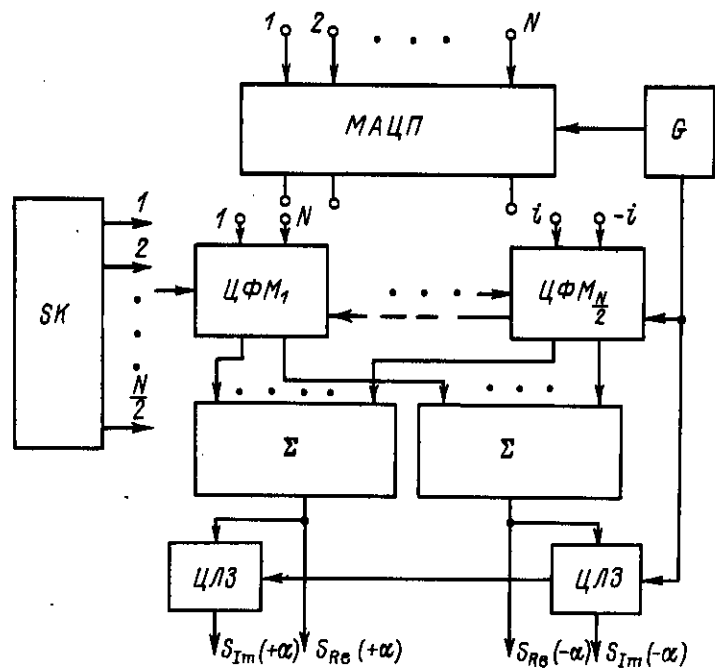


Рис. 5.27. Цифровой БУФХНП фазового типа на основе ЦФМ.

ритм (5.35), за исключением получения итоговых сумм с последующим сдвигом. Структурная схема цифрового БУФХНП фазового типа на основе ЦФМ приведена на рис. 5.27. Как видно из этой структуры, число умножителей уменьшено в два раза, что с учетом сложности аппаратной реализации этой операции дает значительную экономию оборудования. Но, как отмечалось выше, генератор синхронизации  $G$  в схеме, приведенной на рис. 5.27, должен иметь частоту, значительно превышающую требуемую из условий восстановления входного сигнала.

Цифровые БУФХНП фазового типа могут иметь меньший объем оборудования по сравнению с синхронными блоками. Это связано с тем, что частота квантования по времени в фазовых БУФХНП значительно меньше, чем в синхронных, и не зависит от угла сканирования. Такая особенность позволяет сделать совмещение операций, когда в промежутке между двумя отсчетами на одном и том же оборудовании производятся вычисления для нескольких ХН или даже последовательные вычисления внутри алгоритма формирования одной ХН [78]. Объем оборудования и возможные скорости обработки зависят от частоты обрабатываемых сигналов, числа элементов антенны и количества одновременно формируемых ХН. Как отмечалось в § 5.4, реализация БУФХНП может осуществляться как чисто программным способом, так и аппаратным. Промежуточные варианты (программно-аппаратные) позволяют добиться оптимума для заданного диапазона обрабатываемых сигналов. В частности, ЦФМ (см. рис. 5.26) можно выполнить аппаратно, в том числе и в виде конвейера [44, 53]. Наиболее сложной частью аппаратной реализации ЦФМ является устройство умножения. Но в последнее время появились БИС умножителей с временем выполнения операции в сотни наносекунд и разрядностью операндов, равной  $12-16$ . Примером могут быть микросхемы КМ1802ВР5. Все это говорит о том, что ЦФМ может быть реализован аппаратно и иметь входную скорость поступления операндов в единицы и десятки мегагерц при сравнительно небольших аппаратных затратах. Если ЦФМ выполнен в виде конвейера при параллельном представлении значения информации в нем, то наиболее целесообразным следует считать такую организацию СЭУХН с фазовым БУФХНП, когда для работы одного ЦФМ необходимо две системы передачи данных последовательно-параллельного типа (см. рис. 5.10). По каждой из двух СПД идет информация о сигналах с элементов, имеющих симметричные номера ( $i, -i$ ). Например, при использовании в БУФХНП одного аппаратно реализованного ЦФМ, по одной СПД поступает информация с элементов от 1 до  $N/2$ , а по второй СПД — от  $N$  до  $N/2 + 1$ . При этом системы имеют одно устройство синхронизации. Организация такой компоновки информации может быть произведена без затрат оборудования путем соответствующего распределения сигналов с элементов между МКВ отдельных МАЦП, работающих совместно с СПД. Структурная схема СЭУХН при приеме с использованием фазовых БУФХНП приведена на рис. 5.28. Основу системы составляет ЦФМ, построенный по конвейерному принципу. Выходной сумматор ФХНП, формирующий ХН ( $\Sigma$  на рис. 5.27), является сумматором накапливающего типа, который для  $M_a$  диаграмм может быть выполнен в виде  $2M_a$  сумматоров на  $N/2$  входов каждый или в виде одного сумматора и циклического

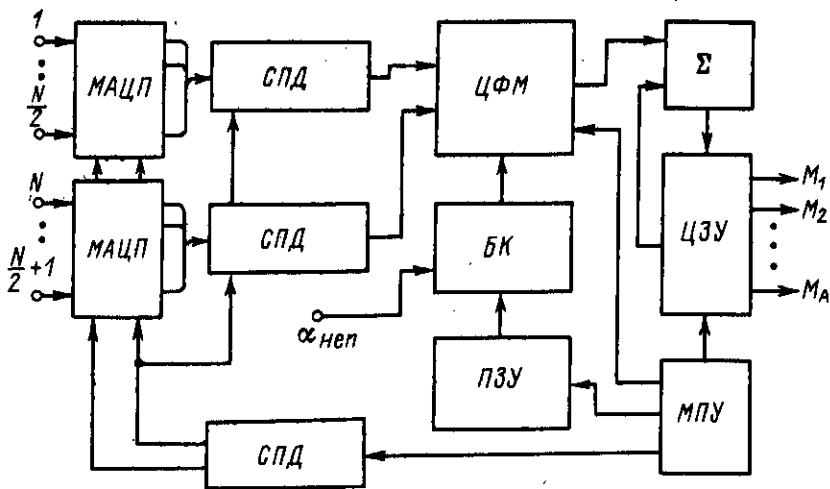


Рис. 5.28. Структурная схема СЭУХН на основе фазового БУФХНП при аппаратно-программной реализации алгоритмов.

запоминающего устройства (ЦЗУ на  $2M_a$  слов). В данном случае выбран второй вариант и информация считывается с ЦЗУ в виде значений кодов отсчетов сигналов выходов БУФХНП. Для формирования двух потоков информации служат две СПД типа приведенной на рис. 5.10, каждая из которых имеет свой МАЦП. Для работы ЦФМ необходим поток коэффициентов  $\cos a_i$  и  $\sin a_i$ , которые поступают на множительные устройства ЦФМ. Эти коэффициенты хранятся в ПЗУ и считываются с него в циклическом режиме с помощью устройства микропрограммного управления (МПУ). Для коррекции угла отклонения (непрерывное изменение ХН) служит блок коррекции (БК), который изменяет значения  $\cos a_i$  и  $\sin a_i$  в соответствии с величиной  $a_{\text{непр}}$ . Несомненным достоинством фазовых БУФХНП является сравнительная простота изменения положения ХН. Для ее изменения необходима смена коэффициентов  $\cos a_i$  и  $\sin a_i$ . Точность и диапазон регулировки определяются разрядностью представления коэффициентов. Такое управление значительно проще, чем в синхронных БУФХНП, когда шаг по углу (точность установки ХН) и диапазон регулировки определяют объем БУФХНП и скорость его работы. Но в то же время необходимо учитывать, что в фазовых БУФХНП входная информация проходит 5-6 этапов преобразования, в результате которых появляются ошибки округления. Это заставляет расширять динамический диапазон представления входного сигнала, что связано с выбором более сложного МАЦП и предварительных усилителей. Если такого улучшения параметров входных устройств не делать, то погрешность сигнала на выходе БУФХНП будет определяться несколькими младшими разрядами представления.

### § 5.7. Цифровые БУФХНП интерполяционного типа

Интерполяционные БУФХНП при общем подходе выпадают из предложенной классификации, так как задержка в блоках этого типа осуще-

вляется одним из известных способов: временным или фазовым. Преимущества интерполяционных БУФХНП заключаются в оптимальном выборе скорости аналого-цифрового преобразования сигнала с антенны и скорости передачи его к БУФХНП [68]. Кроме этого, уменьшение скорости передачи может привести к снижению необходимой скорости выполнения вычислительных операций при формировании ХН, что позволит уменьшить объем оборудования при программно-аппаратном способе выполнения операций. Интерполяционные БУФХНП используются как для обработки низкочастотных (в смысле понятий § 2.3), так и полосовых сигналов. Рассмотрим постановку вопроса обоснования структур интерполяционных БУФХНП в этих двух случаях.

#### Интерполяционные БУФХНП для низкочастотных сигналов

Понятие низкочастотного сигнала было введено в § 2.3. Если в формулах (2.33) и (2.34) принять, что  $F_H = 0$  или  $F_H \ll F_B$ , то такой сигнал называется низкочастотным. Частота его дискретизации из условия восстановления определяется периодом  $t_F = 1/2F_B$ . Эта частота использовалась для определения скорости работы цифрового БУФХНП фазового типа. С этой точки зрения интерполяционные БУФХНП для обработки низкочастотных сигналов имеют отличия только для временного метода формирования ХН. Как отмечалось в § 5.5, для формирования ХН с отклонением от оси симметрии на минимальный угол в синхронном БУФХНП необходимы отсчеты входного сигнала через временные интервалы:

$$\tau_{\min} = (d/v) \sin \alpha_{0 \min} \quad (5.36)$$

Отсчеты через такие же интервалы нужны при формировании веера ХН, в котором соседние ХН отстоят на угол  $\alpha_{0 \min}$ . Если положить, что  $d = v/2F_B$  (половина длины волны сигнала с верхней частотой спектра), то можно записать

$$\tau_{\min} = (1/2F_B) \sin \alpha_{0 \min} \quad (5.37)$$

Показательным параметром интерполяционных БУФХНП для низкочастотных сигналов по сравнению с чисто синхронными является отношение

$$t_F/\tau_{\min} = 1/\sin \alpha_{0 \min} \quad (5.38)$$

Формула (5.38) показывает степень избыточности частоты квантования при использовании синхронных БУФХНП. На рис. 5.29 приведен график зависимости  $t_F/\tau_{\min} = f(\alpha_{0 \min})$ , который показывает, что для реальных значений  $\alpha_{0 \min}$  избыточность достигает 20-30 раз. Следует отметить, что эти выводы справедливы при идеальном ограничении полосы сигнала величиной  $F_B$  на входе АЦП. Отсутствие аналоговых фильтров на входе АЦП

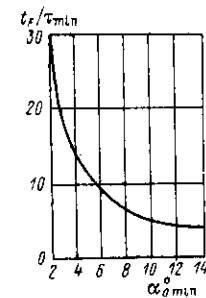


Рис. 5.29. Зависимость степени избыточности дискретизации по времени от минимального угла  $\alpha_{0 \min}$ .



или постановка фильтров с характеристиками, заметно отличающимися от идеальных, требует увеличения частоты квантования (уменьшения  $t_F$ ). В противном случае будет проявляться эффект наложения спектров [12, 19]. Учет этих факторов несколько снижает величину коэффициента избыточности (5.38). В общем случае при использовании временных БУФХНП избежать этой избыточности нельзя, так как она заложена в принципе работы синхронного БУФХНП. Можно только сделать так, чтобы максимальная частота появлялась как можно ближе к выходу. В фазовых БУФХНП частота квантования соответствует частоте  $2F_B$  и с этой точки зрения фазовые БУФХНП являются более оптимальными. Таким образом, в случае низкочастотных сигналов задача понижения частоты обработки возникает при решении проблемы связи антенны и синхронного БУФХНП, которые в СЗУДН почти всегда разнесены в пространстве.

Задача связи антенны с устройством обработки с конструктивной точки зрения наиболее просто решается при сохранении аналоговой формы представления информации. Но такая  $N$ -канальная линия обладает низкой помехозащищенностью, особенно если учесть широкий динамический диапазон представления сигнала в гидроакустических антеннах. В связи с этим МАЦП, как правило, располагают вблизи антенны, а основную связь осуществляют на цифровом уровне. Для этого используют системы передачи данных (СПД), рассмотренные в § 5.3. Как показано в этом параграфе, существующие проводные линии имеют ограничения на пропускную способность, что в предельных случаях требует значительного увеличения числа линий связи при обработке сигналов в десятки килогерц. Поэтому в некоторых случаях построения систем обработки сигналов вопрос о выборе частоты передачи стоит достаточно остро, так как связан с конструкцией СПД. Но и в менее острых ситуациях проблема уменьшения потока данных актуальна, так как это требует меньших скоростей работы МАЦП и уменьшает объем СПД. Уменьшение скорости работы МАЦП должно быть проведено с сохранением величины динамической погрешности преобразования. Это говорит о том, что сложность МКв МАЗУ остается такой же, как и в случае отсутствия интерполяции. Таким образом, основной задачей построения интерполяционных БУФХНП является уменьшение скорости работы МАЦП и СПД. При обработке низкочастотных сигналов такая постановка возможна только для синхронных БУФХНП [19, 43]. Структурная схема интерполяционного БУФХНП для низкочастотных сигналов приведена на рис. 5.30. Сигналы с элементов антенны поступают на МАЦП, который вырабатывает отсчеты сигналов. Частота отсчетов равна  $2F_B$  и ее значение достаточно для восстановления сигнала. Эта цифровая информация передается по симметричным помехоустойчивым линиям связи на устройство обработки, роль которого выполняет БУФХНП и интерполяторы (ИН), стоящие на его входах. В задачу интерполяторов входит восстановление отсчетов сигнала с частотой дискретизации, равной  $1/T_{min}$ . Генераторы частот  $1/T_{min}$  и  $2F_B$  должны быть синхронизированы между собой, что упрощает работу ИН. Обычно частота тактирования МАЦП получается из частоты тактирования синхронного БУФХНП путем деления на счетчике (Дел) с коэффициентом деления, равным  $t_F/T_{min}$ , округленным до ближайшего целого числа. Структурная схема ИН приводилась на рис. 2.13. Он состоит из

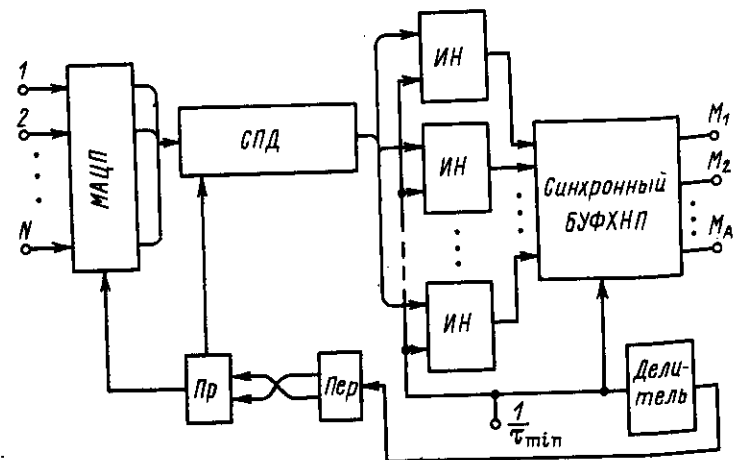


Рис. 5.30. Структурная схема интерполяционного БУФХНП для низкочастотных сигналов.

схемы заполнения нулями (СЗН) и КИХ-фильтра, выполняющего роль интерполятора.

На выходе интерполятора получается последовательность цифровых кодов отсчетов сигнала с интервалом дискретизации, равным  $T_{min}$ , необходимым для работы синхронного БУФХНП.

Синхронный БУФХНП является линейным устройством, в котором выполняются операции суммирования и задержки. Это позволяет разделить схему ИН на ее составные части и ставить КИХ-фильтр на выходе БУФХНП. При этом число СЗН будет равно  $N$ , а число КИХ-фильтров равно числу

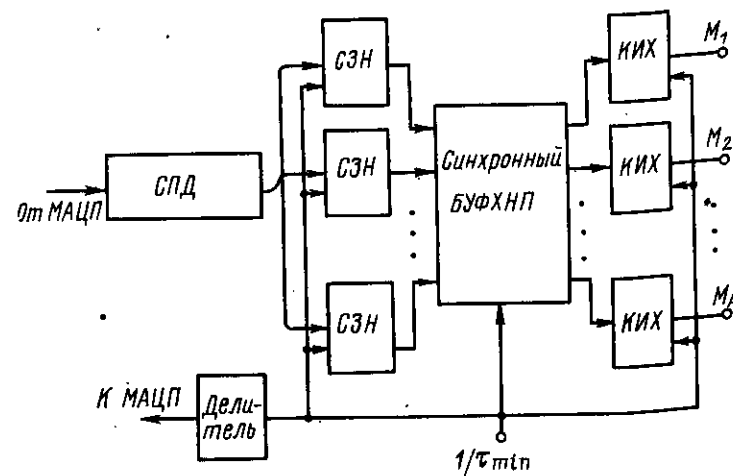


Рис. 5.31. Структурная схема интерполяционного БУФХНП с КИХ-фильтрами на выходе.

формируемых ХН ( $M_a$ ). Структурная схема интерполяционного БУФХНП описываемого типа приведена на рис. 5.31. Следует отметить, что СЗН являются условными блоками, которые аппаратно реализуются путем введения тактирования. Аппаратная часть ИН определяется в основном объемом КИХ-фильтра. Нетрудно видеть, что при  $M_a < N$  структура, показанная на рис. 5.31, более экономична, чем структура, приведенная на рис. 5.30. При  $M_a = N$  они эквивалентны, а при  $M_a < N$  лучше использовать структуру, изображенную на рис. 5.30.

Рассматривая структуру интерполяционного БУФХНП с информационной точки зрения, следует выделить особенности, появляющиеся в процессе формирования ХН. Интерполаторы могут быть представлены как специализированные вычислительные устройства, решающие одну задачу. Известно [44], что обработка информации, имеющей погрешность представления ( $\delta_{пр} = 1/2^{q+1}$ ), в вычислительном устройстве приводит к появлению двух дополнительных составляющих погрешности: погрешности ограничения  $\delta_{огр}$  и погрешности округления  $\delta_{окр}$ . Погрешность ограничения связана с выбором вида интерполяционного полинома и числом членов этого полинома, реализованным в ИН. Если ИН реализован программно, то уменьшение погрешности приводит к уменьшению скорости работы, а если аппаратно, то — к увеличению объема оборудования. Заметим, что при рассматриваемой постановке вопроса (высокие скорости передачи) наиболее целесообразна аппаратная реализация ИН в виде ковейриного устройства. Погрешность округления для случая представления чисел с фиксированной запятой определяется числом умножений, имеющихся в алгоритме решения задачи. Тогда погрешность информации на выходе ИН будет равна

$$\delta_{ин} = \delta_{пр} + \delta_{огр} + \delta_{окр}. \quad (5.39)$$

Если требовать, чтобы погрешность  $\delta_{ин}$  была равна погрешности  $\delta_{пр}$  в традиционной системе без интерполяции, то единственным выходом из этого положения следует считать увеличение разрядности представления величины сигнала в МАЦП. Но граница увеличения разрядности  $q$  имеет довольно жесткие пределы, связанные с уровнем собственных шумов АЦП, скоростью его работы, степенью достоверности представления сигнала в расширенном динамическом диапазоне. В этой ситуации возможна только следующая постановка вопроса: при разработке ИН добиваться существенного уменьшения  $\delta_{огр}$  и  $\delta_{окр}$  по сравнению с  $\delta_{пр}$ . Как правило, это связано с значительным ростом аппаратурных затрат. Существует мнение, что оптимальным вычислительным устройством является такое, все составляющие погрешности которого (5.39) равны между собой. Если принять эту точку зрения, то можно утверждать, что применение интерполяционного БУФХНП приведет к сокращению динамического диапазона представления сигнала, увеличению уровня шумов (уровня паразитной модуляции), а значит, и к снижению важного параметра систем обработки — помехозащищенности. Количественные оценки этих ухудшений параметров зависят от допустимого увеличения объема оборудования, в основном устройств ИН и АЦП.

**Интерполяционные БУФХНП для полосовых сигналов.** Интерполяционные БУФХНП для полосовых сигналов несколько отличаются от устройств

для обработки низкочастотных сигналов [71]. При рассмотрении этих отличий воспользуемся материалом § 2.3 по дискретизации полосовых сигналов. Основной смысл преобразований полосовых сигналов заключается в том, что передача его по одной линии с дискретностью отсчетов  $t_F = 1/2F_B$  заменяется передачей комплексной огибающей с границей частоты  $F_{мод}$  по двум каналам с шагом дискретизации  $t_M = 1/2F_{мод}$ . Степень избыточности дискретизации, применяемой в чисто синхронных БУФХНП, по сравнению с интерполяционными БУФХНП для обработки полосовых сигналов, может быть определена аналогичным способом:

$$\left( \frac{t_M}{\tau_{min}} \right)_{пол} = \frac{F_B}{F_{мод}} \frac{1}{\sin a}. \quad (5.40)$$

Нетрудно видеть, что в случае полосовых сигналов эффект от введения интерполирования еще более усиливается при  $F_B > F_{мод}$ . Это усиление оценивается коэффициентом  $F_B/F_{мод}$  и лежит в области единиц и реже десятков. Для оценки величины (5.40) можно воспользоваться графиком, приведенном на рис. 5.29, с умножением результата на коэффициент  $F_B/F_{мод}$ .

Обработка полосовых сигналов с помощью интерполяционных БУФХНП дает выигрыш как с использованием БУФХНП временного типа, так и фазового. Выигрыш для фазовых БУФХНП может быть оценен отношением  $F_B/F_{мод}$ . Структура интерполяционного БУФХНП для полосовых сигналов не отличается от структуры, приведенной на рис. 2.12, рассмотренной для общего случая дискретизации полосового сигнала. С целью анализа возможных вариантов полосовых интерполяционных БУФХНП и их оценки рассмотрим линию связи передачи полосового сигнала, использующую комплексную модуляцию и демодуляцию (рис. 5.32). Если использовать

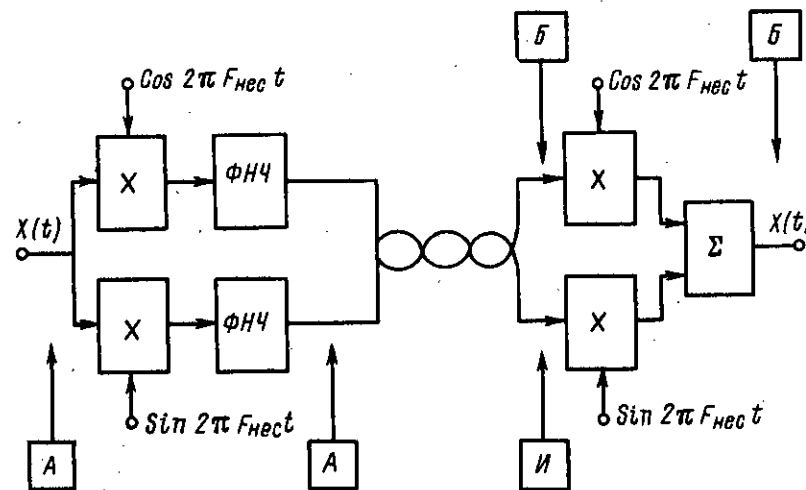


Рис. 5.32. Структурная схема линии связи для передачи волнового сигнала.

эту линию связи для уменьшения скорости передачи информации от антенны до БУФХНП, то возможно несколько вариантов, зависящих от того, в каком месте будет стоять АЦП (а значит и происходить дискретизация), где будет включен интерполятор (И), БУФХНП (Б). Из рис. 5.32 видно, что АЦП (А) может включаться на выходе комплексного демодулятора (КД) и на его входе. Расположение АЦП на выходе КД имеет целый ряд недостатков. Во-первых, увеличивается вдвое число каналов преобразования. Во-вторых, в каждом канале стоят две схемы аналогового умножения и два аналоговых ФНЧ. Создание цифровой СЭУХН предполагает значительное улучшение итоговых параметров по углу разрешения, динамическому диапазону и т. д. Если на входе канала поставить схему аналогового умножения, которая не может быть сделана с точностью, согласующейся с типичным значением динамического диапазона, то эффективность цифровой обработки резко падает. Поэтому АЦП чаще всего стоит на входе КД. А это значит, что его частота преобразования, равная частоте дискретизации  $x(t)$ , не будет отличаться от частоты преобразования АЦП для случая обработки низкочастотных сигналов. Если АЦП стоит на входе КД, то операции умножения будут проводиться в цифровой форме на частоте  $2F_B$ . После цифрового ФНЧ поток информации будет иметь частоту  $2F_B$ . Для ее уменьшения до значения  $2F_{\text{мод}}$  используют так называемые дециматоры (ДМ) [16, 19, 36, 43], на выходе которых число отсчетов согласовано с полосой сигнала. Это вносит дополнительное увеличение оборудования в каждом канале, но скорость работы линии связи уменьшается до скорости, требуемой для передачи огибающей входного сигнала. Если на приемной стороне интерполяторы стоят до БУФХНП, то их число должно быть увеличено в два раза. Фазовые БУФХНП не требуют постановки ИН на входе. Если БУФХНП стоят до КМ,

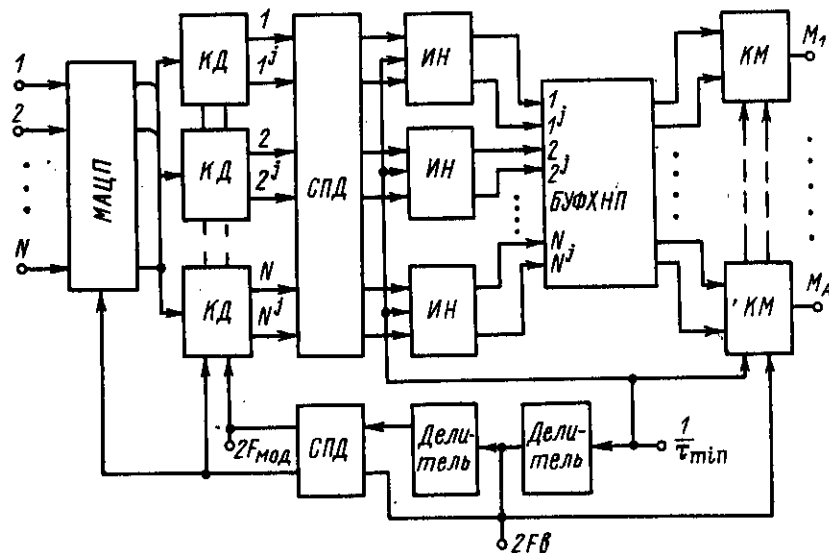


Рис. 5.33. Структурная схема интерполяционного БУФХНП для полосовых сигналов.

то они должны иметь в два раза больший объем, так как необходимо формировать ХН по двум составляющим. Постановка БУФХНП после схемы КМ позволит уменьшить его объем до обычных величин, но появление в каждом канале схемы КМ сделает выигрыш спорным. На рис. 5.33 приведена структурная схема интерполяционного БУФХНП для обработки полосовых сигналов с использованием синхронного БУФХНП. Интерполяторы могут стоять и на выходе БУФХНП. Тогда схема будет идентична как для фазовых, так и для временных БУФХНП. Как видно из структурной схемы, МАЦП работает на такой же частоте преобразования, как и в случае низкочастотных сигналов. КД понижают частоту отсчетов, поэтому для их работы необходимы две серии тактирующих импульсов с частотами  $2F_B$  и  $2F_{\text{мод}}$ . Фазовые БУФХНП могут обрабатывать информацию с частотой  $2F_{\text{мод}}$ . Интерполяторы в этом случае необходимы только перед схемами КМ. Для общей оценки интерполяционных БУФХНП рассмотрим отдельные устройства структурной схемы, приведенной на рис. 5.33. Комплексный демодулятор одного канала для случая квадратурной дискретизации имеет структурную схему, показанную на рис. 5.34. На входе канала стоит АЦП, с помощью которого получают цифровые отсчеты в дискретные моменты времени, определяемые частотой  $2F_B$ . После двух цифровых схем умножения, на вторые входы которых поступают значения несущей частоты с дискретностью  $2F_B$ , цифровые отсчеты поступают на ФНЧ и ДМ. Дециматор состоит из ФНЧ и схемы уменьшения частоты отсчетов (УЧО). Поэтому ФНЧ, стоящий перед ДМ, обычно объединяют с ним. Структурная схема дециматора приведена на рис. 5.35 [16, 43, 65]. Выходной сигнал децимального фильтра  $X_D(p)$  описывается выражением

$$X_D(p) = \left[ \frac{1}{k} \sum_{k=0}^{k-1} X(p) h(p-k) \right] g(p), \quad (5.41)$$

где  $X(p)$  — дискретный сигнал на входе ДМ;  $h(p-k)$  — импульсная характеристика децимального фильтра;  $k$  — текущий номер отсчета импульсной характеристики;

$$g(p) = \begin{cases} 1 & \text{при } p = 0, D_M, 2D_M, \dots, \\ 0 & \text{в других случаях,} \end{cases}$$

$D_M$  — коэффициент децимации.

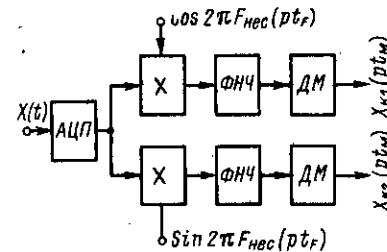


Рис. 5.34. Цифровой комплексный демодулятор.

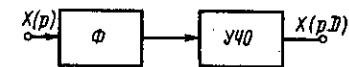


Рис. 5.35. Структурная схема дециматора.

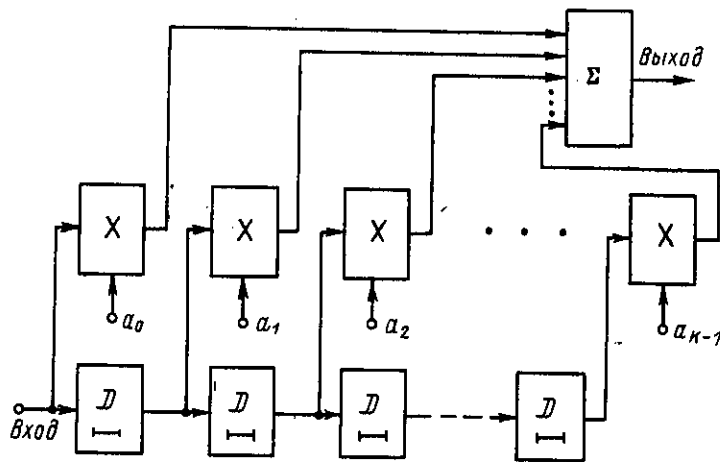


Рис. 5.36. Структурная схема цифрового фильтра с конечной импульсной характеристикой.

В соответствии с (5.41) в ДМ происходят фильтрация входных отсчетов и затем прореживание по частоте, которое определяется коэффициентом децимации. Коэффициент  $D_M$  связан с параметрами фильтра, поэтому при больших  $D_M$  используют последовательное соединение ДМ.

В основе ДМ, ИН используются цифровые фильтры. Теория и практика разработки цифровых фильтров достаточно хорошо освещены и литературе [44]. В качестве примера, позволяющего оценить необходимые затраты оборудования, на рис. 5.36 приведена структурная схема цифрового фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр), который наиболее широко используется в интерполяционных БУФХНП. Цифровые коды отсчетов в моменты времени дискретизации поступают на цифровую линию задержки с отводами через такт квантования (Д). Задержанные значения умножаются на коэффициенты  $d_i$  и после суммирования получается итоговый сигнал. Фильтры могут строиться с передачей цифровых отсчетов в последовательно, а также в параллельном

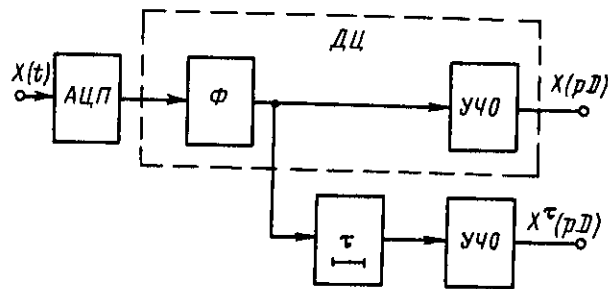


Рис. 5.37. Цифровой эквивалент устройства дискретизации второго порядка.

кодах. Тогда линии связи, приведенные на рис. 5.36, означают шины.

Если в интерполяционных БУФХНП используют дискретизацию второго порядка, то схема, обозначенная на рис. 5.33 как КД, будет иметь вид, изображенный на рис. 5.37. Аналоговый сигнал после преобразования в цифровой код поступает на ДМ. В соответствии с принципом дискретизации второго порядка этот же сигнал необходимо задержать на время  $\tau$ . Чтобы уменьшить число фильтров, на рис. 5.37 задержка включена после фильтра дециматора. Это позволяет уменьшить объем оборудования, требуемый для получения двух составляющих:  $X(pD)$  и  $X^\tau(pD)$ .

Комплексный модулятор (КМ) при квадратурной дискретизации имеет структурную схему, аналогичную приведенной на рис. 2.14. Но перед подачей на КМ сигнал необходимо пропустить через ИН. Для восстановления сигналов при дискретизации второго порядка необходимо иметь два фильтра (рис. 5.38). Выходной сигнал КМ в случае дискретизации второго порядка может быть записан в виде [19, 36, 43]:

$$X(pt_F) = \sum_{k=0}^{N_c-1} X_1[(p-k)\delta] h_s(k\delta) + \sum_{k=0}^{N_c-1} X_2[(m-k)\delta] h_s[N_c-1-k\delta], \quad (5.42)$$

где  $X_1(pt_F)$  и  $X_2(pt_F)$  — отсчеты сигналов в каналах связи, пропущенные через схему заполнения нулями (СЭН) интерполяционных фильтров с соответствующими характеристиками;  $\delta$  — временной интервал, через который следуют отсчеты восстановленного сигнала на выходе КМ. Для случая фазового БУФХНП значение  $\delta$  может быть равно  $t_F$ ; для синхронного —  $\delta = \tau_{\min}$ .

Рассмотрение отдельных устройств интерполяционных БУФХНП при обработке полосовых сигналов позволяет оценить их достоинства и недостатки. Дополнительное снижение скорости передачи информации в  $F_B/F_{\text{мод}}$  раз и возможное снижение скорости формирования ХН происходит за счет: 1) увеличения вдвое числа каналов передачи; 2) увеличение вдвое объема БУФХНП или скорости его работы по отношению к частоте  $F_{\text{мод}}$ ; 3) при обработке сигналов вводится двухкратное дополнительное преобразование сигнала с помощью устройств, имеющих операции умножения и суммирования, что увеличивает погрешность округления. Проведенный анализ показывает, что переход на обработку полосовых сигналов целесообразен при  $F_B/F_{\text{мод}} > 6-8$  при абсолютных значениях  $F_B$  в десятки килогерц. В табл. 5.1 даны характеристики интерполяционных БУФХНП по сравнению с чисто синхронными.

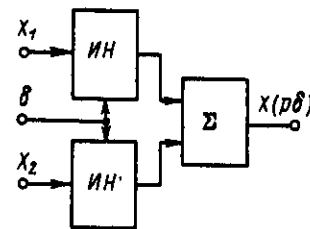


Рис. 5.38. Комплексный модулятор для восстановления полосовых сигналов при дискретизации второго порядка.

Сравнивая два типа интерполяционных БУФХНП, можно отметить, что в них, как правило, частота квантования входного сигнала определяется частотой  $2F_B$  независимо от полосы частот сигнала. Интерполяционные БУФХНП для полосовых сигналов имеют более низкие скорости передачи, но требуют увеличения оборудования, которое можно определить как значительное.

В то же время современные проводимые линии внутриобъектной связи длиной в десятки метров имеют тактовые частоты передачи цифровой информации, достигающие одного мегагерца [57, 61]. Учитывая разрядность представления информации и полагая, что значение сигнала в точке дискретизации будет передаваться последовательным кодом и каждый сигнал идет по отдельному каналу, можно утверждать, что проблемы передачи информации для частот дискретизации  $100 \pm 60$  кГц нет. При использовании линии в виде кабеля порог допустимой частоты дискретизации поднимается еще выше. В последние годы для внутриобъектной связи получили практическое применение волоконнооптические линии, обладающие высокой помехозащищенностью и допустимыми скоростями передачи в десятки мегагерц. Это снимает проблему передачи информации в практических гидроакустических системах даже с учетом передачи по одному каналу с временным уплотнением цифровой информации от множества элементов антенны. В настоящее время существуют интегральные микросхемы АЦП с временем преобразования в единицы микросекунд, а при числе разрядов 7-8 время преобразования уменьшается до единиц и десятков наносекунд. Такие ско-

рости преобразования перекрывают возможный диапазон частот дискретизации практической гидроакустики.

Сказанное позволяет сделать вывод, что с точки зрения скорости преобразования и скорости передачи нет острой необходимости значительного снижения этих величин за счет увеличения объема оборудования и погрешности обработки сигналов. Особенно это относится к интерполяционным БУФХНП для обработки полосовых сигналов. Примененные в интерполяционных БУФХНП временных методов формирования ХН имеет меньшую эффективность, чем фазовых. Такой вывод следует из того, что БУФХНП временного типа требуют скорости обработки, которая определяется минимальным углом сканирования. Даже если на входе БУФХНП не стоит интерполятор, а только СЗН, скорость обработки в БУФХНП остается такой же высокой, как и в чисто синхронных блоках. Возможное уменьшение скорости обработки для других углов сканирования требует разработки интерполяторов для каждого угла и не позволяет минимизировать объем ФХН. С этой точки зрения фазовые методы формирования ХН имеют преимущества в интерполяционных БУФХНП. Действительно, интерполяционные БУФХНП для полосовых сигналов имеют квадратурные составляющие, что позволяет представить ФХН в виде двух множительных устройств, реализующих сдвиг фаз, как это было показано в § 3.1 (рис. 3.13 и 3.14). Для этого можно использовать устройство, обозначенное в гл. 3 как фазовый множитель (см. рис. 3.30), без КД. Фактически после МАЦП, КД и линии связи можно ставить цифровое БУФХНП фазового типа (§ 5.5). При этом скорости выполнения операций умножения и суммирования значительно уменьшаются, что позволяет на одном конвейере цифровом БУФХНП формировать множество ХН путем последовательного выполнения операций формирования ХН для отдельных углов.

Таблица 5.1. Характеристики интерполяционных БУФХНП по сравнению с синхронными

Тип БУФХНП	Частота дискретизации	$\frac{F_d}{F_c}$	Достоинства	Недостатки
Синхронный	$F_c = (d/v) \sin \alpha_0$	1	Простота Минимальный объем оборудования	Повышение скорости работы  Повышение скорости передачи
Интерполяционный для низкочастотных сигналов	$d/v$	$1/\sin \alpha_0$	Снижение в 10-30 раз скорости работы АЦП. Снижение скорости передачи и обработки	Увеличение оборудования из-за введения интерполяторов. Увеличение погрешности
Интерполяционный для полосовых сигналов	$2F_{\text{мод}}$	$(F_B/F_{\text{мод}}) / (\Gamma/\sin \alpha_0)$	Снижение скорости передачи и обработки	Скорость работы АЦП не снижается Увеличение числа каналов вдвое Увеличение объема БУФХНП вдвое Увеличение погрешности из-за двух дополнительных преобразований

### § 5.8. Цифровые БУФХНП частотного типа

Рассмотрение общих вопросов электронного формирования ХН, приведенное в гл. 1, позволило обратить внимание на аналогию задач фильтрации во временной области с задачами формирования ХН в пространстве [18, 19, 32, 62, 76]. Получение множества ХН аналогично задаче получения „гребенки” фильтров. Как известно, для получения множества частотных фильтров с расположенными рядом полосами пропускания эффективно применение процедуры быстрого преобразования Фурье (БПФ) [44]. Достоинства БПФ проявляются наиболее полно именно при получении множества фильтров, так как при этом отдельные частотные результаты вычислений используются многократно, что резко сокращает общий объем вычислений и повышает скорость процесса. Данный общий вывод по применению БПФ во временной области сохраняется и при фильтрации по пространственной координате [70]. Другими словами, применение БПФ в пространственной фильтрации целесообразно только при получении множества одновременно формируемых ХН. Из теории БПФ известно [44], что максимальное число фильтров, получаемых с помощью БПФ, не может быть больше числа выборок сигнала на временной оси. Перенесение этого вывода в область пространственной фильтрации позволяет утверждать, что число формируемых с помощью БПФ ХН не может быть больше числа элементов антенны  $N$ , которое отражает количество выборок по пространству.

Таким образом, чисто частотные БУФХНП могут быть построены оптимальным образом при формировании статического веера ХН, число которых равно числу элементов антенны. С учетом введенных ограничений рассмотрим обобщенную структурную схему пространственного фильтра (ПФ) с использованием частотного БУФХНП (рис. 5.39). Если не учитывать процедуру аналого-цифрового преобразования сигналов с выхода элементов антенны, передачи данных и цифроаналогового преобразования сигнала на выходах ПФ, то весь фильтр можно разделить на 5 основных частей, которые на рис. 5.39 представлены цифрами в кружках. Поступающие отсчеты сигналов с элементов антенны в цифровой форме ( $X_{ip}$ , где  $i$  — номер элемента, а  $p$  — номер отсчета, определяющий дискретное время) накапливаются в буферном запоминающем устройстве (БЗУ). Емкость БЗУ равна числу отсчетов  $Q$  на отрезке времени наблюдения  $T_H$ . Число отсчетов  $Q$  определяет число спектральных составляющих, которые будут проходить через цифровой БУФХНП. Если сигнал имеет широкую полосу частот, это приводит к необходимости увеличения  $Q$  и усложнению БУФХНП. Сигналы на входе и выходе БЗУ могут быть в последовательном и параллельном кодах.  $Q$  выборок сигнала с каждого элемента поступают на устройство дискретного преобразования Фурье (ДПФ), которое индивидуально для каждого канала (второй уровень). Как отмечалось выше, дискретное преобразование Фурье чаще всего выполняется в виде БПФ, но для общности будем использовать обозначение ДПФ. На выходе ДПФ получаем частотный спектр входного сигнала, который идет по  $Q$  каналам. Информация, получаемая с  $Q \times N$  каналов всех ДПФ, служит входной информацией для БУФХНП, состоящего из ФХН (третий уровень).

Входной информацией для ФХН являются составляющие частотного спектра, из-за чего данный тип БУФХНП обозначают как частотный.

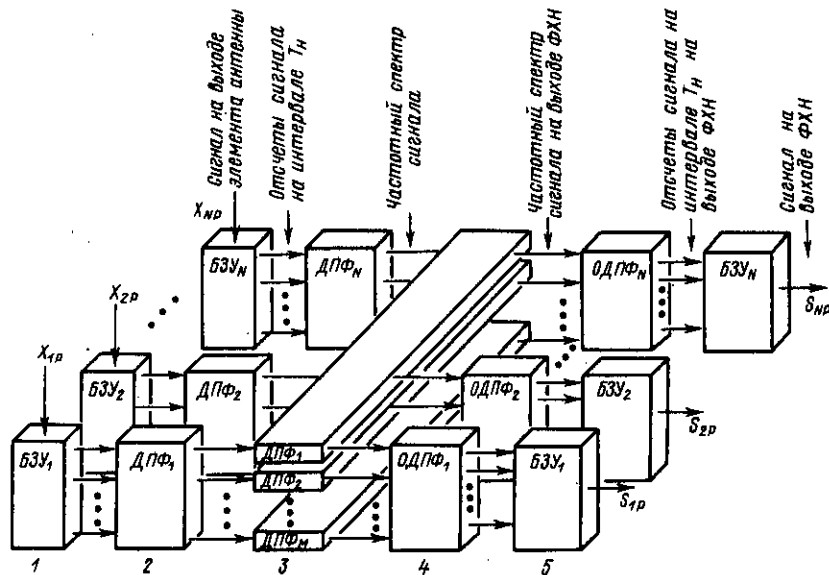


Рис. 5.39. Структурная схема цифрового БУФХНП частотного типа.

Одноименные выходы ФХН поступают на ДПФ по пространственной координате. Это ДПФ имеет  $N$  входов и фактически является ФХН для одной спектральной составляющей сигналов всех каналов. Нетрудно видеть, что число таких ФХН равно  $Q$ , т. е. зависит от спектра входного сигнала. На выходе третьего уровня в результате отдельной обработки одноименных составляющих спектра получается частотно-пространственный спектр сигнала на  $N$  выходах БУФХНП. Если есть необходимость перехода во временную область, то информация с выхода третьего уровня поступает на устройство обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ), на выходе которого получается набор выборок сигнала на отрезке времени  $T_H$ . Далее с помощью БЗУ пятого уровня эти выборки (отсчеты) могут быть выставлены во времени. На выходах БЗУ пятого уровня получаются последовательности кодов, определяющих сигнал с выходов  $N$  ФХН. Сигналы проквантованы по времени и уровню.

Общая оценка эффективности такой процедуры формирования ХН не может быть проведена без учета последующих устройств обработки информации. Так, если в дальнейшем никакой обработки сигнала не предполагается, то структура, приведенная на рис. 5.39, крайне неэкономична по затратам оборудования в сравнении с рассмотренными ранее типами БУФХНП. Но в некоторых случаях структура, показанная на рис. 5.39, может быть конкурентноспособной. Рассмотрим эти случаи. Если последующая обработка предполагает частотный анализ, то 4-й и 5-й уровни обработки в структуре, приведенной на рис. 5.39, могут быть исключены. Действительно, на выходах третьего уровня мы имеем пространственно-частотный спектр  $P_{\Omega}(\omega, \vec{k})$  (1.33) от пространственно-временного поля  $P(t, \vec{r})$  (1.32). Это максимальный объем информации, который необходимо получить для принятия решения о состоянии объектов в физической среде. Системы для получения пространственно-частотных спектров могут быть построены двумя способами, в зависимости от того, на каком уровне алгоритма производится ДПФ. На рис. 5.40 приведена структурная схема системы для получения пространственно-частотных спектров с ДПФ, стоящих на выходах БУФХНП, который осуществляет пространственную фильтрацию. Особенность этой структуры заключается в том, что входные переменные БУФХНП представлены во временной области и число формируемых ХН  $M_a$  в принципе не зависит от числа элементов антенны  $N$ . Для получения пространственно-частотного спектра необходимо поставить  $M_a$  устройств ДПФ, предварительно получив с помощью БЗУ по  $Q$  отсчетов сигнала с каждого из  $M$  выходов БУФХНП. Второй способ получения пространственно-частотных спектров соответствует структуре, приведенной на рис. 5.39, ограниченной 1, 2, 3 уровнями. Для получения более наглядного сравнения структурная схема, изображенная на рис. 5.39, приведена в упрощенном виде на рис. 5.41. Особенностью этого способа является то, что во всех каналах стоят ДПФ, а БУФХНП, построенный с использованием ДПФ, имеет  $N$  выходов, т. е. формирует  $N$  ХН. БУФХНП использует в качестве входных переменных составляющие частотного спектра в входных сигналах.

Если положить, что БУФХНП с представленным сигналом во временной области (см. рис. 5.39) аналогичен по сложности БУФХНП с представленным сигналом в частотной области (см. рис. 5.41), то две структуры для получения

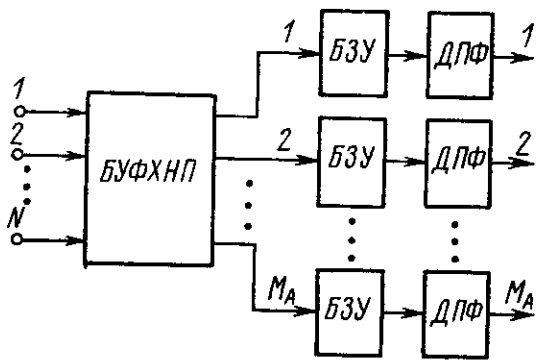


Рис. 5.40. Структурная схема системы для получения частотно-пространственного спектра.

типа приведенной на рис. 5.41 не может иметь число ХН больше  $N$ . Это условие для некоторых БУФХНП частотного типа с обработкой узкополосного сигнала можно снять. Тогда структура, изображенная на рис. 5.41, при  $M_a > N$  выиграет в оборудовании.

На практике число ХН БУФХНП редко превышает число элементов, что ограничивает области применения частотных методов построения БУФХНП.

Вычислительные алгоритмы получения пространственно-частотных спектров с использованием БПФ анализировались в ряде работ, среди которых можно отметить [18, 19, 32, 62, 94]. Данный в работе [19] алгоритм имеет вид

$$\bar{S}(k\Delta\omega, l\Delta\alpha, p\Delta) = \frac{\Delta}{N} \sum_{i=1}^N \sum_{m=1}^Q w_1(i) w_2(m) x f \left( idx, m\Delta + p\Delta + \frac{il\Delta\alpha dx}{\nu} \right) \times \exp \left[ -j \frac{2\pi}{Q} \left( km + kp + \frac{il\Delta\alpha dx}{\nu\Delta} \right) \right] \quad (5.43)$$

где  $\Delta$  — шаг дискретизации по времени;  $\Delta\alpha$  — шаг дискретизации по направлению (по углу);  $\Delta\omega$  — шаг дискретизации по частоте,

$$\Delta\omega = 2\pi/Q\Delta; \quad (5.44)$$

$k$  — номер частотной составляющей;  $l$  — номер луча диаграммы;  $p$  — номер временного интервала, относительно которого осуществляется скользящая оценка спектра  $p=0, 1, 2, \dots$ ;  $m$  — номер отсчета внутри временного интервала;  $N$  — число элементов в антенне;  $w_1$  и  $w_2$  — весовые функции;  $Q$  — длина ДПФ по времени.

пространственно-частотных спектров при  $M_a = N$  будут равноценными по затратам оборудования и достигаемым результатам. Но при  $M_a < N$  структура, приведенная на рис. 5.40, будет иметь выигрыш в числе используемых блоков БЗУ и ДПФ. При  $M_a > N$  с учетом начальных условий сравнение производить нельзя, так как структуры оказываются неэквивалентными: БУФХНП

Вычислительный алгоритм универсален и ограничивает класс допустимых сигналов только теоремой Котельникова. Недостатком алгоритма является сложность аппаратной реализации, которая может быть уменьшена в частных случаях [19]. Если принять, что величина максимальной задержки

$$[\Delta\alpha_{\max}(N-1)dx]/\nu < T_H = Q\Delta$$

и скользящая оценка спектра входных сигналов при максимальном сдвиге не меняется, то без заметного ухудшения точности алгоритм (5.43) можно упростить путем исключения временного сдвига входных сигналов:

$$\bar{S}(k, \Delta\omega, l\Delta\alpha, p\Delta) = \frac{\Delta}{N} \sum_{i=1}^N \sum_{m=1}^Q \left\{ w_1(i) w_2(m) f(idx, m\Delta + p\Delta) \right\} \times \exp \left[ -j \frac{2\pi}{Q} \left( km + kp + \frac{il\Delta\alpha dx}{\nu\Delta} \right) \right], \quad (5.45)$$

где  $p=0, p_M, 2p_M, 1 \leq p_M \leq Q$ .

В алгоритмах (5.43) и (5.45) временной сдвиг входных сигналов осуществляется за счет умножения на фазовый множитель, поэтому наличие переменной времени  $t=p\Delta$  указывает только начало отсчета интервала анализа. Алгоритм (5.45) представляет собой обычное ДПФ с перекрытием интервалов анализа [19, 44] по времени на величину, равную  $(Q - p_M)\Delta$ .

Если входные сигналы имеют узкий спектр, так что их можно считать ортогональными сигналами с частотой  $\omega_0$ , то значение  $Q$  можно положить равным единице и в результате получится алгоритм чисто фазовой обработки

$$\bar{S}(\omega_0, l\Delta\alpha, p\Delta) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N w_1(i) f(idx, p\Delta) \times \exp \left( j \frac{2\pi il\Delta\alpha}{\nu} \right) \quad (5.46)$$

Особенностью алгоритмов (5.43)–(5.46) является возможность реализации их с помощью процедур БПФ [44]. Значительные усилия, прилагаемые в области разработки устройств БПФ и изготовления интегральных микросхем, реализующих основные алгоритмы БПФ над комплексными числами, позволяют утверждать о возможности прогресса в области создания частотных БУФХНП.

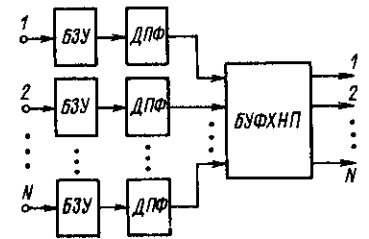


Рис. 5.41. Упрощенная структурная схема цифрового БУФХНП частотного типа.

### § 5.9. БУФХНП со стохастическим квантованием сигнала по времени и уровню

Стохастическое представление непрерывных сигналов основано на применении специально генерируемых вспомогательных случайных процессов [15, 44], т. е. на преднамеренном введении элемента случайности в процессы представления и преобразования сигналов.

Элемент случайности может быть введен как на этапе дискретизации, так и квантования сигналов. В первом случае различают стохастическую дискретизацию, а во втором — стохастическое квантование. Стохастическое квантование и дискретизация сигналов обладают рядом особенностей:

— оценки мгновенных значений при стохастическом квантовании являются несмещенными;

— одномерное распределение и спектр шума квантования не зависят от квантуемого сигнала;

— средняя частота стохастической дискретизации может быть ниже частоты, определенной по теореме Котельникова.

Указанные особенности в ряде случаев могут приводить к существенному упрощению средств обработки сигналов [30].

Анализ особенностей работы СЭУХН при цифровом представлении информации (§ 5.1) показал, что проблемы аналого-цифрового преобразования и передачи данных стоят в одном ряду с задачами построения вычислительных устройств, реализующих алгоритм формирования ХН. Предварительный анализ возможностей вероятностного представления информации показывает, что существует принципиальная возможность получения количественного выигрыша в СЭУХН с таким представлением. Действительно, стохастическое квантование по времени предполагает увеличение среднего интервала дискретизации, что должно упростить преобразование и передачу информации. Стохастическая дискретизация по уровню допускает представление величины одним-двумя разрядами с добавлением заранее известных величин. Это позволяет свести проблему передачи значения к более простому случаю: передачи одного-двух разрядов и синхронизации двух одинаковых источников заранее известных случайных величин на приемной и передающей сторонах. В то же время стохастическое квантование по уровню, которое может дать наибольший выигрыш в оборудовании, чаще всего не допускает последующей после ФХН обработки сигнала, так как имеет выходную величину в виде энергии входных сигналов.

Рассмотрим возможности стохастического представления информации при обработке сигналов в СЭУХН.

Стохастическое квантование по уровню характеризуется тем, что пороговые уровни изменяются во времени. Их расположение относительно диапазона изменения квантуемого сигнала может учитываться или оставаться неизвестным. Ниже рассмотрено квантование, при котором расположение уровней учитывается, т. е. согласно терминологии, принятой в [15], квантование второго рода.

Рассмотрим характеристики стохастически квантованных сигналов при их некоторых преобразованиях. Пусть имеется  $N$  непрерывных сигналов  $x_i(t)$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ , которые могут изменяться в пределах интервала

$[0, X]$ . Запишем квантованные значения этих сигналов в следующем виде:

$$\hat{x}_i = q(C_{x_i} + N_{x_i}),$$

где  $C_{x_i} = \xi_{x_i} - 1/2$ ,  $\xi_{x_i}$  — взаимно независимые, равномерно распределенные в пределах интервала  $[0, 1]$  вспомогательные случайные числа;  $q$  — значение кванта; величина

$$\hat{Z} = \sum_{i=1}^u \hat{x}_i = q \sum_{i=1}^N (C_{x_i} + N_{x_i}) \quad (5.47)$$

— случайная величина. Определим ее вероятностные характеристики. Математическое ожидание

$$\begin{aligned} M[\hat{Z}] &= qM\left\{\sum_{i=1}^N (C_{x_i} + N_{x_i})\right\} = q\left[\sum_{i=1}^N M(C_{x_i}) + \sum_{i=1}^N M(N_{x_i})\right] = \\ &= q \sum_{i=1}^N \frac{x_i(t_k)}{q} = \sum_{i=1}^N x_i(t_k) = z \end{aligned}$$

является несмещенной оценкой суммы мгновенных значений сигналов  $x_i(t_k)$ .

Определим дисперсию полученной оценки

$$\begin{aligned} D[Z] &= q^2 D\left[\sum_{i=1}^N (C_{x_i} + N_{x_i})\right] = q^2 \sum_{i=1}^N D(C_{x_i}) + \sum_{i=1}^N D(N_{x_i}) + \\ &+ 2q^2 \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N K(C_{x_i} C_{x_j}) + 2q^2 \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N K(C_{x_i} N_{x_j}) + \\ &+ 2q^2 \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N K(N_{x_i} N_{x_j}). \end{aligned}$$

После преобразований получим

$$D[Z] = \sum_{i=1}^N \frac{q^2}{12} = \frac{Nq^2}{12} \quad (5.48)$$

Из соотношения (5.48) следует, что среднеквадратичная погрешность суммирования стохастически квантованных сигналов равна

$$\sigma_z = q \frac{\sqrt{N}}{2\sqrt{3}} = 0,5q \sqrt{\frac{N}{3}} \quad (5.49)$$



При обработке сигналов в антенных системах возникает задача определения мощности суммарного сигнала, т. е. второго начального момента. Рассмотрим точность данной оценки с учетом особенностей процедуры стохастического квантования.

Запишем сначала формулы для начальных  $a_{s,r}$  и центральных  $\mu_{s,r}$  моментов порядка  $s+r$  системы случайных величин  $x, \epsilon$

$$\left. \begin{aligned} a_{s,r} &= M[x^s \epsilon^r] = \iint_{\Omega} x^s \epsilon^r \varphi(x, \epsilon) dx d\epsilon; \\ M_{s,r} &= M[(x - m_x)^s (\epsilon - m_\epsilon)^r] = \iint_{\Omega} (x - m_x)^s (\epsilon - m_\epsilon)^r \varphi(x, \epsilon) dx d\epsilon, \end{aligned} \right\} (5.50)$$

где  $\varphi(x, \epsilon)$  — плотность распределения системы  $(x, \epsilon)$ ;  $\Omega$  — область изменения величин в плоскости  $(x, \epsilon)$ .

Плотность распределения  $\psi(\epsilon)$  погрешности квантования  $\epsilon$   $i$ -го сигнала  $x_i(t)$  постоянна в интервале  $[-0,5q, 0,5q]$  и не зависит от плотности распределения сигнала. Плотность распределения  $\psi_{\Sigma}(\epsilon)$  погрешности суммы  $N$  сигналов также не зависит от самих сигналов, однако отличается от равномерной. Количество суммируемых сигналов в антенных системах обычно больше 16. Для этого случая можно считать, что суммарная погрешность распределена по нормальному закону с параметрами  $m_{\epsilon_{\Sigma}} = 0$ ;  $\sigma_{\epsilon_{\Sigma}}^2 = Nq^2/12$ . При таких допущениях

$$a_{s,r} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x^s \epsilon^r \varphi(x) \psi_{\Sigma}(\epsilon) dx d\epsilon = \int_{-\infty}^{\infty} x^s \varphi(x) dx \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\epsilon^r}{\sigma_{\epsilon_{\Sigma}} \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\epsilon^2}{2\sigma_{\epsilon_{\Sigma}}^2}} d\epsilon =$$

$$= \begin{cases} a_s (r-1)!! \sigma_{\epsilon_{\Sigma}}^r, & \text{если } r \text{ четное;} \\ 0, & \text{если } r \text{ нечетное.} \end{cases}$$

Аналогично для центрального момента

$$\mu_{s,r} = \begin{cases} \mu_s (r-1)!! \sigma_{\epsilon_{\Sigma}}^r, & \text{если } r \text{ четное;} \\ 0, & \text{если } r \text{ нечетное.} \end{cases} (5.51)$$

Найдем математическое ожидание 2-й степени суммы стохастически квантованных сигналов (5.47). С учетом (5.50) и (5.48) получим

$$M[\hat{Z}^2] = a_{2,0} - 2a_{1,1} \cdot 0 + \frac{Nq^2}{12} = a_2 + \frac{Nq^2}{12}. (5.52)$$

Из (5.52) получаем формулу для второго начального момента

$$a_2 = M[\hat{Z}^2] - \frac{Nq^2}{12}. (5.53)$$

Для практической реализации в (5.53)  $M[\hat{Z}^2]$  следует заменить оценкой

$$\hat{M}[\hat{Z}^2] = \frac{1}{H} \sum_{k=1}^H \hat{Z}_k^2.$$

В результате получим несмещенную оценку  $\hat{a}_2$  начального момента

$$\hat{a}_2 = \frac{1}{H} \sum_{k=1}^H \hat{Z}_k^2 - \frac{N}{12} q^2.$$

Дисперсия величины  $\hat{Z}^2$  определяется по формуле

$$D[\hat{Z}^2] = M[\hat{Z}^4] - M^2[\hat{Z}^2]. (5.54)$$

Сделаем необходимые преобразования

$$M[\hat{Z}^4] = M[(Z - \epsilon_{\Sigma})^4] = M[Z^4] - 4M[Z^3 \epsilon_{\Sigma}] + 6M[Z^2 \epsilon_{\Sigma}^2] - 4M[Z \epsilon_{\Sigma}^3] + M[\epsilon_{\Sigma}^4] = a_4 + 6a_2 \frac{Nq^2}{12} + 3 \frac{N^2 q^4}{144} -$$

$$M^2[\hat{Z}^2] = \left( a_2 + \frac{Nq^2}{12} \right)^2 = a_2^2 + 2a_2 \frac{Nq^2}{12} + \frac{N^2 q^4}{144}.$$

Таким образом,

$$D[\hat{Z}^2] = a_4 - a_2^2 + 4a_2 \frac{Nq^2}{12} + 2 \frac{N^2 q^4}{144}. (5.55)$$

Так как в антенных системах используются периодические сигналы, то начальные моменты можно определить путем интегрирования за период.

Выражение (5.55) позволяет определить однопороговое и двухпороговое стохастическое квантование ( $q=1, q=0,5$ ), которые реализуются элементарными техническими средствами. При идеальном квантовании ( $q=0$ ) имеем (5.55)

$$D_N[\hat{Z}^2] = D[z^2] = a_4 - a_2^2.$$

Обусловленная стохастическим квантованием дисперсия будет равна

$$D_k[\hat{Z}^2] = 4a_2 \frac{Nq^2}{12} + 2 \frac{N^2 q^4}{144}.$$

Заметим, что при вычислении интегральной характеристики сигнала  $Z(t)$  происходит усреднение по  $H$  отсчетам. В результате этого уменьшается

и дисперсия квантования, так как стохастическое квантование дает несмещенные оценки

$$D_{kN}(\hat{z}^2) = 4a_2 \frac{Nq^2}{12N} + 2 \frac{N^2 q^4}{144N} \quad (5.56)$$

Среднеквадратичное значение погрешности равно

$$\sigma_{kH}(\hat{z}^2) = \sqrt{4a_2 \frac{Nq^2}{12H} + 2 \frac{N^2 q^4}{144H}} \quad (5.57)$$

И, наконец, относительная погрешность вычисления второго начального момента с использованием процедуры стохастического квантования равна

$$\frac{\sigma_{kH}(\hat{z}^2)}{M[\hat{z}^2]} = \frac{\sqrt{4a_2 \frac{Nq^2}{12H} + 2 \frac{N^2 q^4}{144H}}}{a_2 \frac{Nq^2}{12}} \approx \sqrt{\frac{Nq^2}{3a_2 H} + \frac{N^2 q^4}{72a_2^2 H}} \quad (5.58)$$

Из (5.58) следует, что даже при однопороговом квантовании

$$\frac{\sigma_{kH}(\hat{z}^2)}{M[\hat{z}^2]} \approx \frac{0,2}{\sqrt{H}} \approx 2\%$$

при  $H=100$  и  $N=32$ .

Двухпороговое квантование

$$\frac{\sigma_{kH}(\hat{z}^2)}{M[\hat{z}^2]} \approx \frac{0,09}{\sqrt{H}} \approx 0,9\%$$

при  $H=100$  и  $N=32$ .

Стохастическое квантование по уровню позволяет существенно упростить структурную схему, так как обработка многоразрядных чисел может быть заменена обработкой одно- или двухразрядных чисел.

Рассмотрим вопрос практической реализации устройства, формирующего ХН и использующего принципы стохастического квантования. Как было показано выше, для получения ХН необходимо цифровыми методами получить оценку

$$m_x = \frac{1}{T} \int_0^T \left[ \sum_{i=1}^N x(t+i\sigma_i) \right]^2 dt \quad (5.59)$$

Вычисление искомой оценки производится по следующей формуле:

$$\hat{m}_x = \frac{1}{H} \sum_{k=1}^H \left[ \sum_{i=1}^N x_{k_i} \right]^2 \quad (5.60)$$

где  $\hat{x}_{k_i}$  — стохастически квантованное значение сигнала с  $i$ -го датчика в момент времени  $t_k$ , равное

$$\hat{x}_{k_i} = q \left( \xi_k - \frac{1}{2} + N_k \right) \quad (5.61)$$

где  $N_k$  — количество пороговых уровней, попавших в интервал  $[0, x_k]$  при  $x_k \geq 0$  и  $x_k < 0$ . С учетом этого формулу (5.60) можно переписать

$$\hat{m}_x = \frac{q^2}{H} \sum_{k=1}^H \left[ \sum_{i=1}^N \left( \xi_k - \frac{1}{2} + N_k \right) \right]^2 \quad (5.62)$$

После несложных преобразований получаем

$$\begin{aligned} \hat{m}_x = & \frac{q^2}{H} \sum_{k=1}^H \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \xi_{k_i} N_{k_j} + \frac{q^2}{H} \sum_{k=1}^H \sum_{i=1}^N \left( \xi_k - \frac{1}{2} \right)^2 - \\ & - \frac{q^2}{H} \sum_{k=1}^H \sum_{i=1}^N N_{k_i} + \frac{q^2}{H} \sum_{k=1}^H \sum_{i=1}^N N_{k_i}^2 \end{aligned} \quad (5.63)$$

Определение искомой оценки целесообразно проводить следующим образом. Необходимо, чтобы:

— в качестве вспомогательного случайного процесса использовалась последовательность псевдослучайных чисел, не повторяющихся в пределах цикла  $[15, 44]$ ;

— величина  $H$  была кратной числу тактов, образующих данный цикл. При выполнении этих условий и использовании однопорогового квантования второго рода две последних суммы в выражении (5.63) будут равны нулю. Вторая сумма может быть вычислена заранее и использоваться в виде поправки. Если при этом в качестве псевдослучайных последовательностей  $\{\xi_{k_i}\}$  использовать одну и ту же последовательность, задержанную на необходимое время, то получение оценки сведется к простому вычислению по формуле

$$\hat{m}_x = \frac{q^2}{H} \sum_{k=1}^H \xi_k \sum N_{k_i} + \theta \quad (5.64)$$

где

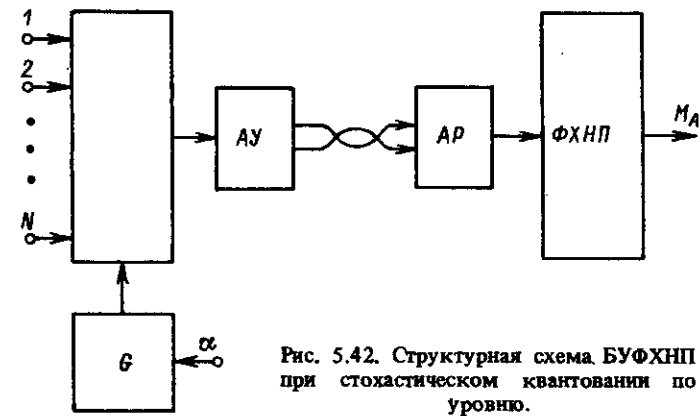


Рис. 5.42. Структурная схема БУФХНП при стохастическом квантовании по уровню.

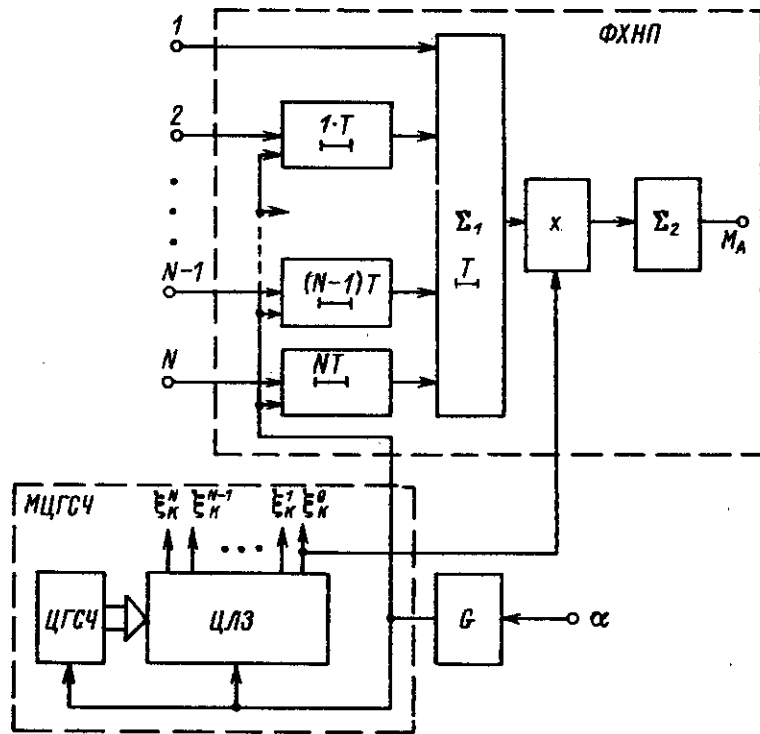


Рис. 5.43. Структурная схема ФХНП при стохастическом квантовании по уровню.

$$\theta = \frac{q^2}{H} \sum_{k=1}^H \sum_{i=1}^N \left( \xi_{k_i} - \frac{1}{2} \right)^2.$$

Структурная схема БУФХНП для получения одиночной ХН при стохастическом квантовании приведена на рис. 5.42. Стохастический МАЦП преобразовывает входную информацию в соответствии с алгоритмом, приведенным на рис. 5.6. Угол отклонения ХН задается частотой работы МЦГСЧ. Полученная двоичная информация (один разряд с каждого канала МАЦП), а также одно значение числа МЦГСЧ, передаются на ФХН, в котором происходит формирование алгоритма и соответствии с (5.64). Для более наглядного представления алгоритма работы ФХН, МЦГСЧ, а также объема передаваемой информации на структурной схеме, приведенной на рис. 5.43, показано ФХН и МЦГСЧ, принадлежащий СМАЦП (см. рис. 5.6). Как видно из рис. 5.43, МЦГСЧ представляет собой цифровой генератор последовательности случайных чисел (ЦГСЧ). Обычно генераторы этого типа строятся на основе регистров с обратными связями по модулю два [44]. Двоичная последовательность в виде параллельного кода поступает на многоразрядную цифровую линию задержки (ЦЛЗ), которая управляется от общего с ЦГСЧ генератора. Частота генератора задает угол смещения ХН. На выходах ЦЛЗ будут двоичные коды случайных чисел  $\xi_k^0 \div \xi_k^N$ . Эти числа независимы на определенном интервале. Значения  $\xi_k^1 \div \xi_k^N$  поступают на ЦАП схемы СМАЦП (см. рис. 5.6). С выхода МАЦП на линию связи идет выборка в виде одного  $N$  разрядного двоичного числа. Эта информация поступает на ДФУ, на которое также передается частота тактирования от генератора  $G$  и значения кода  $\xi_k^0$ . ФХН имеет блок задержек, который задерживает двоичные одиоразрядные последовательности с выхода СМАЦП на ЦЛЗ, имеющие время задержки, прямо пропорциональное номеру канала. Задержка тактируемая, поэтому время задержки будет изменяться при изменении частоты генератора  $G$ , но число тактов задержки всегда будет оставаться постоянным. С выхода ЦЛЗ двоичные последовательности поступают на многоходовый сумматор  $\Sigma_1$ , на выходе которого получается многоразрядное двоичное число, разрядность которого не превышает  $\log_2 N$ . Если положить, что число  $\xi_k^1$  является задержанным на такт  $T$  числом  $\xi_k^0$ , то в сумматоре  $\Sigma_1$  необходимо также обеспечить задержку на время  $T$ . Обычно это время отводится на выполнение операции суммирования и наличие этого времени позволяет исключить логические состязания, которые имели бы место, если бы вместо  $\xi_k^0$  использовалась величина  $\xi_k^1$ . В множительном устройстве происходит умножение  $\xi_k^0$  на двоичное число с выхода  $\Sigma_1$ . Результат умножения суммируется на накапливающем сумматоре на интервале  $N$  тактов, на котором ЦГСЧ выдает псевдослучайные числа. Фактически  $N$  определяет цикл этого генератора. Таким образом, через  $N$  тактов на выходе  $M_A$  реализуется алгоритм (5.64) и выходное значение может характеризовать направленные свойства БУФХНП этого типа. Не останавливаясь на более детальной оценке погрешностей ФХН и его частотных свойств, рассмотрим общий выигрыш, который может быть получен в БУФХНП со стохастическим квантованием. Во-первых, через линию связи идет минимальный объем информации. Блок задерж-

жек ФХН также имеет минимальный объем. Передача параллельного двоичного числа  $\xi_k$  может быть заменена передачей импульса синхронизации для второго ЦГСЧ, аналогичного генератору СМАЦП, который будет расположен возле ФХН. Во-вторых, аппаратура формирования ХН незначительно отличается от блоков цифровых БУДНП временного типа, а иногда более проста. В частности,  $\Sigma_1$  проще сумматоров цифровых БУФХНП. К недостаткам такого метода формирования следует отнести: 1) возможность формирования только одной сканируемой ХН; 2) необходимость получения  $N$  отсчетов, что при больших углах  $\alpha$  увеличивает время принятия решения на десятки периодов входного сигнала; 3) невозможность последующего спектрального анализа выходного сигнала ФХН. Следует отметить, что при определении усложнении аппаратуры некоторые ограничения применения могут быть сняты.

Стохастическая дискретизация по времени представляет собой такую процедуру, при которой вероятность попадания момента дискретизации в некоторый малый интервал времени сохраняется постоянной при любом сдвиге этого интервала вдоль оси времени в пределах рассматриваемой реализации сигнала. В реальных условиях дискретизации это обстоятельство удовлетворяется достаточно простыми средствами. Стохастическая дискретизация уменьшает частоту квантования, выбранную по теореме Котельникова. При этом моменты взятия отсчетов следуют через большие, но случайные интервалы времени.

Не останавливаясь на математической стороне этого вопроса, изложенного в [15], рассмотрим применимость стохастической дискретизации для ее использования в ФХН. Обработка сигналов в ФХН заключается в определении оценки математического ожидания функционально преобразованных сигналов

$$\hat{M} \left\{ \psi \left[ \sum_{j=0}^{N-1} X(t+j\tau) \right] \right\} = \frac{1}{H} \sum_{k=1}^H \psi \left[ \sum_{j=1}^{N-1} \{X_{k,j}\} \right], \quad (5.65)$$

где  $\{X_{k,j}\}$  — совокупность отсчетов в моменты дискретизации, причем  $X_{k,j} = X(t_k + j\tau)$ .

Найдем математическое ожидание оценки (5.65). При этом будем считать, что  $t_k \geq 0$ ;  $t_0 \leq t_1 \leq t_2 < \dots < t_H$  и что плотность распределения интервалов  $\varphi_k(t)$ . Тогда

$$\begin{aligned} M \left\{ \frac{1}{H} \sum_{k=1}^H \psi \left[ \sum_{j=0}^{N-1} \{X_{k,j}\} \right] \right\} &= \\ &= \frac{1}{H} \int_0^{t_H} \sum_{k=1}^H \psi \left[ \sum_{j=0}^{N-1} X(t+j\tau) \right] \varphi_k(t) dt = \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{H} \int_0^{t_H} \psi \left[ \sum_{j=0}^{N-1} X(t+j\tau) \right] \sum_{k=1}^H \varphi_k(t) dt, \quad (5.66)$$

где  $M[t_H]$  — математическое ожидание длительности интервала времени  $[0, t_H]$ .

Так как

$$M \left\{ \psi \left[ \sum_{j=0}^{N-1} X(t_k + j\tau) \right] \right\} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T \psi \left[ \sum_{j=0}^{N-1} X(t+j\tau) \right] dt, \quad (5.67)$$

то перейдем в формуле (5.67) к пределу при  $H \rightarrow \infty$

$$\begin{aligned} M \left\{ \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{H} \sum_{k=1}^H \psi \left[ \sum_{j=0}^{N-1} \{X_{k,j}\} \right] \right\} &= \\ &= \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{H} \int_0^{t_H} \psi \left[ \sum_{j=0}^{N-1} X(t+j\tau) \right] \sum_{k=1}^H \varphi_k(t) dt. \end{aligned} \quad (5.68)$$

Правая часть выражения (5.68) независимо от вида функциональной зависимости будет тождественна правой части уравнения (5.67) только при выполнении условий

$$M[t_H] = H m_\tau = T \text{ и } \sum_{k=1}^{\infty} \varphi_k(t) = 1/m_\tau. \quad (5.69)$$

Значит, если выполняются условия (5.69), то математическое ожидание оценки

$$\tilde{M} \left\{ \psi \left[ \sum_{j=0}^{N-1} X(t+j\tau) \right] \right\},$$

определенной путем соответствующей обработки отсчетов  $\{X_{k,j}\}$  сигналов, равно математическому ожиданию функционально преобразованных сигналов. Физический смысл условия (5.69) состоит в том, чтобы средняя плотность точек дискретизации в пределах реализации дискретизируемого сигнала была постоянной. Заметим, что равенство  $M[t_H] = H m_\tau$  определяет величину  $m_\tau$  как среднюю длительность интервала времени между точками дискретизации.

Рассмотрим теперь вопросы, связанные с точностью определения требуемых характеристик. Обработка информации в устройстве происходит с целью вычисления оценки (5.65). С учетом вида функциональной зависимости имеем

$$X_{\text{ср}}^* = \frac{1}{H} \sum_{k=1}^H \left[ \sum_{j=0}^{N-1} \{X_{k,j}\} \right]^2$$

Величина  $X_{\text{ср}}^*$  — это статистический начальный момент и является, как было показано, оценкой соответствующей интегральной характеристики

$$X_{\text{ср}} = M \{X_{\text{ср}}^*\}$$

Вопрос о точности, таким образом, сводится к оценке достоверности того, что отклонение среднего значения, найденного по данным экспериментов от его математического ожидания, не будет выходить за пределы заданной погрешности  $\Delta$ .

Такая оценка может быть проведена на основании следствия из центральной предельной теоремы:

$$P \left\{ \left\{ X_{\text{ср}}^* - M[X_{\text{ср}}^*] \right\} < \Delta \right\} \approx \Phi \left( \Delta \frac{\sqrt{H}}{\tau_X} \right), \quad (5.70)$$

где  $X_{\text{ср}}^*$  — статистический начальный момент;  $P \{ [X_{\text{ср}}^* - M(X_{\text{ср}}^*)] < \Delta \} = \alpha(X_{\text{ср}}^*)$  — вероятность того, что модуль отклонения  $X_{\text{ср}}^*$  от  $M(X_{\text{ср}}^*)$  не превышает  $\Delta$ . Из (5.70) следует, что для оценки точности необходимо знать  $\tau_X$

$$\tau_X = \sqrt{HD[X_{\text{ср}}^*]}. \quad (5.71)$$

С учетом (5.70) получим

$$\alpha(X_{\text{ср}}^*) = P \left\{ [X_{\text{ср}}^* - M(X_{\text{ср}}^*)] < \Delta \right\} = \Phi \left( \frac{\Delta}{\sqrt{D[X_{\text{ср}}^*]}} \right). \quad (5.72)$$

Известно, что дисперсия начального статистического момента  $k$ -го порядка равна

$$D_{m,k} = \frac{m_{2k} - m_k^2}{H},$$

где  $m_k = M \{m_k^*\} = M \{X^k\}$ .

Заметим, что в антенных системах сигналы  $X(t)$  — гармонические, для которых  $M\{X^k\}$  могут быть определены как средние за период.

Таким образом,

$$D[X_{\text{ср}}^*] = \frac{M \left\{ \left[ \sum_{j=0}^{N-1} (t_k + j\tau) \right]^4 \right\} - M^2 \left\{ \left[ \sum_{j=0}^{N-1} X(t_k + j\tau) \right]^2 \right\}}{H}. \quad (5.73)$$

Выполним требуемые преобразования

$$M \left\{ \left[ \sum_{j=0}^{N-1} X(t + j\tau) \right]^4 \right\} = \frac{3}{8} \frac{\sin^4 \frac{N\tau}{2}}{\sin^4 \frac{\tau}{2}}; \quad (5.74)$$

$$M \left\{ \left[ \sum_{j=0}^{N-1} X(t + j\tau) \right]^2 \right\} = \frac{1}{4} \frac{\sin^4 \frac{N\tau}{2}}{\sin^4 \frac{\tau}{2}}. \quad (5.75)$$

Соотношения (5.74) и (5.75) получены с учетом того, что  $X(t + j\tau) = \sin \omega(t + j\tau)$ .

Подставляя (5.74) и (5.75) в (5.73), получаем

$$D[X_{\text{ср}}^*] = \frac{1}{H} \frac{1}{8} \frac{\sin^4 \frac{N\tau}{2}}{\sin^4 \frac{\tau}{2}}$$

Легко показать, что оценкой сверху является величина

$$D_0[X_{\text{ср}}^*] < \frac{1}{H} \frac{N^4}{8}. \quad (5.76)$$

Используя соотношения (5.72) и (5.76), можно определить требуемое число точек дискретизации сигнала для вычисления характеристики направленности с заданной погрешностью. Результаты расчетов по вышеприведенным формулам приведены в табл. 5.2 и, в частности, показывают, что при доверительной вероятности 0,9 и погрешностях 1,0 и 4,0% количество точек дискретизации соответственно равно  $N_{1,0} = 3300$  и  $N_{4,0} = 206$ .

Структурная схема БУФХНП, позволяющая снизить частоту отсчетов информации за счет случайности интервалов между ними и последующего накопления, приведена на рис. 5.44. В блоке принят временной метод формирования ХН, когда задержка между отдельными элементами антенны обеспечивается за счет сдвига импульса опроса этого элемента (коммутационный способ). Такое формирование ХН возможно при небольшом числе элементов антенны. Для осуществления такого опроса необходим АМС, управляемый распределителем импульсов (РИ). РИ имеет  $N$  выходов и управляется по шине тактирования от генератора  $G$ , частота которого определяет временной сдвиг отсчетов, а значит, и угол поворота ХН. На вход РИ в случайные моменты времени, которые синхронизированы с частотой генератора  $G$ , поступают импульсы запуска от генератора случайных импульсов (ГСИ). Средний период этих импульсов более длителен, чем требуемый по теореме квантования, но имеет случайный характер.

Таблица 5.2. Число точек дискретизации для вычисления характеристики направленности с заданной погрешностью

$\alpha$	$\delta$				
	1,0	2,0	3,0	4,0	10,0
0,9	3390	847	376	206	34
0,95	4034	1007	447	245	40
0,99	5298	1323	587	321	53

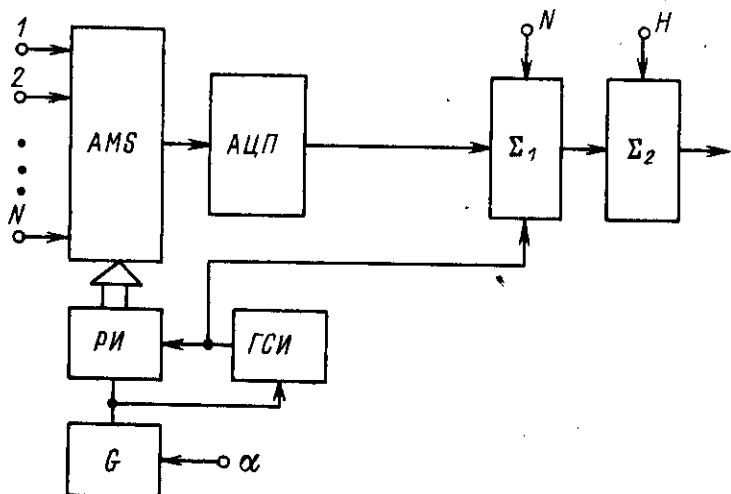


Рис. 5.44. Структурная схема БУФХНП при стохастическом квантовании по времени.

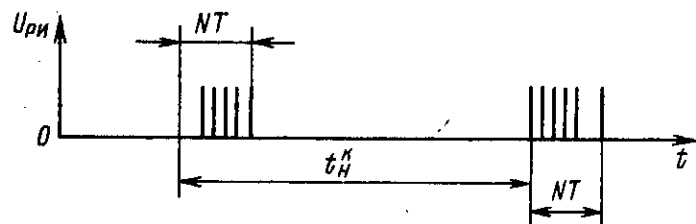


Рис. 5.45. Временные диаграммы управляющих импульсов с выходов распределителя импульсов.

На рис. 5.45 приведены временные диаграммы импульсов на выходах РИ. Распределитель выдает  $N$  импульсов с периодом  $T$ , который определяет угол сканирования. Эти пакеты по  $N$  импульсов появляются через случайные интервалы  $t_H^k$ . АЦП проводит преобразование взятых отсчетов и после этого информация передается в устройство обработки. Алгоритм обработки заключается в получении оценки (5.65). В первом сумматоре  $\Sigma_1$  получается сумма  $N$  значений отсчетов. Для получения этой суммы необходимо знать начало процесса суммирования, которое совпадает с моментом выдачи

ГСИ сигнала запуска РИ. Второй сумматор  $\Sigma_2$  обеспечивает получение интегральной оценки после  $H$  импульсов опроса РИ. Таким образом, увеличение периода происходит за счет увеличения длительности времени наблюдения для принятия решения. Рассмотренная схема позволяет определить интегральную характеристику с требуемой погрешностью при увеличении длительности обрабатываемых сигналов. При ограничении длительности сигналов возникают погрешности.

Рассмотрим характер ограничений и исследуем метрологические характеристики устройства обработки с учетом этих ограничений.

Длительность пакетов импульсов, исходя из конструктивных особенностей антенной решетки, будет равна

$$T_{\Pi} = (N - 1)\tau = (N - 1) \frac{1}{2f} \sin \alpha,$$

где  $f$  — частота принимаемого сигнала;  $\alpha$  — угол, характеризующий направление на источник сигнала.

Количество пакетов импульсов, равное числу точек дискретизации суммарного сигнала, очевидно будет определяться временем существования сигнала  $T_c$

$$H = \frac{T_c}{T_{\Pi}} = \frac{T_c 2f}{(N - 1) \sin \alpha} \quad (5.77)$$

С другой стороны, количество точек дискретизации определяется погрешностью определения требуемой характеристики (5.72). С учетом (5.72), (5.76) и (5.77) можно записать выражение для относительной погрешности вычисления

$$\delta = \frac{1}{4} \sqrt{\frac{(N - 1) \sin \alpha}{T_c f}} \Phi^{-1}[\alpha (X_{cp}^*)],$$

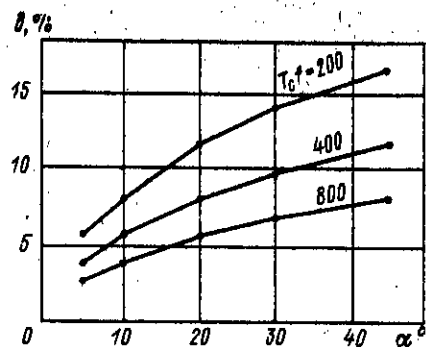


Рис. 5.46. Семейство кривых, иллюстрирующих зависимость погрешности от угла при различных произведениях  $T_c f$ .

где  $a(X_{cp}^*)$  — доверительная вероятность оценки;  $\Phi^{-1}()$  — функция, обратная функции Лапласа.

На рис. 5.46 представлено семейство кривых, иллюстрирующих зависимость погрешности от угла  $\alpha$  при различных произведениях  $T_c f$  для доверительной вероятности 0,95 и  $N=32$ . Произведение  $T_c f$  показывает, сколько периодов гармонического сигнала укладывается во время анализа. Из рис. 5.46, в частности, следует, что для уменьшения погрешности обработки необходимо либо увеличивать время анализа сигналов  $T_c$ , либо частоту излучаемого сигнала  $f$ .

Анализ структуры, приведенной на рис. 5.44, показывает, что стохастическая дискретизация по времени может быть использована в цифровых БУФХНП при формировании одиночной ХН. При этом канал связи должен работать с относительно высокими тактовыми частотами. Тот факт, что в отдельные моменты времени он не загружен, не может быть использован в явном виде, хотя временное уплотнение с информацией для формирования другой ХН в принципе возможно.

### § 5.10. Особенности цифровых БУФХНП для антенн сложных форм

Проблемы, стоящие при разработке цифровых вариантов блоков, рассмотренных в § 3.5 и 3.6, аналогичны проблемам, возникающим при разработке цифровых БУФХНП для случая линейных антенн. Для цилиндрической и сферической антенн — это выбор места постановки аналого-цифрового преобразователя (АЦП), цифровая линия связи (ЛС), формирователь ХН. Но, кроме того, возникает ряд дополнительных проблем, главными из которых являются: 1) выбор типа электронного коммутатора (ЭК) и места его постановки в блоке; 2) тип компенсирующего устройства (КУ) и места его включения. Все приведенное выше говорит о большом числе возможных вариантов структур цифровых БУФХН, которые могут отличаться местом введения цифровой формы представления информации, скоростью работы АЦП, пропускной способностью линии связи, объемом оборудования. Как показывает проведенный анализ, из всех возможных вариантов структур можно выделить четыре, которые позволяют создавать блоки с приемлемыми параметрами. На рис. 5.47 приведены эти варианты, показывающие возможную последовательность соединения устройств при условии передачи по линии связи только цифровой информации.

Первый вариант приведен для случая постановки ЭК непосредственно у антенны. Это может быть сделано с целью уменьшения числа каналов АЦП. Известно, что сложные антенны имеют общее число элементов, равное  $N$ , и это число часто бывает значительно большим, чем число элементов, участвующих в формировании ХН в данный момент  $n$ . При таком подходе целесообразно сразу после АЦП ставить ЛС, так как аппаратуру последующей обработки сигналов лучше размещать в одном центре управления, который отстоит от антенны на десятки и сотни метров. Такая структура требует постановки цифрового КУ, которое по условиям своей работы накладывает на период квантования входных сигналов достаточно жесткие условия, определяемые разницей в задержках при компенсации сигналов первого

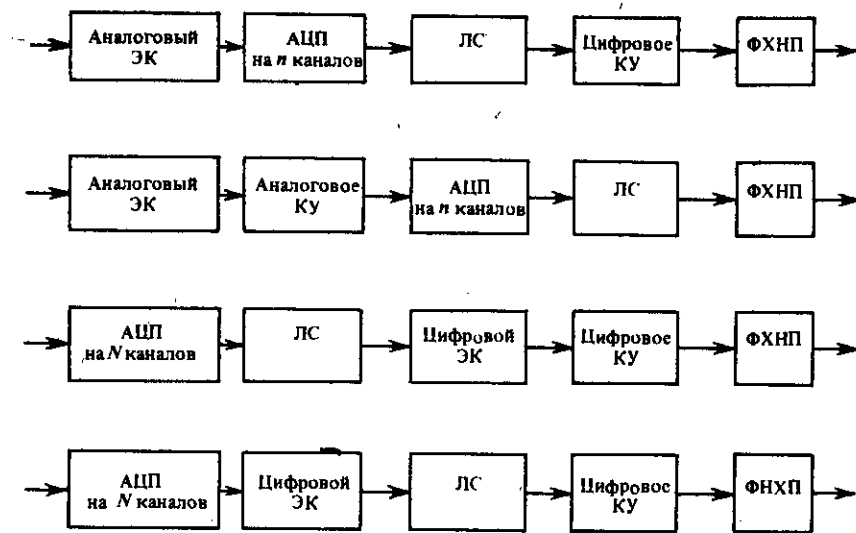


Рис. 5.47. Возможные варианты соединения устройств внутри цифровых БУФХНП для антенн сложных форм.

и второго от оси симметрии антенны элементов и точности установки задержки. Согласно (3.39) эта разница в задержке для первого и второго элементов равна

$$\Delta \tau_1^k = \frac{2R}{V} \sin \frac{\alpha_k}{2} \sin \frac{3}{2} \alpha_k. \quad (5.78)$$

Например, при  $R=3$  м и  $\alpha_k \cong 10^\circ$

$$\Delta \tau_1^k = 90 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

Если принять, что точность установки задержки  $\Delta \tau_1^k$  равна 10%, то требуемый период квантования входных сигналов будет равен  $9 \cdot 10^{-6}$  с. При обработке низкочастотных сигналов это условие даст существенно избыточный, с точки зрения формирования ХН, поток информации.

При обработке узкополосных сигналов можно использовать фазовые методы реализации ФХНП, рассмотренные в § 5.6. Тогда цифровое КУ может быть реализовано значительно проще, без наложения дополнительных условий на квантование сигналов. Требуемая компенсация в каждом канале получается за счет установки нужных коэффициентов в ЦФМ (см. рис. 5.24 и 5.27). Точность установки зависит от разрядности обрабатываемых чисел и может быть весьма высокой. Но если условия обработки не позволяют использовать фазовые методы компенсации, то избыточность квантования в первом варианте структуры может быть большой. Для исключения этого недостатка иногда бывает целесообразно постановка аналогового КУ сразу после аналогового ЭК.

Такой вариант приведен на второй структурной схеме (см. рис. 5.47). Эта структура не накладывает таких жестких требований на скорость работы АЦП и ЛС, как первый вариант.

На примере третьего варианта структуры (см. рис. 5.47) показана чисто цифровая реализация БУФХНП антенны сложной формы. С целью повышения помехозащитности блока и замены аналогового ЭК на цифровой на выходах каналов элементов антенны стоит АЦП на  $N$  входов, который преобразует информацию от всех каналов, даже и от тех, которые не будут участвовать в формировании ХН в данный момент. Это безусловно усложняет АЦП, повышает требования к ЛС и сохраняет все проблемы, связанные с разработкой цифрового КУ. Но применение цифрового ЭК является несомненным преимуществом рассматриваемого варианта. Цифровой ЭК осуществляет коммутацию на уровне логических сигналов и в этом случае не требуется обеспечения точности передачи информации. Это упрощает как сам ЭК, так и устройство управления им.

Если есть возможность разместить цифровой ЭК вместе с АЦП непосредственно у антенны, то тогда более экономичен четвертый вариант структуры. Постановка цифрового ЭК до ЛС уменьшает поток передаваемой информации, так как на выходе ЭК число каналов сокращается до  $n$ .

Выбор цифрового ФХНП в структурах, приведенных на рис. 5.47, производится в соответствии с условиями работы всего блока. Если формируется одна ХН со сканированием только с помощью ЭК, то ФХНП представляет собой многоходовой сумматор. Если необходимо формировать несколько ХН, отстоящих друг от друга на шаг по углу, задаваемый ЭК, то для получения второй ХН необходим дополнительный ЭК. С этой точки зрения третий вариант структуры (см. рис. 5.47) в большинстве случаев может быть более предпочтительным, так как объем добавочного оборудования будет наименьшим, а ЛС используется более эффективно.

Если шаг по углу, задаваемый ЭК, большой, то внутри этого угла возможно формирование управляемой ХН или веера ХН с помощью ФХНП. В качестве основы ФХНП может быть выбран любой из описанных в настоящей главе вариантов. Выбор конкретного типа ФХНП будет накладывать дополнительные требования на структуру: число каналов в ЛС, скорость работы АЦП и число каналов преобразования.

Цифровые БУФХНП при формировании ХН, имеющих направленные свойства по двум координатам, проектируются аналогично блокам с аналоговой и дискретной формами представления информации (см. § 3.6). Как и для аналоговых БУФХНП, цифровые варианты предпочтительнее строить по структуре, приведенной на рис. 3.41. Вопрос о том, в какой части структуры вводить цифровую форму представления зависит от начальных условий. Например, если угол отклонения по  $\varphi = 0$ , то для прямоугольных и цилиндрических антенных решеток явно целесообразнее ФХН<sub>0</sub> заполнить при сохранении аналоговой формы представления информации, так как сам формирователь представляет собой многоходовой сумматор. Это в значительной степени сократит число каналов АЦП. Но при формировании веера ХН, расположенных в нескольких плоскостях по углу  $\varphi$  (см. рис. 3.43), ФХН<sub>0</sub> должны строиться с цифровой формой представления и число каналов АЦП будет максимальным. Для сферических антенн цифро-

вой БУФХНП должен иметь по первому углу сканирования ФХН со структурой, приведенной на рис. 5.47. Выбор варианта структуры (см. рис. 5.47) производится так же, как и для сложных антенн. Но вторая ступень ФХН по второму углу будет иметь только цифровой ЭК и цифровое КУ для каждой формируемой ХН. Все это говорит о большом потоке информации в БУФХНП сферических антенн, что требует высоких скоростей обработки (десятки мегагерц) или больших аппаратных затрат при аппаратной реализации алгоритмов.



## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

СЭУХН является частью сложного комплекса технических средств, что делает необходимой оценку влияния показателей СЭУХН на обобщенные показатели комплекса. Пространственный фильтр (ПФ), формируемый СЭУХН, характеризуется рядом параметров, среди которых можно выделить: остроту направленного действия; уровень дополнительных максимумов; полосу пропускания частот ПФ; допустимые углы сканирования; динамический диапазон сигнала. При формировании ПФ происходит обработка входных сигналов, что приводит к увеличению погрешности значения сигнала на выходе и определяет работу последующих систем.

Рассмотрение задач ПФ показывает, что чисто аналоговые методы формирования ХН и управления их параметрами целесообразно заменять на цифровые методы. При этом можно выделить промежуточные варианты, когда устройство, формирующее ПФ, является аналоговым, но перестройка ПФ происходит на цифровом уровне. Такие системы позволяют использовать ЭВМ для управления положением ПФ, его стабилизацией в пространстве. Скорости управления положением ПФ в этом случае могут быть очень высокими. С точки зрения погрешности определения положения объекта среды по углу наилучшие результаты дает применение аналоговых ПФ. Применение ПФ с дискретной формой представления информации исключает этот недостаток. Цифровые ПФ имеют такие же параметры по стабильности положения ПФ, как и дискретные. С этой точки зрения дискретная форма представления информации является оптимальной, так как при меньших аппаратных затратах обеспечивает необходимую стабильность по углу. СЭУХН при дискретной форме представления допускают с помощью простых технических средств плавное изменение положения одиночной ХН в пространстве, но управление множеством ХН затруднено. В то же время аналоговая и дискретная формы представления информации задают в СЭУХН двойное ограничение динамического диапазона сигнала на выходе по сравнению с диапазоном сигнала на элементах антенны. Это объясняется многократным преобразованием сигналов в ФХНП, что приводит, с одной стороны, к накоплению шумов отдельных устройств и элементов, а с другой — к превышению динамического диапазона при сложении сигнала. Фазовые и интерполяционные ФХНП имеют еще дополнительные погрешности, возникающие при округлениях промежуточных результатов. Это позволяет сделать вывод, что максимальные обнаруживающие свойства будут иметь СЭУХН с цифровыми БУФХНП временного типа. Но блоки этого типа для формирования множества ХН требуют высоких скоростей преобразования и боль-

ших затрат оборудования. С точки зрения объема оборудования БУФХНП фазового типа с интерполированием имеют лучшие показатели.

Частотные свойства БУФХНП прямо пропорциональны их аппаратным затратам. Наибольшую полосу пропускания обеспечивают БУФХНП временного типа.

Управление положением одиночной ХН легче всего осуществить в дискретных и цифровых БУФХНП временного типа путем задания частоты преобразования входного сигнала и его сдвига. При этом легко осуществить плавное изменение положения. Но при управлении множеством ХН эти преимущества не сохраняются. Изменение частоты в многолучевых ФХНП временного типа приводит к изменению взаимного положения ХН. А дискретное управление требует значительного увеличения оборудования. Это позволяет утверждать, что задача стабилизации множества ХН в пространстве проще решается в фазовых БУФХНП путем управления коэффициентами фазовых множителей. При этом точность управления определяется величиной младшего разряда коэффициента и может быть весьма высокой.

В цифровых БУФХНП возникают три дополнительных проблемы: аналого-цифровое преобразование, передача информации и выбор структуры вычислительного устройства. Лучшие результаты получаются при использовании конвейерных ФХНП на динамических логических элементах. Уменьшение скоростей работы АЦП и систем передачи данных возможно за счет увеличения объема оборудования БУФХНП и уменьшения динамического диапазона сигнала. Целесообразность уменьшения скоростей обработки и преобразования при приеме полосовых сигналов должна учитывать весь комплекс появляющихся при этом преимуществ и ограничений.

Стохастическое квантование по времени и уровню дает возможность значительного упрощения структур БУФХНП за счет увеличения времени наблюдения и погрешности результата. При этом затруднена последующая обработка информации.

Таким образом, если необходима работа СЭУХН в широком диапазоне частот с повышенной дальностью обнаружения, то удовлетворить этим условиям могут цифровые БУФХНП временного типа. При ослаблении этих требований возрастают преимущества фазовых БУФХНП, интерполяционных, стохастических.

СЭУХН в режиме излучения представляют, как правило, самостоятельные блоки, которые в отличие от радиолокационных систем не используют обратимость БУФХНП. Основными проблемами разработки БУФХНП являются синхронизация отдельных частей блока, регулировка мощности излучения и согласование с выходными каскадами. БУФХНП на основе цифровых генераторов реализуют фазовый метод формирования ХН и при сравнительно небольших затратах оборудования могут обеспечить работу БУФХНП в широком диапазоне изменения углов и частот излучения. Программные способы реализации БУФХНП позволяют выполнить блок в виде постоянного запоминающего устройства, что с учетом достижений в разработке ПЗУ позволяет обратить внимание на этот метод построения излучающих блоков.

При частотах излучения в сотни килогерц и единицы мегагерц использование цифровых БУФХНП становится затруднительным. В этом случае

целесообразно использование аналоговых методов построения БУФХН на основе аналоговых генераторов сигналов с заданным фазовым распределением. Среди всех способов построения таких генераторов лучшие результаты дает использование элементов цифроаналоговых преобразователей.

Рассмотрение вопросов разработки СЭУХН позволяет сделать вывод о возможности создания унифицированных блоков для режима излучения, в частности на основе цифровых генераторов. Создание таких блоков в режиме приема затруднено в связи с большим различием в объеме оборудования и параметрах блоков при частных условиях работы СЭУХН.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. 1144118 СССР. Устройство для управления лучом антенной решетки/Л. К. Самойлов, С. В. Николаев; ТРТИ. – Бюл. изобр. 1985. № 9. С. 179.
2. А. с. 1150630 СССР. Вычислительное устройство для управления решеткой излучателей/Л. К. Самойлов, С. В. Николаев; ТРТИ. – Бюл. изобр. 1985. № 14. С. 159–160.
3. А. с. 1192135 СССР. Коммутатор/Л. К. Самойлов, В. В. Лазарева; ТРТИ. – Бюл. изобр. 1985. № 42. С. 247–248.
4. А. с. 1144188 СССР. Устройство задержки/Л. К. Самойлов, С. В. Николаев, В. В. Гайворонская; ТРТИ. – Бюл. изобр. 1985. № 9. С. 198–199.
5. А. с. 1003334 СССР. Преобразователь биполярного кода в однополярный/Л. К. Самойлов, В. В. Гайворонская, С. П. Тяжкун; ТРТИ. – Бюл. изобр. 1983. № 9. С. 273–274.
6. А. с. 1045390 СССР. Формирователь импульсов/Л. К. Самойлов, С. П. Тяжкун; ТРТИ. – Бюл. изобр. 1983. № 36. С. 225.
7. А. с. 463977 СССР. Устройство для управления дискретно-коммутационной линейкой излучателей/В. А. Волошин, Б. Д. Мануйлов. – Бюл. изобр. 1975. № 10. С. 111–112.
8. А. с. 335692 СССР. Устройство для управления лучом плоской антенной решетки/В. М. Мешин, Г. Д. Хлюпин. – Бюл. изобр. 1972. № 13. С. 207.
9. А. с. 1070494 СССР. Устройство цифрового формирователя луча/Е. А. Зако-воротнов, П. П. Заярный, В. В. Аедоницкий. – Бюл. изобр. 1984. № 4. С. 155.
10. А. с. 1013967 СССР. Вычислительное устройство для управления лучом плоской антенной решетки/Ю. А. Шишов, В. А. Ворошилов, В. П. Лобов. – Бюл. изобр. 1983. № 15. С. 213–214.
11. Антенные решетки. Методы расчета и проектирования/Под ред. Л. С. Бененсона. – М.: Сов. Радио, 1966. – 367 с.
12. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учебник. – М.: Высшая школа, 1983. – 536 с.
13. Бальян Р. Х., Сиверс М. А. Тиристорные генераторы и инерторы. Л.: Энергия, 1982. – 223 с.
14. Березин В. Ю., Котов Б. А., Татаурщикова С. С. 1024-элементная аналоговая линия задержки из ПЗС//Электронная промышленность. 1982. № 7.
15. Билинский И. Я., Микельсон А. К. Стохастическая цифровая обработка непрерывных сигналов. – Рига: Зинанте, 1983. – 292 с.
16. Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. И. Цифровая обработка сигналов: Справочник. – М.: Радио и связь, 1985. – 312 с.
17. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Сов. радио, 1977.
18. Гусев В. Г., Лоскутов Г. В. Об использовании алгоритма двумерного быстрого преобразования Фурье для обработки информации от линейной антенной решетки//Радиотехника и электроника. 1982. Т. 27. № 12. С. 2362–2366.

19. Даджон Д. Э. Основы цифровой обработки сигналов в решетках//ТИИЭР. Т. 65. № 6. 1977. С. 99–107.
20. Дедюхин А. С. Устройство управления диаграммой направленности двумерных ультразвуковых антенных решеток //Теория автоматического управления. – М.: 1979. С. 153–157.
21. Евтютов А. П., Митыко В. Б. Примеры инженерных расчетов в гидроакустике. – Л.: Судостроение, 1981. – 255 с.
22. Жуков В. Б. Расчет гидроакустических антенн по диаграмме направленности. – Л.: Судостроение, 1977. – 184 с.
23. Заярный П. П., Заковоротник Е. А. Уменьшение потока информации при цифровом формировании характеристик направленности//Системы сбора и обработки измерительной информации. – Таганрог, 1981. Вып. 3. С. 56–59.
24. Камп Л. Подводная акустика. – М.: Мир, 1972. – 327 с.
25. Карцев М. А., Брик В. А. Вычислительные системы и синхронная арифметика. – М.: Радио и связь, 1981. – 360 с.
26. Клигман Э. Проектирование микропроцессорных систем. – М.: Мир, 1980. – 576 с.
27. Колчеданцев А. С. Гидроакустические станции. – Л.: Судостроение, 1982. – 237 с.
28. Кондалев А. И. и др. Преобразователи формы информации для малых ЭВМ. – Киев: Наукова думка, 1982. – 307 с.
29. Коннели Дж. Аналоговые интегральные схемы. М.: Мир, 1977. – 439 с.
30. Косторничико В. Г., Романенко Р. А. К вопросу обработки сигналов в антенных решетках//Системы сбора и обработки измерительной информации. – Таганрог, 1983. Вып. 5. С. 52–56.
31. Коцмасов В. И., Белов Л. А., Окочешников В. С. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией. – М.: Радио и связь, 1983. – 122 с.
32. Крамаренко В. Л., Rogozovskiy O. A. Обработка пространственно-временных сигналов на основе преобразования Фурье//Электротехника и звукотехника: Вестник Киевского политех. ин-та. 1981. Вып. 5. С. 74–78.
33. Кудрявцев В. И. Промысловая гидроакустика и рыболокация. – М.: Пищевая промышленность, 1978. – 312 с.
34. Литвинов О. С. О теории адаптивных антенных решеток в условиях коррелированных помеховых сигналов//Антенны/Под ред. Пистолькорса. – М.: Связь, 1981. Вып. 29. С. 67–80.
35. Мейлуке Р. Дж. Теория и техника фазированных антенных решеток//ТИИЭР. 1982. Т. 70. № 3. С. 5–63.
36. Найт У. С., Придэм Р. Г., Кай С. М. Цифровая обработка сигналов в гидролокационных системах//ТИИЭР. 1981. Т. 69. № 11. С. 84–156.
37. Непрошин А. Ю. Звукоиндикация и шумопеленгование рыб. – М.: Пищевая промышленность, 1979. – 157 с.
38. Носов Ю. Р., Шилин В. А. Полупроводниковые приборы с зарядовой связью. – М.: Сов. радио, 1976. – 144 с.
39. Пистолькорс А. А., Литвинов О. С. Введение в теорию адаптивных антенн. Статический режим//Радиотехника. 1979. Т. 34. № 5. С. 252–261.
40. Подводная акустика/Под ред. Л. М. Бреховских. – М.: Мир, 1965. – 431 с.
41. Простаков А. А. Электронный ключ к океану: Гидроакустическая техника сегодня. – Л.: Судостроение, 1978. – 192 с.
42. Пространственно-временная обработка сигналов/Под ред. И. Я. Кремера. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с.
43. Придэм Р. Г., Муччи Р. А. Цифровой интерполяционный метод формирования луча для низкочастотных и полосовых сигналов//ТИИЭР. Т. 67. № 6. 1979. С. 29–48.
44. Рабиер Л., Гоуад Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1978. – 848 с.
45. Риглер Р., Комптон Р. Адаптивные антенные решетки для подавления помех//ТИИЭР. 1973. Т. 61. № 6. – 75 с.
46. Романов В. А. Устройство автоматического выбора диапазона АЦП на основе программируемого усилителя//Преобразователи формы информации и средства передачи информации. – Киев: Ин-т кибернетики АН УССР, 1979. С. 83–88.
47. Самойлов Л. К. Устройства задержки информации в дискретной технике. – М.: Сов. радио, 1973. – 256 с.
48. Савельев П. А. Анализ характеристик антенных решеток с дискретным фазированием//Антенны/Под ред. Пистолькорса. – М.: Связь, 1974. Вып. 19. С.
49. Самойлов Л. К., Левонюк С. В. Оценка возможностей конвейерного принципа обработки информации при создании средств вычислительной техники. Обработка информации в автоматических системах. – Рязань, 1980. С. 78–83.
50. Самойлов Л. К. Синхронизация в цифровых устройствах. – М.: Знание, 1980. – 64 с.
51. Самойлов Л. К., Николаев С. В. Об одном способе формального описания структурных алгоритмов формирования диаграммы направленности цифровыми методами. Системы сбора и обработки измерительной информации. – Таганрог, 1982. Вып. 4. С. 21–27.
52. Самойленко В. И., Шишов Ю. А. Управление фазированными антенными решетками. – М.: Радио и связь, 1983. – 240 с.
53. Самофалов К. Г., Луцкий Г. М. Структуры и организация функционирования ЭВМ. – Киев: Вища школа, 1978. – 391 с.
54. Смаришев М. Д. Направленность гидроакустических антенн. – Л.: Судостроение, 1973. – 278 с.
55. Скучик Е. Основы акустики. Т. 1, 2. – М.: Мир, 1976. – 430 с.
56. Системы акустического изображения/Под ред. Г. Уэйда. – Л.: Судостроение, 1981. – 240 с.
57. Тяжкун С. П., Самойлов Л. К. Анализ способов защиты от короткого замыкания цифровых модуляторов проводных линий связи//Автоматизация измерений. – Рязань, 1981. С. 122–129.
58. Уидроу и др. Адаптивные антенные системы//ТИИЭР. 1967. Т. 55, № 12. С. 78.
59. Урик Р. Д. Основы гидроакустики. – Л.: Судостроение, 1978. – 446 с.
60. Цыкин И. А. Дискретно-аналоговая обработка сигналов. – М.: Радио и связь, 1979. – 416 с.
61. Цифровые системы передачи/Под ред. В. Маевского и Е. Милка. – М.: Связь, 1979. – 264 с.
62. Чайковский В. И., Мирошников А. И. Диаграммообразующее устройство спектрального типа//Вопросы преобразования информации. – Таганрог, 1978. Вып. 1. С. 142–149.
63. Чу Я. Организация ЭВМ и микропрограммирование. – М.: Мир, 1975. – 592 с.
64. Чумаков Н. М., Серебряный Е. И. Оценка эффективности сложных технических устройств. – М.: Сов. радио, 1980. – 192 с.
65. Шафер Р. У., Рабиер А. Е. Методы цифровой обработки сигналов в задачах интерполяции//ТИИЭР. 1973. Т. 61, № 6. С. 5–18.
66. Шало В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. – 2-е изд. – М.: Сов. радио, 1979. – 368 с.
67. Pat. 4060792 (USA) Hard clipped beam former MKUG01S 3/80.
68. Pat. 4170766 (USA) Beamformer; MKUG01S 3/80.
69. Pat. 4191960 (USA) Phased array antenna with reduced phase quantization error; MKUH01Q 1/50.
70. Pat. 4212084 (USA) Beamformer for FFT based signal processor; MKUG01S 3/80.
71. Pat. 4014023 (USA) Beamformer utilizing geometric sampling; MKUH01Q 3/26.
72. Pat. 4180814 (USA) Multiple beam receiving array signal processor; MKUG01S 3/14.
73. Pat. application 2023940A (United Kingdom). Improvements in or relating to directional array; MKUH01Q 3/26.
74. Pat. 4001763 (USA) Electronically stabilized beamformer system; MKUG01S 9/66.
75. Pat. 4200923 (USA) Steered time compressor beamformer MKUG01S 3/80.
76. Pat. 4060850 (USA) Beamformer using Bessel sequences MKUG06G 7/19.
77. Pat. 4003016 (USA) Digital beamforming system MKUG01S 3/80.
78. Pat. 4107685 Beamforming system; MKUG01S 3/80.
79. Pat. 4166999 (USA) High resolution phase shifter beamformer for a cylindrical array; MKUG01S 3/80.
80. Anderson V. C. Efficient Computation of Array Patterns. I. Acoust. Soc. Vol. 61. 3 March 1977.

81. Anderson V. C. Digital array phasing. — J. Acoust. Soc. of America, 1960 v. 326 p. 867–870.
82. Anderson V. C. DJCANNE, a Realizable Adaptive Process, JASA, 1969, vol. 45, p. 398.
83. Brown J. L., Rowlands R. O. Design of Directional Arrays. JASA, 1959, vol. 31, p. 1638.
84. Grace O. D., Pitt S. P. Quadrature sampling of high frequency waveforms. J. Acoust. Soc. of America, 1968, v. 445 p. 1453–1454.
85. Berman A., Clay C. S. Theory of Time-Average Product Arrays. JASA, 1957, vol. 29, p. 805.
86. Curtis T. E., Ward R. J. Digital beamforming for sonar systems. IEEE Prjceeding: Pt. F., 1980, v. F-127, p. 257–265.
87. Morris J. C., Hands, E. Constant Beamwidth Array for Wide Frequency Bands. Acustica 11, 1961, p. 342.
88. Somer J. C. Ultrasonic Tomographic Imaging of the Brain with Electronic Sector Scanning System. Proc. IEEE Ultrasonics Symposium 1974, p. 43–48.
89. Tuckey D. G. Arrays with Constant Beamwidth over a Wide Frequency Range. Nature, 180, 1957 p. 496.
90. Welsby V. G. Two-Element Aerial: Use of Miltifrequency Carrier Waveform to Directivity. — Electronic Technology 38. 1961 p. 160.
91. Welsby V. G. Multiplicative Receiving Arrays: The Angular Resolution of Targets in Sonar System with Electric Scanning. J. Brit. Just. Radio Eng. 22, 1961 p. 5.
92. Welsby V. G. Electronic Sector Scanning Arrays. Electronic Technology, 39, 1962, p. 13.
93. Winder A. A. Sonar System Technology. — IEEE Transactions vol., SU-22 5, 1975, p. 291–332.
94. Williams J. R. Fast beam forming algorithm. I. Acoust. Soc. of America. 1968, v. 44, 5 p. 1454–1455.

Предисловие . . . . .	3
Глава 1. Системы электронного управления характеристиками направленности антенн . . . . .	7
1.1 Классификация систем . . . . .	7
1.2. Основные типы акустических антенн и их параметры . . . . .	11
1.3. Постановка задач при разработке СЭУХН. . . . .	15
1.4. Электронное формирование характеристик направленности . . . . .	32
1.5. Управление формой характеристики направленности . . . . .	48
1.6. Электронное фокусирование акустических сигналов . . . . .	51
Глава 2. Погрешности систем электронного управления характеристиками направленности. . . . .	55
2.1. Основные формы представления информации. . . . .	55
2.2. Влияние погрешностей элементов формирователей характеристик направленности. . . . .	60
2.3. Погрешности, определяемые квантованием сигналов по времени и уровню . . . . .	67
2.4. Методы построения блоков управления формирователями характеристик направленности. . . . .	79
2.5. Общая оценка погрешностей СЭУХН . . . . .	84
Глава 3. Блоки управления для аналоговых и дискретных формирователей характеристик направленности при приеме . . . . .	90
3.1. Элементная база аналоговых и дискретных БУФХНП . . . . .	90
3.2. Структуры БУФХНП при аналоговом и дискретном способах представления информации. . . . .	103
3.3. Блоки управления аналоговыми и дискретными ФХНП временного типа . . . . .	107
3.4. Блоки управления аналоговыми и дискретными ФХНП фазового типа . . . . .	118
3.5. БУФХНП антенн сложных форм . . . . .	127
3.6. Блоки формирования характеристик направленности по двум координатам . . . . .	131
Глава 4. Блоки электронного управления характеристиками направленности при излучении. . . . .	138
4.1. Структуры цифровых БУФХН при излучении . . . . .	138
4.2. Оконечные каскады излучающих систем и их согласование с БУФХНИ . . . . .	146
4.3. Основные модули цифровых БУФХН с временным методом формирования сигналов излучения . . . . .	153
4.4. Цифровые БУФХН с временным методом формирования сигналов излучения . . . . .	161

4.5. Цифровые генераторы БУФХНИ фазового типа . . . . .	170
4.6. Цифровые БУФХН с фазовым методом формирования сигналов излучения . . . . .	181
4.7. Программные способы формирования сигналов излучения . . . . .	187
4.8. Аналоговые БУФХНИ . . . . .	193
4.9. БУФХНИ антенн сложных форм . . . . .	195
<b>Глава 5. Цифровые блоки управления характеристиками направленности при приеме . . . . .</b>	<b>198</b>
5.1. Особенности СЭУХН с цифровыми БУФХНП . . . . .	198
5.2. Аналого-цифровое преобразование информации в цифровых СЭУХН . . . . .	202
5.3. Передача информации в СЭУХН с цифровой формой представления . . . . .	207
5.4. Структуры цифровых ФХНП и особенности использования элементной базы . . . . .	211
5.5. Синхронные цифровые БУФХНП . . . . .	219
5.6. Фазовые цифровые БУФХНП . . . . .	230
5.7. Цифровые БУФХНП интерполяционного типа . . . . .	236
5.8. Цифровые БУФХНП частотного типа . . . . .	247
5.9. БУФХНП со стохастическим квантованием сигнала по времени и уровню . . . . .	252
5.10. Особенности цифровых БУФХНП для антенн сложных форм . . . . .	266
<b>Заключенные . . . . .</b>	<b>270</b>
<b>Список литературы . . . . .</b>	<b>273</b>

*Библиотека инженера-гидроакустика*

Леонтий Константинович Самойлов

**ЭЛЕКТРОННОЕ УПРАВЛЕНИЕ  
ХАРАКТЕРИСТИКАМИ НАПРАВЛЕННОСТИ  
АНТЕНН**

Заведующий редакцией А. Д. Старков. Редактор Э. В. Зубкова. Художественный редактор О. П. Андреев. Технический редактор Р. К. Чистякова. Корректоры А. Г. Кувалкин, А. И. Оныщак, В. Ю. Самохина

ИБ № 1068

Подписано в печать 13.10.86. М-35526. Формат 60 x 90 1/16. Бумага офсетная № 2. Печать офсетная. Усл. печ. л. 17,5. Усл. кр.-отт. 17,5. Уч.-изд. л. 19,7. Изд. № 3968-84. Тираж 2400 экз. Заказ № 3052 Цена 1р. 30 к.

Набрано в издательстве „Судостроение” на композерах ИБМ82 операторами И. В. Дроздовой и Т. В. Лабедевой.

Издательство „Судостроение”, 191065, Ленинград, ул. Гоголя, 8.

Ленинградская типография № 4 ордена Трудового Красного Знамени Ленинградского объединения „Техническая книга” им. Евгения Соколовой Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательства, полиграфии и книжной торговли, 191126, Ленинград, Социалистическая ул., 14.

В 1987 г. в издательстве „Судостроение”  
выходит книга:

**ОРЛОВ В. В., ШАБРОВ А. А.** Гидроакустическая аппаратура рыбопромыслового флота. 1987, 18 л. (Б-ка инженера-гидроакустика). 1 р. 20 к.

Изложены расчеты основных гидроакустических характеристик рыбопоисковой аппаратуры. Описаны принципы построения гидроакустических станций. Даны инженерные расчеты тактико-технических эксплуатационных и экономических характеристик проектируемых станций.

Для специалистов, занимающихся проектированием, созданием и эксплуатацией гидроакустических станций рыбопромыслового флота.