

ТАВРИЙСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АГРОТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ
УНИВЕРСИТЕТ

На правах рукописи

БОРОХОВ ИВАН ВАЛЕРЬЕВИЧ

УДК 621.317

ВОЗБУДИТЕЛИ РЕФЛЕКТОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ
ДИСТАНЦИОННОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СПЕКТРОСКОПИИ
БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

05.11.17 – биологические и медицинские
устройства и системы

Диссертация на соискание
научной степени кандидата
технических наук

Научный руководитель:
Федюшко Юрий Михайлович
доктор технических наук,
профессор

Харьков – 2011

СОДЕРЖАНИЕ

стр.

ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ.....	5
ВВЕДЕНИЕ.....	7
РАЗДЕЛ 1. АНАЛИЗ МЕТОДОВ И РЕФЛЕКТОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ	13
1.1. Анализ использования диэлектрических параметров биологических объектов в технологических процессах медицины и сельского хозяйства	13
1.2. Методы и средства дистанционного измерения диэлектрических параметров биологических объектов	19
1.3. Анализ характеристик рефлектометрических систем для дистанционного измерения диэлектрических параметров биологических объектов.....	29
Выводы по разделу	37
РАЗДЕЛ 2. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕМЕНТОВ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТЫ НА СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ВОЗБУДИТЕЛЯ РЕФЛЕКТОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ.....	38
2.1. Обоснование выбора основной структуры возбудителя рефлектометра и методики его анализа	38
2.2. Анализ стабильности частоты цифрового синтезатора частоты в качестве возбудителя рефлектометра	47
2.3. Анализ спектральных характеристик синтезатора частоты.....	54
2.4. Анализ возможностей достижения требуемых спектральных характеристик синтезатора частоты возбудителей	

рефлектометрических систем для исследования биологических объектов.....	62
Выводы по разделу	73
РАЗДЕЛ 3. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТЫ ВОЗБУДИТЕЛЯ РЕФЛЕКТОМЕТРА С УЛУЧШЕННОЙ ЧАСТОТОЙ СПЕКТРА ВЫХОДНОГО СИГНАЛА.....	
3.1. Разработка синтезатора с адаптивным компенсатором побочных составляющих в спектре выходного сигнала.....	74
Анализ эффективности работы адаптивным компенсатором побочных составляющих в синхронизаторе частоты	83
3.3. Оценка влияния разброса параметров адаптивного компенсатора побочных составляющих на его показатели.....	88
Выводы по разделу.....	96
РАЗДЕЛ 4. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ЭЛЕМЕНТОВ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТЫ РЕФЛЕКТОМЕТРА И ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СПЕКТРОСКОПИИ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ.....	
4.1. Цель и задачи экспериментальных исследований.....	97
4.2. Разработка синтезатора частоты рефлектометрической системы для исследования диэлектрической спектроскопии биологических объектов.....	98
4.3. Результаты измерений диэлектрической проницаемости биологических объектов на рефлектометре дистанционным методом.....	115
Выводы по разделу	127
ВЫВОДЫ	128
ПРИЛОЖЕНИЕ	131
Приложение А	132
Приложение Б	134
Приложение В	135
Приложение Г.....	137
Приложение Д	138

Приложение Е.....	140
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	141

ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ

ЭМП – электромагнитное поле;

СВЧ – сверхвысокочастотный;

КВЧ – крайневыхоточастотный;

ЭМИ – электромагнитное излучение;

ИИС – информационано-измерительная система;

ДП – диэлектрическая проникаемость;

СМ – смеситель;

ОИ – исследуемый объект;

ОСЦ – осциллограф;

ЖИГ – железоиттриевый гранат;

РС – рефлектометрическая система;

ССЧ – система синтеза частот;

ДПКД – делитель частоты с переменным коэффициентом деления;

ГУН – генератор управляемый напряжением;

ФД – фазовый детектор;

ФНЧ – фильтр нижних частот;

ЦСЧ – цифровой синтезатор частоты;

ИФАПЧ – импульсная фазовая автоподстройка частоты;

ФАП – фазовая автоподстройка;

ОГ – опорный генератор;

УПЧ – усилитель промежуточной частоты;

КГ – кварцевый генератор;

ДШ – дешифратор;

ЦАП – цифровой преобразователь;

ДЧР – датчик частотного рассогласования;

ИЧФД – импульсный частотно-фазовый детектор;

НФ – нелинейный фильтр;

КФ – коммутируемый фильтр;

УПТ – усилитель постоянного тока;

ДОЧ – датчик опорных частот;

АКПС – адаптивный компенсатор побочных составляющих;

ПМ – перемножитель;

ИН – интегратор;

ЦОС – цепь обратной связи;

УОС – усилитель обратной связи;

ОС – обратная связь;

АРУ – автоматическая регулировка усиления;

УУА – устройства управления адаптацией;

ФОС – формирователь опорного сигнала;

СЧ – синтезатор частоты;

НПФ – нелинейная передаточная функция.

ВВЕДЕНИЕ

При использовании электромагнитной энергии для диагностики и лечения заболеваний в медицине, для исследования молекулярных процессов в информационной биологии и медицине, создающей основу генетики и селекции, в сельском хозяйстве для сушки семян и плодов, предпосевной обработки семян, обеззараживания почвы, пастеризации соков и молока, диагностики и лечения животных в настоящее время является необходимыми технические средства для дистанционного измерения ДП биологических объектов в широком частотном диапазоне.

В свою очередь, спектроскопия ДП биологических веществ и материалов для нужд медицины, биологии и сельского хозяйства требует повышения точности и чувствительности измерений.

Создание технических средств диэлектрической спектроскопии биологических веществ и материалов, отвечающих современным требованиям по точности и чувствительности измерений в широком частотном диапазоне является довольно сложной задачей. Решение данной задачи возможно на основе метода дистанционной – рефлектометрии с созданием в качестве возбuditеля цифрового СЧ с высокой стабильностью частоты и спектральной частотой выходного сигнала.

Актуальность темы. Диэлектрическая спектроскопия биологических веществ и материалов необходима для решения различных практических задач: физики, биологии, биофизики, медицины и сельского хозяйства. В большинстве случаев, для диагностики лечения людей и животных с помощью электромагнитных излучений, контроля технологических процессов в сельском хозяйстве и фармакологии, исследования биологических тканей в режиме *in vivo*, необходимо измерять ДП биологических систем в условиях недопускающих специальную подготовку и помещение образцов в волноводный тракт и замкнутые полоски.

В настоящее время для измерения ДП веществ и материалов существует многочисленные методы и устройства, которые предусматривают помещение измеряемых образцов в резонаторы, волноводные и коаксиальные тракты и требуют специальной подготовки образцов. Анализ существующих методов и средств измерения ДП веществ и материалов показывает, что им присущи существенные недостатки: сложность аппаратной реализации; узкополосность; большая погрешность измерений ($3\pm 5\%$); сложность измерений: отсутствие универсальности; высокая стоимость применяемого оборудования (десятки тыс. дол. США), невозможность устранить указанные недостатки позволяет рефлектометрический метод открывного конца коаксиальной линии с применением в качестве возбудителя цифрового синтезатора частоты, позволяющего осуществить необходимую перестройку в широком частотном диапазоне, высокую стабильность частоты и спектральную чистоту выходного сигнала, что может обеспечить высокую точность при дистанционном измерении ДП биологических объектов. Однако синтезу частот для применения в областях медицины, сельского хозяйства биофизике в опубликованной литературе уделено еще мало внимания, в связи с чем задачи исследования и разработки таких устройств не являются тривиальными. Анализ показывает, что удовлетворение требований по частоте спектра и стабильности частоты синтезатора может быть выполнено на основе ФАПЧ. Поэтому, создание цифровых СЧ для рефлектометрических систем дистанционной спектроскопии биологических объектов не возможно без теоретического точного анализа нелинейных процессов в СЧ на основе ФАПЧ и разработки конкретных и эффективных рекомендаций по снижению их влияния на чистоту спектра выходных колебаний СЧ.

В свете отмеченного понятна актуальность темы диссертационной работы, в которой решается важная задача для сельского хозяйства, медицины и биологии, связанной с созданием технических систем для дистанционного измерения диэлектрических характеристик биологических объектов на разных уровнях их развития (клетки, тканей, организма) рефлектометрическими

системами, в которых в качестве возбудителей используются цифровые синтезаторы частоты.

Полученные результаты позволят создать новые вещества и технологии в сельском хозяйстве, медицине, биологии и получить приоритетные для Украины новые сведения о физико-химических процессах в биологических системах.

Связь работы с научными программами, планами, темами.

Тема диссертационной работы связана с общими Украинскими программами: государственной научно-технической программой ГНИП-12 «Енерго- та ресурсозберігаючі технології у сільськогосподарському виробництві», постановление Кабинета Министров Украины от 24.12.2001 г., №1716 «Новітні технології та ресурсозберігаючі технології в енергетиці, промисловості та агропромисловому комплексі на 2002 – 2006 рр.», постановлением Президиума Национальной академии наук Украины от 25.02.09 №55 «Основні наукові напрямки, найважливіші проблеми фундаментальних досліджень у галузі природничих і гуманітарних наук на 2009 – 2013 роки».

По планам НИР и ОКР Таврического государственного агротехнологического университета были выполнены следующие научно-исследовательские работы: «Разработка научных систем, технологий и технических средств для обеспечения продовольственной безопасности южного региона Украины, номер государственной регистрации 0102U000678;

«Практические аспекты применения низкоэнергетического ЭМИ в медицине и сельском хозяйстве», номер государственной регистрации 0104U003720.

Цель и задачи исследования. Целью диссертационной работы является создание цифрового синтезатора частоты с высокой спектральной частотой выходного сигнала в качестве возбудителя рефлектометрической системы для исследования диэлектрической спектроскопии биологических объектов находящихся в свободном пространстве.

Для достижения поставленной цели необходимо выполнить следующие задачи:

- провести анализ методов и рефлектометрических систем по измерению ДП биологических объектов;
- исследовать создание возбудителя рефлектометрической системы на основе цифрового синтезатора частоты для дистанционного измерения ДП биологических объектов в широкой полосе частот;
- теоретически исследовать спектральные характеристики выходного сигнала синтезатора частоты с учетом нелинейности системы ФАПЧ;
- обосновать применение адаптивных компенсаторов помех для борьбы с частотой сравнения и ее гармоник в спектре выходного сигнала рефлектометра;
- провести экспериментальные исследования характеристик элементов рефлектометра и диэлектрической спектроскопии биологических систем растительного и животного происхождения дистанционным методом.

Объект исследования. Процесс исследования диэлектрической спектроскопии биологических объектов рефлектометрическими системами дистанционного типа.

Предмет исследования. Возбудители рефлектометрических систем на основе цифрового синтезатора частоты для дистанционного исследования диэлектрической спектроскопии биологических объектов.

Методы исследования. Для решения поставленной задачи использованы методы: функциональный – на основе рядов Вольтера; метрологической калибровки и аттестации; аналитические; теоретической физики и электродинамики.

Научная новизна полученных результатов состоит в следующем:

- впервые на основе функционального метода обоснованы параметры цифрового синтезатора частоты в качестве возбудителя рефлектометрических систем для дистанционного исследования диэлектрической спектроскопии биологических объектов [89];

- впервые разработана методика исследования нелинейных процессов в синтезаторах частоты на основе ФАПЧ, что позволило осуществить перестройку частоты в широком диапазоне и получить сигнал на выходе синтезатора с высокой стабильностью частоты и чистотой спектра [92];
- получили дальнейшее развитие теоретические исследования, которые отличаются от известных тем, что определяют эффективность функционирования адаптивного компенсатора побочных составляющих с учетом внутренних шумов и нелинейности параметров его элементов [112].

Практическая значимость полученных результатов. Применение рефлектометрической системы, с разработанным возбудителем на основе синтезатора частоты с повышенной спектральной частотой выходного сигнала, для дистанционного измерения ДП биологических объектов сельского хозяйства и медицины позволит: исследовать молекулярную структуру биологических веществ и их межмолекулярные взаимодействия; создать эффективную электромагнитную технологию для воспроизводства и лечения животных; использовать информационные электромагнитные излучения для повышения урожайности зерновых культур; провести контроль за состоянием биологических объектов, находящихся под воздействием физических факторов различной природы; повысить достоверность диагностики в медицине и ветеринарии; провести качественный анализ биофизических явлений на разных уровнях организации биологических систем: создать базу данных диэлектрической проницаемости биологических объектов сельского хозяйства и медицины в широком диапазоне частот. Внедрение рефлектометрической системы дистанционного измерения диэлектрической проницаемости микробиологических объектов животноводства (спермии, эмбрионы) в технологический цикл воспроизводства животных (хозяйство Запорожской обл.) позволило получить прибыль 27 тыс. грн.

Личный вклад соискателя. В научных работах, написанных в соавторстве вклад соискателя заключается в следующем:

- в работах [42, 39] автор провел анализ методов, технических систем, характеристик рефлекторов и обосновал невозможность их применения для дистанционного измерения диэлектрической проницаемости биологических объектов;
- в работе [89] автор на основе функционального метода обосновал и провел анализ синтезатора частоты в качестве возбудителя рефлектометра для дистанционного измерения диэлектрических параметров биологических объектов.

Апробация результатов диссертации. Основные результаты работы докладывались на международных научно-технических конференциях (г. Мелитополь, ТАТУ, 2008 – 2011 гг.);

Международных научно-технических конференциях «Проблемы энергосбережения в АПК Украины» (г. Харьков, ХНТУСХ, 2008 – 2011 гг.);

Научно-технической конференции «Влияние физических факторов на биологические объекты» (г. Харьков, ХНУРЭ, 2008 г.);

Международной научно-технической конференции «Информационные технологии: наука, техника, технологии, образование, здоровье» (г. Харьков ТУ «ХПИ» 2009 – 2010 г.);

Международной научно-практической конференции «Научно-инновационная деятельность и предпринимательство в АПК» (г. Минск, 2009 г.);

VIII^{ой} международной научной конференции «Живые системы и биологическая безопасность населения» (г. Москва, ГУПБ, 2009 г.);

Публикации. Основные положения диссертационной работы опубликованы в 2-х статьях научно-технических сборниках и 3-х статьях научно-технических журналов.

РАЗДЕЛ 1

АНАЛИЗ МЕТОДОВ И РЕФЛЕКТОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОГО ИЗМЕРЕНИЯ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

1.1. Анализ использования диэлектрических параметров биологических объектов в технологических процессах медицины и сельского хозяйства

В настоящее время для создания перспективных информационных электромагнитных технологий в медицине и сельском хозяйстве необходимо создание базы данных о диэлектрической проницаемости биологических объектов на разных уровнях их организации: микро-, макро- и нано уровнях [1 – 5]. В медицине накоплен обширный материал, связанный с применением электромагнитных технологий лечения, которые требуют информации о диэлектрической проницаемости органов человека в широком частотном диапазоне.

Показано, что облучение крови язвенных больных *invitro* приводит к восстановлению сниженной метаболической активности лейкоцитов, фагоцитарной активности нейтрофилов и моноцитов [6]. В экспериментах на крысах получен новый эффект стимуляции лейкопоза под влиянием однократного пятнадцатиминутного воздействия [7]. Стимуляция лейкопоза формируется в две фазы. Первая фаза характеризуется формированием в течение 48 часов нейтрофильного лейкопоза, который в интервале от 48 до 72 часов сменяется лимфоцитозом. В последующем наблюдается обратная динамика развития клеточного состава крови и показатели лейкоформулы к 6 суткам приходят в норму.

ЭМП мм диапазона оказывает существенное нормализующее влияние на показатели системы свертывания крови при заболеваниях сердечнососудистой системы, в частности, стенокардии [8], инфаркте миокарда [9]. Микроволновая резонансная терапия оказывает положительное действие, прежде всего на антикоагулянтное звено системы свертывания крови (повышение уровня гепарина в крови, повышение активности одного из ключевых компонентов каскада свертывания антитромбина-III). Показано положительное влияние ЭМП на репродукционный потенциал стволовых клеток, что особенно важно при решении проблемы повышения эффективности миелотерапии при заболеваниях кроветворной и иммунной систем человека, при лучевых поражениях, раке и других патологических состояниях, связанных с нарушением гемоиммунопоза.

Продemonстрировано, что электромагнитное крайневысокочастотное излучение низкой интенсивности снижает поглощение йода тиреоидной тканью [10]. Это является экспериментальным обоснованием использования КВЧ излучения в комплексной терапии интоксикации радиойодом в качестве радиопротекторного воздействия. Было показано, что при использовании традиционной медикаментозной терапии у больных гипертонической болезнью I стадии, функциональное состояние сердечнососудистой системы после окончания курса лечения не восстанавливается в достаточной степени, о чем свидетельствуют результаты велоэргометрической пробы, а при гипертонической болезни II стадии у этой же группы больных остается относительно высоким общее периферическое сопротивление [11]. В то же время, применение КВЧ терапии при гипертонической болезни I стадии достаточно полно восстанавливает компенсаторные возможности сердечнососудистой системы. При гипертонической болезни II стадии КВЧ-терапия оказывает более благоприятное, нормализующее влияние на гемодинамику больных, снижая общее периферическое сопротивление, увеличивая сердечный индекс. Стойкий гипертензивный эффект получен у 80% больных гипертонической болезнью [12].

Доказана эффективность использования ЭМП мм-диапазона как монотерапии, так и в комбинации с традиционной медикаментозной терапией при лечении больных ишемической болезнью сердца [13]. При стенокардии ЭМП способствует уменьшению частоты приступов и переходу прогрессирующей стенокардии в стабильную, росту при этом резервных возможностей и аэробной мощности миокарда, что коррелирует с показателем физической работоспособности больных [14]. Использование ЭМП мм-диапазона рассматривается как эффективный метод лечения коронарной недостаточности у больных стенокардией I-III функциональных классов, контролирующей по своей значимости с медикаментозными методами коррекции [15].

Данные многочисленных исследований позволяют предположить, что выбором рабочих частот, плотности потока мощности, модуляционных параметров ЭМП и значения диэлектрической проницаемости органов и тканей можно добиться благоприятного влияния на ход лечения многих болезней. Воздействие ЭМП усиливает и ускоряет борьбу с заболеваниями, мобилизуя собственные возможности организма. Проникая в организм, электромагнитные сигналы на определенных (резонансных) частотах трансформируются в информационные сигналы, осуществляющие управление и регулирование восстановительными процессами в нем. Причем восстановительные процессы в значительной мере будут зависеть от диэлектрической проницаемости органов [16 – 21]. Значение диэлектрической проницаемости биологических объектов и ее изменение в процессе обработки этих объектов электромагнитным излучением позволяет судить о механизме воздействия электромагнитной энергии на них и об изменении структуры этих сложных гетерогенных систем [20]. Показано, что изменение и анализ динамики диэлектрической проницаемости биологических тканей, например, компонент крови в ЭМП приобретает в настоящее время большое значение в практической медицине для экспресс-диагностики инфаркта миокарда [22].

По величине диэлектрической проницаемости, измеряемой дистанционно радиоволновым методом, можно обнаружить злокачественные образования внутри биологических тканей. Этот метод диагностики может быть использован во многих практических приложениях, требующих прецизионного определения внутренних вертикальных профилей диэлектрической проницаемости [23 – 25].

Вопросы оптимального применения электромагнитной энергии в сельскохозяйственном производстве связаны, прежде всего, с изучением диэлектрических свойств биологических объектов [26]. Изучение диэлектрических свойств семян и почвы в зависимости от температуры, влажности, при воздействии ЭМ энергии, позволит определить режимы обработки почвы, глубину заделки семян, оптимальные параметры ЭМП при обработке семян.

В опытах с животными было установлено, что ЭМП могут быть использованы при лечении бронхопневмонии, серьезных и гнойных плевритов у овец и коров [27]. Исследования, проводимые на лошадях, крупном рогатом скоте и мелких домашних животных показали, что электромагнитные излучения могут быть использованы для лечения миозитов, артритов, энтероколитов, эмфиземы и переутомления, а также способствовать быстрому заживлению ран без применения антибиотиков [27 – 31].

В последнее время, в связи с дефицитом продовольственных запасов в мировой экономике, большое внимание уделяется проблеме контроля качества сельскохозяйственной продукции на всех этапах жизненного цикла: - производства, хранения, переработки, потребления. Например, СВЧ контроль параметров молока, гидратационная способность криоконсервантов, оценка морозоустойчивости растений.

При лабораторном анализе молока основное внимание уделяют главным компонентам: содержанию жира, белка, лактозы, сухих веществ. В настоящее время для определения содержания жира, белка, лактозы в молоке используют различные косвенные методы: фотометрический, инфракрасную

спектроскопию, ультразвуковой метод, методы люминесцентного анализа и др.

Но все они сложные, а некоторые требуют даже специальной предварительной подготовки пробы.

Радиоволновой метод на основе анализа диэлектрических параметров может заменить многочисленные косвенные методы измерения многокомпонентных смесей.

Однако, методика многокомпонентных полидисперсных систем в диапазоне СВЧ, практически не разработана и требует расширения исследований, как в частотном, так и в температурном диапазонах.

При решении задач, связанных с низкотемпературным консервированием и длительным хранением биологических объектов: спермы сельскохозяйственных животных, крови, костного мозга - особые требования предъявляются к контролю свойств консервирующей среды (водных растворов органических соединений) [32 –34].

В первую очередь, необходимо точное определение и поддержание гидратационной способности консервирующей среды, которая определяется количественным изменением структурно-свободной влаги в растворе при заданном изменении общего влагосодержания в нем. В противном случае использование раствора приводит к существенному снижению выживаемости биообъекта при его консервации [34].

Существующие средства контроля гидратации жидкостей обладают недостаточной точностью и чувствительностью измерений в столь широком диапазоне физико-химических свойств, которыми характеризуются консервирующие растворы [33].

Указанные недостатки, присущие существующим средствам контроля гидратации жидкостей, можно устранить применением радиоволновых методов измерения влагосодержания в жидкостях в КВЧ диапазоне длин волн λ [35].

В основе радиоволновых методов контроля гидратационных свойств растворов лежит факт, что коэффициент поглощения ЭМ энергии свободной и связанной воды различаются на несколько порядков.

Радиоволновые методы являются перспективными при использовании диэлектрической спектроскопии для селекции растений на морозоустойчивость [36].

В ходе зимовки растений с помощью специально разработанного метода измерения небольших образцов изучали изменение обеих составляющих комплексной диэлектрической проницаемости. Путем сравнения с оценкой аналогичного материала по тестам морозоустойчивости с полевыми наблюдениями и изменением активности воды в ткани криоскопическим методом были найдены закономерности поведения диэлектрических свойств растительной ткани в диапазоне частот 10...450 МГц, обусловленные изменением связи воды.

Из проведенного анализа следует, что для эффективного применения ЭМП в сельском хозяйстве, пищевой и перерабатывающей промышленности, а так же для контроля качества и сохранности сельскохозяйственной продукции актуальным является создание информационно-измерительных систем для воспроизведения, хранения и передачи размеров единиц комплексной диэлектрической проницаемости биообъектов в широком частотном диапазоне ЭМИ [37].

В Украине систематизация данных о диэлектрических свойствах биообъектов до настоящего времени не проводилась. Немногочисленные исследования по диэлектрической спектроскопии биологических объектов проводились в ограниченных частотных диапазонах и носили разрозненный характер. Поэтому возникает необходимость по созданию, широкополосных по частоте, новых ИИС измерения диэлектрических свойств биологических объектов.

1.2. Методы и средства дистанционного измерения диэлектрических параметров биологических объектов

Измерение ДП материалов и биологических веществ является методологически первой и основной задачей в области контроля состава и свойств материалов и биологических веществ. Кроме того, измерение диэлектрических параметров в области ЭМ биологии, несущего информацию о физических и биофизических свойствах вещества и их зависимости от различных физических факторов в широкой полосе частот, требует проведения анализа существующих методов и средств измерения.

Весомый вклад в развитии методов технических систем диэлектromетрии внесли многие отечественные и зарубежные ученые: Брандт А., Харвей А. Ф., Берлинер М. А., Бенуар В. К., Ахадов Я. Ю., Потапов А. А., Kumar A., Gabriel S., Grisson D., Кучин Л. Ф., Черенков А. Д., Федюшко Ю. М. и др.

Современные методы и средства измерений ДП при нормальных условиях и в условиях внешних воздействий основаны на свойствах любого вещества к взаимодействию с ЭМП [36 – 45].

Характер взаимодействия ЭМП со средой определяется свойствами среды: ДП и магнитной проницаемостью. Потери в материалах и биологических веществах в СВЧ и КВЧ диапазонах связаны поляризацией связанных зарядов, ориентацией диполей, перемещением переносчиков заряда (ионных и электронных).

Значение комплексной ДП большинства веществ изменяются с частотой, то есть обладают дисперсией [40]. Один вид дисперсии определяется релаксацией Дебая с пиком поглощения ε'' на частоте $\frac{1}{2\pi\tau}$ [36, 37]. Другой вид дисперсии определяется квантовыми переходами в атоме или молекуле с одного энергетического уровня на другой с пиком поглощения по частоте перехода. Поэтому диэлектрические свойства определяются процессами,

которые доминируют в биологических средах, и их можно описать на основе указанных релаксационных закономерностей [40].

Методы измерения электрофизических свойств веществ в СВЧ диапазоне можно разделить на методы измерения в объемном резонаторе, в линии передачи и в свободном пространстве.

Для научных исследований и практических работ в биологии, медицине и сельском хозяйстве особую ценность представляют измерения диэлектрической проницаемости биообъектов в свободном пространстве, ввиду отсутствия физического возмущения вносимого в исследуемый объект при подготовке образца к проведению измерений.

Существующие в настоящее время информационно-измерительные системы дистанционного измерения диэлектрической проницаемости объектов в СВЧ диапазоне разделяются на две основные подгруппы: измерители на основе анализа стоячей волны и на основе анализа отношений падающих, прошедших и отраженных от исследуемого объекта сигналов [42]. Методы измерения, основанные на применении измерительных линий предназначены для измерения характеристик стоячих волн, возникающих в результате суперпозиции падающей $U_{\text{пад}}$ и отраженной $U_{\text{отр}}$ волн вдоль линии передачи. Отношение между $U_{\text{отр}}$ и $U_{\text{пад}}$ характеризуются коэффициентом отражения или коэффициентом стоячей волны [41, 42].

По измеренным характеристикам стоячих волн могут быть рассчитаны модуль и фаза коэффициентов отражения, потери четырехполюсника, длина волны, частота, параметры среды (диэлектриков) [41].

Обычно в свободном пространстве методом измерительной линии измеряется диэлектрическая проницаемость плоских листов диэлектрика с малыми потерями [43]. При исследовании листовых материалов с малыми потерями измеряется лишь фаза коэффициента прохождения плоской линейно поляризованной волны через слой диэлектрика.

При измерении фазы коэффициента прохождения лист диэлектрика размещается между передающей и приемной антеннами измерительной установки.

Набег фазы измеряется с помощью измерительной линии, включенной в канал опорного сигнала, как это показано на рис. 1.1.

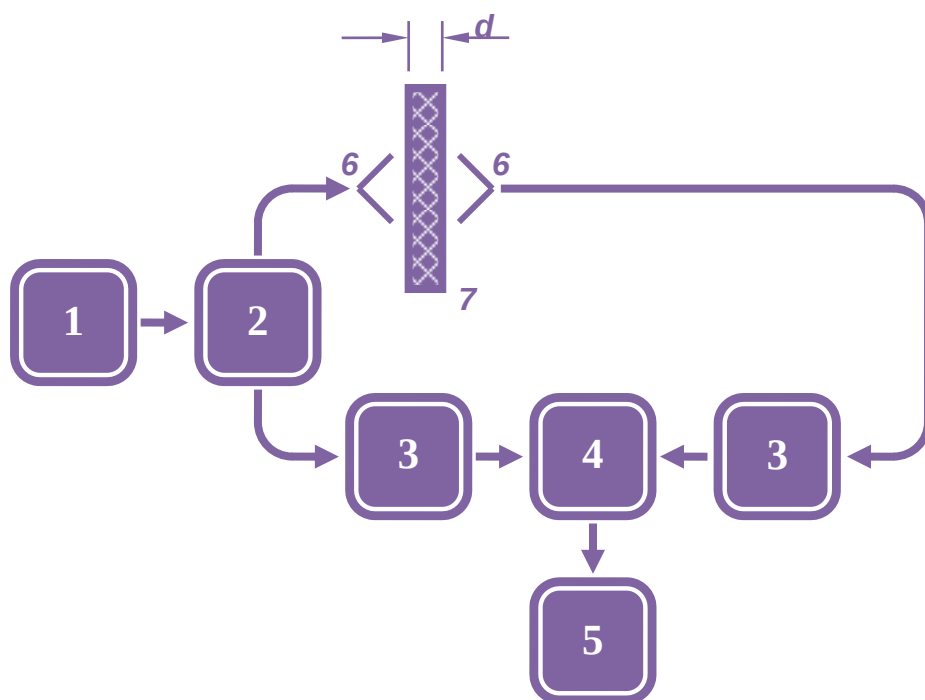


Рис. 1.1. Структурная схема измерения диэлектрической проницаемости методом свободного пространства с использованием измерительной линии,

где: 1 – генератор;

2 – разветвитель;

3 – развязывающие аттенюаторы;

4 – измерительная линия;

5 – индикатор;

6 – передающая и приемные антенны;

7 – образец диэлектрика толщиной d .

Фазовый набег при этом равен:

$$\arg T - \frac{2\pi d}{\lambda_0} = 2 \frac{2\pi}{\lambda_B} \Delta Z, \quad (1.1)$$

где λ_B – длина волны в измерительной линии,

ΔZ – смещение минимума стоячей волны,

d – толщина диэлектрика,

T – коэффициент прохождения.

Обозначив правые части уравнения (1.1) через $\Delta\varphi$ получим:

$$\arg T = \Delta\varphi + \frac{2\pi d}{\lambda_0}. \quad (1.2)$$

При известной величине $\arg T$ значение ε может быть найдено путем решения трансцендентного уравнения графическим или численным способом.

Обычно при вычислении ε пользуются приближенным значением:

$$\arg T \approx \frac{2\pi d}{\lambda_0} \sqrt{\varepsilon} d, \quad (1.3)$$

получаемым без учета многократных переотражений волны внутри листа диэлектрика. Значение ε вычисляется по формуле:

$$\varepsilon = \left(1 + \frac{\Delta\varphi}{2\pi} \frac{\lambda_0}{d} \right)^2, \quad (1.4)$$

Если $\Delta\varphi$ определяется по величине смещения рупора, то:

$$\varepsilon = \left(1 + \frac{\Delta l}{d} \right)^2, \quad (1.5)$$

Источником систематических погрешностей при измерении будет, в первую очередь, многократные отражения от листа диэлектрика и рупоров, влияющие на результат измерения фазы.

Следует отметить, что методу стоячей волны присущи такие недостатки: измерение только на фиксированной частоте; узкополосность; сложность автоматизации процесса измерений.

При исследованиях по методу измерений, основанному на анализе отношений падающих, прошедших и отраженных от исследуемого объекта сигналов используют рефлектометры, структурная схема которых приведена на рис. 1.2.

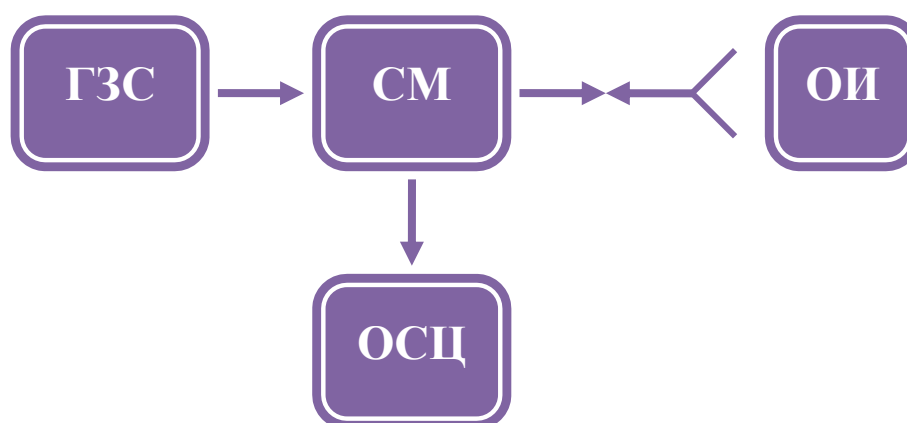


Рис. 1.2. Структурная схема рефлектометра для измерений в свободном пространстве

Здесь зондирующий сигнал генератора (ГЗС) через широкополосный смеситель (СМ) (выполненный в виде линии передачи с входом и выходом – смеситель «на проход») поступает на исследуемый объект (ОИ) и одновременно после стробоскопического преобразования наблюдается на экране осциллографа (ОСЦ). Отраженный от неоднородностей исследуемого объекта сигнал, пройдя смеситель, после стробоскопического преобразования наблюдается вместе с зондирующим сигналом на экране осциллографа. Эти сигналы после Фурье-преобразования определяют коэффициенты рассеивания S_{11} и S_{12} материала образца [44].

$$S_{11} = S_{22} \frac{\Gamma(1 - e^{-2x})}{(1 - \Gamma^2 e^{-2x})}; \quad (1.6)$$

$$S_{12} = S_{21} \frac{\Gamma(1-\Gamma^2)e^{-x}}{(1-\Gamma^2 e^{-2x})}, \quad (1.7)$$

где $\Gamma = \frac{\sqrt{\mu} - \sqrt{\varepsilon}}{\sqrt{\mu} + \sqrt{\varepsilon}},$

$$x = j\gamma_0 \sqrt{\mu \cdot \varepsilon}. \quad (1.8)$$

$$\left. \begin{aligned} \mu &= \mu' - j\mu'' \\ \varepsilon &= \varepsilon' - j\varepsilon'' \end{aligned} \right\}. \quad (1.9)$$

Здесь μ', ε' – реальные, а μ'', ε'' – мнимые составляющие комплексных величин ε и μ .

При известных значениях S_{11} и S_{21} систему выражений (1.6), (1.7) можно решить относительно ε и μ следующим образом:

$$\varepsilon = \sqrt{DC}, \quad \mu = \sqrt{\frac{C}{D}} \quad (1.10)$$

где $D = \frac{1 - 2S_{11} + |S|}{1 + 2S_{11} + |S|}, \quad (1.11)$

$$C = \frac{\gamma^2}{\gamma_0^2}, \quad \gamma = \gamma_u + n\pi, \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (1.12)$$

$$\gamma_u = \ln(P \pm \sqrt{P^2 - 1}),$$

$$P = \frac{1 - |S|}{2S_{21}}, \quad (1.13)$$

$$|S| = S_{11}^2 - S_{21}^2. \quad (1.14)$$

Из (1.6) – (1.14) следует, что одновременное измерение частотных зависимостей $S_{11}(f) = S_{21}(f)$ образца, в соответствии с рис. 1.2, в принципе позволяет решить задачу определения частотных зависимостей комплексных значений ε и μ . Однако практическая реализация получения требуемых характеристик для исследования биологических объектов в свободном пространстве таким методом определения ε и μ связана с преодолением ряда трудностей. Поэтому рассмотрим более детально пути практической реализации данного метода измерения ε , μ и область его применения для исследования биологических объектов в свободном пространстве.

Рассмотрим некоторые типы современных рефлектометров для исследования объектов в свободном пространстве. Наибольшее распространение при дистанционном зондировании получили рефлектометры с импульсными радиосигналами [44 – 60].

В [49] описан рефлектометр, в которых был использован генератор импульсов на диоде Ганна мощностью около 3 Вт на несущей частоте 6,2 или 6,5 ГГц. Отраженные сигналы через циркулятор поступали на вход стробоскопического осциллографа. Этот прибор позволял обнаружить неоднородности с коэффициентом отражения порядка $5 \cdot 10^{-4}$.

Похожий по конструкции прибор с генератором зондирующих импульсов на маломощном диоде Ганна описан в [46]. Этот прибор работает в диапазоне частот 7...11 ГГц при динамическом диапазоне около 40 дБ.

При рефлектометрических измерениях большое значение имеет возможность перестройки несущей частоты зондирующего сигнала в широком диапазоне частот, что позволяет оценивать отражающий объект по частотной характеристики модуля коэффициента отражения [47]. Зондирующие радиоимпульсы длительностью 2...200 нс и мощностью около 70 мВт получаются при помощи быстродействующего сверхширокополосного модуля на $p-i-n$ диоде из непрерывного сигнала внешнего генератора гармонических колебаний с частотой 1...18 ГГц. Отраженные сигналы могут непосредственно наблюдаться на широкополосном осциллографе, что обеспечивает

динамический диапазон порядка 40 дБ, вполне достаточный, например, для измерения параметров элементов антенного тракта РС.

В [45] описан вариант импульсного рефлектометра с зондирующим сигналом в виде радиоимпульса большой длительности с крутым фронтом. При этом отраженные сигналы многократно накладывается один на другой, что в принципе позволяет измерить их модули и фазы. Конечный результат рефлектометрических измерений представляет собой совокупность двух-трех параметров отраженного сигнала (амплитуда, положение центра тяжести, фаза заполнения), в то время как на осциллографе измеряются сотни отсчетов мгновенных значений сигнала. Поэтому оптимизация методики измерений параметров неоднородностей может обеспечить значительный энергетический выигрыш.

В корреляционном рефлектометре [49] в качестве источника зондирующего сигнала был использован генератор сигнала с линейной частотной модуляцией. Была получена точность измерения модуля $|\Gamma|$ в 3%, фазы 3° ; измерялись $|\Gamma| > 10^{-4}$.

Довольно большое распространение получили корреляционные рефлектометры с линейной частотной модуляцией и усреднением корреляционного произведения зондирующего и отраженного сигналов на промежуточных частотах, что позволяет построить многоканальную схему коррелометра без аналоговой линии задержки.

Схема такого коррелометра содержит перемножитель зондирующего и отраженного сигналов и систему фильтров, настроенных на частоты F_e [50],

$$F_e = k(f)2l / v_\phi(f),$$

где l – расстояние до неоднородности;

v_ϕ – фазовая скорость;

$k(f)$ – скорость перестройки частоты которая должна выбираться такой, чтобы отношение $k(f)2l / v_\phi(f)$ оставалось постоянным.

В корреляционных рефлектометрах с ЧМ сигналом вместо фильтров используют низкочастотный анализатор спектра, а в качестве генератора зондирующего сигнала – генератор на диоде Ганна с перестройкой частоты при помощи резонатора со сферой из железоиттриевого граната (ЖИГ) [50]. Схема автоматической регулировки скорости перестройки частоты позволяет осуществить эффективную коррекцию фазовых искажений по частоте сигнала, получающегося при сравнении зондирующего сигнала и отражения от какой-либо неоднородности, выбранной в качестве опорной. Отклонение разностной частоты от номинальной используется в качестве управляющего сигнала схемы автоматической коррекции, что позволяет компенсировать дисперсионные искажения и получить разрешающую способность коррелометрического рефлектометра по расстоянию, близкую к длине волны в волноводе.

Известно, несколько реализаций измерительных устройств, выдающих результаты измерений во временной области, но использующих при измерениях объектов гармонические сигналы большой длительности. В [51] приведены результаты измерений параметров отражающих объектов под поверхностью земли, выполненных при помощи сигнала, синтезированного из 128 гармонических сигналов в диапазоне 0,4 – 3,56 ГГц. Полученный с выхода ЭВМ эквивалентный зондирующий сигнал по форме был близок к апериодическому импульсу и при отражении от объектов с разными формами (камни, металлические тела разной формы и т.д.) изменял свою форму. Как оказалось, исследуя корреляционные свойства такого сигнала, можно классифицировать объекты по типу.

Приведенные в исследовании примеры использования радиоимпульсных систем показывают, что для диэлектрической спектроскопии биообъектов в свободном пространстве, обусловленной свойствами материалов, существующие радиочастотные импульсные системы в большинстве случаев малоприменимы. Дело в том, что зависимость от частоты ε и μ наиболее заметна вблизи линий поглощения, т.е. в частотных зонах малоприспособных для

существующих задач радиоимпульсного дистанционного зондирования объектов.

В последнее время широкое распространение получили рефлектометры, использующие видеоимпульсные сигналы.

В литературе описаны видеоимпульсные рефлектометры, длительность фронта аппаратурной функции которых 28...100 пс [44, 62, 64]. Импульсный рефлектометр, имеющий смеситель на туннельном диоде и работающий с использованием принципа дискриминатора мгновенных значений, имеет особую высокую чувствительность [64].

Видеоимпульсные рефлектометры, имеющие длительность фронта аппаратурной функции 30...100 пс, уровень собственных шумов 2...5 мВ и амплитуду зондирующего сигнала 0,2...1 В, позволяют определять непосредственно по рефлектограмме отклонение волнового сопротивления линии от номинала на 0,5 Ом, минимальную емкостную неоднородность 0,008...0,02 пф, минимальную индуктивность 0,01...0,05 нГц, разрешение в линии с воздушным заполнением 4,5...15 мм, а в полосковых линиях на диэлектрической подложке – до 1...5 мм [44].

Также они позволяют измерять параметры как твердых, так и жидких диэлектриков в диапазоне $10^5 \dots 10^{10}$ Гц с погрешностью измерения 1+3% [44].

Но данный тип рефлектометров ввиду маленькой импульсной мощности генераторов зондирующего сигнала в СВЧ диапазоне (например, при длительности фронта импульса туннельного диода 20 пс амплитуда зондирующего импульса на нагрузке линии 50 Ом составляет 0,2 В) не может в настоящее время быть применен для исследования биообъектов в свободном пространстве. Кроме того, в видеоимпульсных рефлектометрах, использующих быстрое преобразование Фурье, результаты выдаются только на кратных частотах в отличие от частотного сканирования, в котором измерения могут выполняться на любой выбранной частоте. Таким образом, проведенный анализ методов и современного состояния технических устройств рефлектометрии позволяет сделать следующие выводы:

- в настоящее время отсутствуют специализированные рефлектометры, предназначенные для измерения диэлектрической проницаемости биологических объектов в свободном пространстве.
- для дистанционного измерения диэлектрической проницаемости биологических объектов рефлектометрическими системами в широком частотном диапазоне необходимо использовать радиоимпульсы нано и субнаносекундной длительности и методы частотного сканирования;
- исследование диэлектрических параметров биологических объектов дистанционным способом требует разработки методик измерения и специализированных рефлектометрических систем.

1.3. Анализ характеристик рефлектометрических систем для дистанционного измерения диэлектрических параметров биологических объектов

На основании проведенного анализа в подразделе 1.2 для дистанционных рефлектометрических исследований биологических объектов в свободном пространстве предпочтительным является применение многочастотной РС с быстрой перестройкой частоты задающего генератора. Наиболее распространенным способом изменения несущей частоты в многочастотных РС является быстрая перестройка частоты маломощного задающего генератора СВЧ с последующим усилением (если это необходимо) генерируемых им сигналов в широкополосном усилителе мощности [65 – 67].

В качестве перестраиваемых задающих генераторов в СВЧ диапазоне предпочтительно использование синтезаторов частоты.

Известно, что потенциальные значения ТТХ определяются параметрами зондирующих сигналов и системой их обработки [68 – 70]. При выбранных параметрах сигнала и системы обработки, реализация основных потенциальных

ТТХ зависит от стабильности параметров зондирующих сигналов, в первую очередь, фазовых характеристик, которые определяются суммарным влиянием различных причин [69]. Там же показано, что суммарное влияние искажений фазы определяется выражением:

$$\sigma_{\Sigma}^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2 + \sigma_4^2 + \sigma_5^2, \quad (1.15)$$

где σ_{Σ} – дисперсия фазы зондирующего сигнала;

σ_1 – дисперсия фазы в приемо-передающем тракте;

σ_2 – дисперсия фазы за счет изменения положения РС;

σ_3 – дисперсия фазы за счет распространения сигнала;

σ_4 – дисперсия фазы при отражении сигнала от объектов;

σ_5 – дисперсия фазы в системе обработке.

Указанные причины искажения фазы приводят к искажению выходного сигнала и в конечном итоге ухудшают потенциальные характеристики РС [70]. Для диэлектрической спектроскопии при ближнепольном зондировании биообъектов слагаемые σ_2 , σ_3 пренебрежительно малы

Известно, что основными характеристиками рефлектометра для диэлектрической спектроскопии биообъектов в свободном пространстве является разрешающая способность и точность измерений [70].

Оценим влияние помех на точностные показатели качества рефлектометра. Известно, что разрешающая способность РС по параметру α характеризуется интервалом $\Delta\alpha$ [70].

$$\Delta\alpha \cong \Delta\alpha_{\text{пот}} \left| \frac{N_0(f) + M(f)}{N_0(f)} \right|, \quad (1.16)$$

где $\Delta\alpha, \Delta\alpha_{\text{пот}}$ – соответственно реальный и потенциальный интервалы разрешения РС по параметру α ;

$N_0(f)$ – спектральная плотность внутренних шумов, пересчитанных на вход;

$M(f)$ – мгновенный спектр внешних помех на входе РС.

Обычно точность РС оценивается среднеквадратичной ошибкой измерений. В инженерной практике для определения реальной точности РС широко используется формула для потенциальной среднеквадратичной ошибки измерений параметра α [66].

$$\sigma_{\alpha POT} = \frac{\beta}{\sqrt{2\mathcal{E}} \frac{|N_0(f)|}{|N_0(f) + M(f)|}}, \quad (1.17)$$

где β – потенциальная разрешающая способность РС,

$\mathcal{E}$ – энергия сигнала.

При этом вводятся коэффициенты потерь k_1 , k_2 , учитывающие соответственно уменьшение отношения сигнал-шум и ухудшение β . Реальное значение сигнал-шум находят по формуле:

$$\frac{\sqrt{2\mathcal{E}}}{|N_0(f) + M(f)|} = \frac{\sqrt{2\mathcal{E}}}{|N_0(f)|} \frac{|N_0(f)|}{|N_0(f) + M(f)|}. \quad (1.18)$$

Следовательно,

$$k_1 = \left| \frac{N_0(f) + M(f)}{N_0(f)} \right|. \quad (1.19)$$

Из выражения (1.16) можно видеть, что

$$k_2 \cong \left| \frac{N_0(f) + M(f)}{N_0(f)} \right|. \quad (1.20)$$

Тогда: точность измерения можно оценить следующим образом:

$$\sigma_{\alpha} \cong \frac{\beta}{\sqrt{2\mathfrak{E}}} k_1 k_2 = \sigma_{\alpha\text{ПОТ}} \left| \frac{N_0(f) + M(f)}{N_0(f)} \right|^2. \quad (1.21)$$

Таким образом анализ формул (1.16)...(1.21) показывает, что высокая разрешающая способность и точность измерений обеспечивается в основном за счет высокой чистоты спектра выходного сигнала рефлектометра.

Например, для изменения параметров $S_{11}(j\omega)$ и $S_{21}(j\omega)$ при измерении диэлектрической проницаемости биообъектов по формулам (1.10) регистрируют отраженный, прошедший и зондирующий сигналы. При помощи алгоритма быстрого преобразования Фурье находят спектры этих сигналов, а по их отношению – S-параметры. Параметр $S_{11}(j\omega)$ определяют через отношение спектра отраженного сигнала к спектру зондирующего сигнала. Погрешность измерения будет зависит от того насколько спектральная плотность мощности зондирующего сигнала в выбранном диапазоне частот будет значительно превышать спектральную плотность шума и дискретных составляющих в спектре сигнала т.е. от спектральной чистоты сигнала.

Определим основные составляющие спектральной чистоты выходного сигнала рефлектометра.

В [69] показано, что основной вклад в ухудшение потенциальных характеристик РС вносит приемно-передающий тракт.

Поэтому, исходя из условий работы РС к фазовой стабильности приемно-передающего тракта, предъявляются очень жесткие требования. При идеальной стабильности этого тракта отсутствуют случайные изменения принятого сигнала, обусловленные флуктуациями амплитуды и фазы зондирующего сигнала, а также отраженного сигнала в результате его прохождения через приемное устройство. Но реальный приемно-передающий тракт вносит фазовые искажения, как по амплитуде, так и по частоте.

В свою очередь кратковременная стабильность частоты возбуждителя, в том числе и синтезатора, определяется суммарным действием

детерминированных и флуктуационных возмущений в спектре выходного сигнала, в отличие от идеального синтезатора, спектр выходного колебания которого содержит только одну полезную дискретную спектральную линию.

Если спектр помехи выходного колебания синтезатора является не только сплошным, но и содержит n дискретных спектральных линий, и если все компоненты помехи взаимно некоррелированы, то чистота спектра реального синтезатора характеризуется выражением:

$$D = \frac{P_n}{P_C} = \frac{P_{nu} + \sum_{K=1}^n P_{ng}}{P_C} = \frac{P_{nu}}{P_C} + \sum_{K=1}^n \frac{P_{ng}}{P_C}, \quad (1.22)$$

где P_{nu} – помеха, имеющая шумовой спектр;

P_{ng} – помеха, имеющая только одну дискретную линию.

Основываясь на результатах подраздела, можно сделать вывод о том, что для получения высокой разрешающей способности рефлектометра $\leq 1\%$ необходимо, чтобы дискретные компоненты в спектре выходного сигнала синтезатора должны быть подавлены до уровня собственных фазовых шумов синтезатора, т.е. до -160 дБ.

Учитывая, что для работы РС в см и мм диапазонах, заданное быстродействие и высокая чистота спектра обеспечивается применением синтезаторов частоты, проведем анализ современного состояния вопроса по построению ССЧ СВЧ диапазона с целью использования их в качестве возбuditелей- гетеродинов рефлектометров для исследования биообъектов в свободном пространстве.

Основными требованиями, предъявляемыми к ССЧ рефлектометра для диэлектрической спектроскопии, является обеспечение достаточно быстрой перестройки с одной рабочей частоты на другую в пределах заданного диапазона частот и высокая спектральная чистота выходного сигнала при необходимом для зондирования в свободном пространстве уровне мощности. Из известных многочисленных публикаций [71 – 77] основой для разработки

ССЧ подобного типа может служить монография Галина А. С. [74]. Согласно выводам и практическим рекомендациям этой работы в см и тем более в мм диапазонах волн наиболее полное удовлетворение требованиям по основным характеристикам можно получить путем косвенного метода синтеза на основе аналоговых и цифровых систем ФАПЧ. Это вызвано тем обстоятельством, что прямой метод синтеза не позволяет получить высокую спектральную чистоту выходного сигнала, т.к. умножение и другие нелинейные преобразования частоты опорных генераторов в области мм диапазона приводит к недопустимому уровню флуктуационных и дискретных побочных составляющих в спектре выходного сигнала.

В работе [79] описан синтезатор частот СВЧ диапазона волн, обладающий очень малым уровнем шумов. Собственно синтезатор работает в диапазоне 7,2...7,4 ГГц и выполнен на основе цифровой ФАПЧ. За счет применения в СВЧ подстраиваемом автогенераторе высокодобротного резонатора ($Q \geq 2,3 \cdot 10^4$) из титаната бария получена спектральная плотность мощности фазовых шумов – 130 дБ/Гц на расстоянии 1 кГц от несущей. Однако перенос частоты такого синтезатора в область 93 ГГц и выше с помощью диодного умножителя увеличивает уровень мощности фазовых шумов до 75 дБ/Гц на частоте 1 кГц и до – 105 дБ/Гц – на 100 кГц от несущей. Естественное, дальнейшее умножение частоты еще больше ухудшит спектральные характеристики выходного сигнала.

Применение прямого метода синтеза в чистом виде даже в см диапазоне волн дает недопустимый уровень дискретных побочных составляющих. В быстродействующем частотном синтезаторе диапазона

5...6 ГГц для приемного устройства [80] получено подавление побочных дискретных составляющих в спектре выходного сигнала до 30 дБ. Умножение частоты такого сигнала в мм диапазоне волн приведет к недопустимому их уровню, т.к. в процессе умножения их уровень возрастает с приращениями 6 дБ на октаву. Такими же недостатками обладает и метод расширения диапазона частот синтезатора, в котором для этих целей на выходе синтезатора включают

несколько умножителей с полосовыми фильтрами и фильтром низких частот, служащим для подавления гармоник частоты высших порядков [80, 81].

Различные варианты схемных решений умножителей частоты не дают ощутимого результата по ухудшению спектральной чистоты выходного сигнала [82, 83].

Разработка и применение систем синтеза частот с умножением объясняется, прежде всего, желанием использовать уже существующие синтезаторы дм и см диапазонов в требуемом участке мм диапазона. Однако получаемые при этом спектральные характеристики выходных сигналов не удовлетворяют требованиям многих случаев применения, в связи с чем появляются публикации о разработках синтезаторов мм диапазона с применением систем ФАПЧ [84, 85]. Наиболее простой способ переноса частоты существующих синтезаторов в мм диапазон волн с одновременным получением требуемых спектральных характеристик является применение систем ФАПЧ в качестве активных фильтров при умножении частоты синтезатора. В [86] приведено сообщение о получении сетки частот в диапазоне 220 ГГц при полосе $\Delta f = 3\%$. Для этой цели используется промышленный синтезатор Ч6-31 (1ГГц – 50 мГц) и 4 кольца системы ФАПЧ, с помощью которых выходная частота синтезатора умножается до метрового, 3-х сантиметрового, 4-х миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн. При этом первое кольцо используется как узкополосный фильтр, позволяющий подавить побочный дискретные составляющие в спектре сигнала синтезатора Ч6-31. Основным недостатком такой системы формирования сетки частот является сложность и относительно узкий диапазон перестройки выходной частоты.

Из серийно выпускаемых в настоящее время зарубежных образцов измерительных приборов – синтезаторов СВЧ диапазона следует отметить функциональный генератор 8375 фирмы Agilent Technologies [87, 88]. Генераторы построены на базе цифрового синтезатора частоты с системой ФАПЧ, что обеспечивает высокую стабильность формируемых сигналов.

Генераторы предназначены для формирования сигналов в диапазоне от 10 мГц до 20 ГГц с шагом 1 ГГц. Уровень гармоник в диапазоне 10 мГц...1,5 ГГц не более – 30 дБ, в диапазоне 1.5...20 ГГц – 45 дБ.

По результатам проведенного обзора, связанного с разработкой ССЧ мм диапазона, можно сделать следующие выводы:

- прямой метод синтеза сетки частот не может быть применен в мм диапазоне радиоволн, т.к. он не позволяет обеспечить высокие требования по спектрально-флуктуационным характеристикам;
- применение многокольцевых аналоговых и цифровых систем ФАПЧ в синтезаторах позволяет получить сетку частот практически в любом диапазоне радиоволн с высокими спектрально-флуктуационными, энергетическими и другими характеристиками, что позволит реализовать требования, предъявляемые к возбудителю рефлектометрических систем для дистанционного исследования ДП биообъектов в свободном пространстве;
- среди известных публикаций по синтезаторам частоты отсутствуют синтезаторы частоты, обладающие в указанных диапазонах волн высокой спектральной чистотой сигнала с удовлетворяющей скоростью перестройки для работы в рефлектометрических системах дистанционного измерения.

Анализ состояния вопроса по синтезаторам частоты позволяет сделать вывод о том, что хотя в известной литературе рассматривается вопрос о фильтрующих свойствах ФАП, но применительно к синтезаторам-возбудителям не было указано пути решения этого вопроса с сохранением необходимого быстродействия;

- рядом авторов проанализирована схема ФАПЧ синтезатора с учетом влияния ее нелинейности на показатели синтезатора в целом. Однако этот анализ не доведен до численных оценок;
- недостаточно внимания в известных публикациях уделено анализу влияния побочных составляющих в спектре выходного сигнала, механизму их образования и путям их устранения;

- отсутствуют в известной литературе вопрос о применении компенсаторов для устранения частоты сравнения и ее гармоник в спектре выходного сигнала.

Отсутствие решения вышеуказанных задач сдерживает решение вопроса о реализации требуемых показателей качества возбудителя рефлектометрических систем для измерения диэлектрической проницаемости биообъектов в свободном пространстве.

Выводы по разделу

1. Из анализа литературных источников следует, что для повышения продуктивности растений и животных, а также для контроля качества и сохранности сельскохозяйственной продукции актуальным является создание рефлектометрических систем дистанционного измерения диэлектрической проницаемости биологических объектов для воспроизведения, хранения и передачи комплексной диэлектрической проницаемости в диапазоне частот $0...300\text{ГГц}$ с погрешностью измерения $1,5...1,7\%$.

2. Анализ существующих методов и технических систем измерения диэлектрической проницаемости биологических объектов показал, что в настоящее время отсутствуют специализированные рефлектометрические системы для дистанционного измерения электрофизических параметров биологических объектов в широком частотном диапазоне.

3. Для дистанционного измерения диэлектрической проницаемости биологических объектов рефлектометрическими системами необходимо в качестве возбудителей рефлектометров использовать цифровой синтезатор частоты с подавлением дискретных составляющих выходного сигнала до уровня $160...200\text{ дБ}$.

РАЗДЕЛ 2

ИССЛЕДОВАНИЯ ВЛИЯНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК
ЭЛЕМЕНТОВ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТЫ НА СПЕКТРАЛЬНЫЕ
ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ВОЗБУДИТЕЛЯ
РЕФЛЕКТОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ

2.1. Обоснование выбора основной структуры возбудителя
рефлектометра и методики его анализа

Обоснуем выбор основной структуры синтезатора частоты возбудителя, обеспечивающего реализацию обоснованных в подразделе 1.3 требований к возбудителю рефлектометра для исследования биологических объектов. На основе анализа различных способов синтеза частот, приведенных в табл. 2.1 (+ обозначены преимущества различных принципов построения синтезаторов частоты, реализуемых в различных диапазонах волн), можно сделать вывод о том, что обеспечить требуемые для дистанционной рефлектометрии биообъектов характеристики можно только используя цифровые синтезаторы частоты. Показано на основе проведенного нами анализа характеристик ЦСЧ, что они могут удовлетворять требованиям, предъявляемым к возбудителю рефлектометра для дистанционного зондирования биологических объектов.

В качестве основного устройства синтезатора в СВЧ диапазоне волн, как показал анализ отечественных и зарубежных публикаций, служит петля ФАПЧ, в обратной цепи которой помещен делитель частоты с переменным коэффициентом деления ДПКД (рис. 2.1).

Таблица 2.1

Сравнительные характеристики методов синтеза

Характеристики Метод синтеза	Диапазон частот (волн)	Шаг сетки частот	Стабильность частоты	Быстродействие	Спектральная чистота	Потребляемая мощность	Габаритно- массовые характеристики	Стоимость
Прямой метод	см	+		+				
Синтез методом гармоник	см, мм				+			
Косвенный метод	см, мм		+		+	+	+	+

Петля состоит из генератора, управляемого напряжением (ГУН), делителя частоты с переменным коэффициентом деления (ДПКД), фазового дискриминатора (ФД) и фильтра нижних частот (ФНЧ). Частота ГУН делится и сравнивается со стабильной опорной частотой. Напряжение ошибки вырабатываемое ФД, используется для стабилизации частоты ГУН. Установка выходной частоты производится командой от ЭВМ или с панели управления, которая меняет коэффициент деления ДПКД. Меняя коэффициент деления ДПКД на выходе синтезатора можно получить сетку частот с шагом

$$f_{вых} = N f_{ср},$$

N – коэффициент деления ДПКД;

$f_{ср}$ – частота сравнения (шаг) на входе ФД.

Как было показано в разделе I, основными характеристиками СЧ для рассматриваемых возбудителей является стабильность частоты, чистота спектра при необходимом быстродействии.

В известной литературе, до начала наших исследований, отсутствовала методика анализа характеристик выходного сигнала возбудителя рефлектометра на основе ЦСЧ. Для обоснования такой методики необходимо найти уравнение, характеризующее спектр сигнала на выходе синтезатора частоты от его структурной схемы и элементов, входящих в него. В [89,90] показано, что система ИФАПЧ, которой является цифровой синтезатор частоты может быть преобразована на базе теоремы Котельникова.

Условие этой теоремы можно выразить в виде неравенства:

$$f_n \geq f_H,$$

где f_n – частота повторения импульсов;

f_H – частота пропускания непрерывной части.

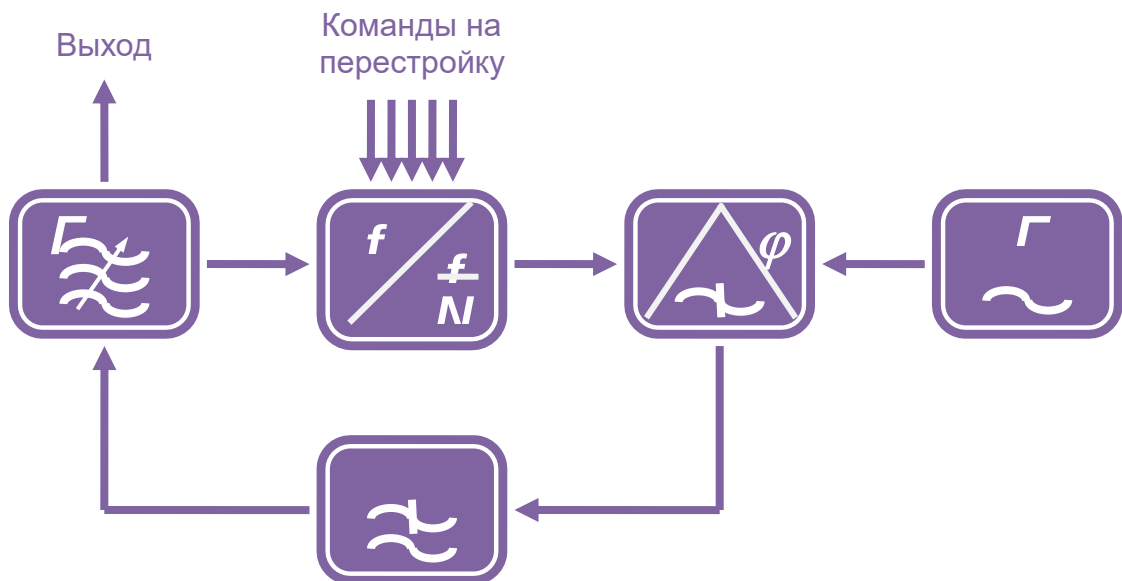


Рис. 2.1. Структурная схема синтезатора частоты

Необходимо отметить, что такой переход, хотя и применяется на практике, но является строгим и справедливым лишь при малых индексах модуляции [33].

Следуя методике, предложенной в [72], обобщенную структурную схему синтезатора, изображенную на рис. 2.1 можно привести к линейаризованной эквивалентной схеме петли цифровой ФАП (рис. 2.2).

Система подобного типа описывается дифференциальным уравнением (2.1):

$$p\varphi + \frac{\Omega_y K(p)F(\varphi)}{N} = \Delta\omega_n, \quad (2.1)$$

где $p = \frac{d}{dt}$ – оператор дифференцирования;

$F(\varphi)$ – нормированная характеристика фазового детектора;

$K(p)$ – коэффициент передачи ФНЧ;

Ω_y – полоса удержания;

$\Delta\omega_n$ – начальная расстройка.

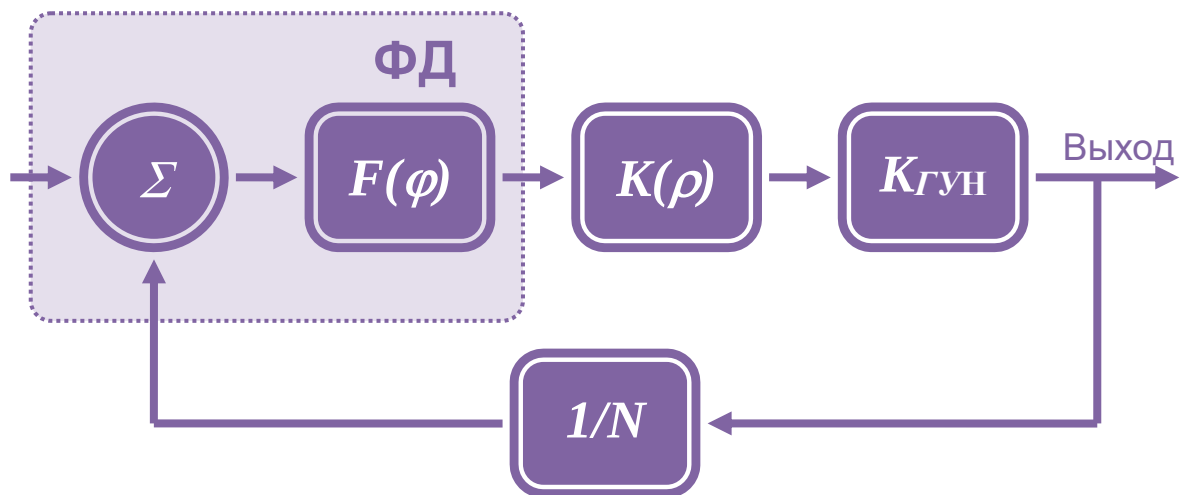


Рис. 2.2. Эквивалентная схема петли цифровой ФАПЧ

От типовой системы ФАПЧ она отличается наличием ДПКД в цепи обратной связи. Приведем схему к типовой, что упростит анализ.

На выходе ФД создается напряжение:

$$e_{\Phi Д} = \psi(U_{ОГ}, U_{ДПКД}, \varphi^*), \quad (2.2)$$

где $e_{\Phi Д}$ – напряжение на выходе фазового детектора, зависящее от амплитуд и мгновенной разности фаз двух сравниваемых колебаний $U_{ог}$ и $U_{ДПКД}$ опорного генератора и ДПКД соответственно;
 φ^* – мгновенная разность фаз колебаний на входе ФД.

Эти величины связаны с параметрами схемы следующими соотношениями:

$$U_{ДПКД} = k_{ДПКД} U_{ГУН} \quad (2.3)$$

$$\varphi^* = \varphi_{ог} - \frac{\varphi_{ГУН}}{N}, \quad (2.4)$$

где $U_{ГУН}$ – амплитуда напряжения генератора управляемого напряжением (ГУН);

$k_{ДПКД}$ – коэффициент передачи напряжения ДПКД;

N – коэффициент деления ДПКД;

$\varphi_{ГУН}$ – мгновенная фаза колебаний ГУН;

$\varphi_{ог}$ – мгновенная фаза колебаний опорного генератора (ОГ).

Для упрощения анализа используем известное соотношение:

$$\Delta\omega^*(t) = 2\pi\Delta f^*(t); \quad (2.5)$$

$$\varphi^*(t) = \int \Delta\omega^*(t) dt. \quad (2.6)$$

В этом выражении

$$\Delta\omega^*(t) = \frac{N\omega_{ОГ} - \omega_{ГУН}}{N} = \frac{\Delta\omega(t)}{N}, \quad (2.7)$$

где $\Delta\omega^*(t)$ – мгновенная разность частот между ГУН и некоторым эквивалентным опорным генератором, колебания которого изменяются с частотой $\omega_{эОГ}$, равной:

$$\omega_{\text{эог}} = N \omega_{\text{ог}}. \quad (2.8)$$

Поскольку между $\varphi^*(t)$ и $\omega^*(t)$ существует линейная интегральная связь (2.6), то можно записать:

$$\varphi^* = \frac{N\varphi_{\text{ог}} - \varphi_{\text{гун}}}{N} = \frac{\varphi}{N}, \quad (2.9)$$

где $\varphi = N\varphi_{\text{ог}} - \varphi_{\text{гун}} = \varphi_{\text{эог}} - \varphi_{\text{гун}}$ – разность фаз колебаний между ГУН и эквивалентным ОГ.

Используя соотношения (2.2)...(2.9), можно составить эквивалентную схему ФАПЧ, что существенно упростит анализ. Для этого необходимо заменить реальный ОГ на эквивалентный ОГ. Частота и фаза ГУН не изменят своего значения при переходе к эквивалентному ФД, в котором амплитуда равна:

$$U_{\text{гун}}^* = U_{\text{гун}} K_{\text{дпкд}}.$$

Напряжение на выходе эквивалентного ФД теперь будет определяться разностью фаз:

$$\varphi^* = \frac{\varphi}{N}.$$

Тогда учитывая, что влияние ДПКД распространено на другие элементы схемы ОГ, ГУН, ФД то его можно исключить. Уравнение для такой эквивалентной схемы подобно типовому и имеет вид:

$$p\varphi + \Omega_y F\left(\frac{\varphi}{N}\right) K_{\text{фнч}} = \Delta\omega_H. \quad (2.10)$$

При сложном ФНЧ, нелинейной характеристике ФД и управляющего элемента уравнение (2.10) является нелинейным дифференциальным уравнением высокого порядка, точное аналитическое решение которого сопряжено с известными трудностями и в настоящее время не получено.

Стабильность частоты выходного сигнала синтезатора определяется не только стабильностью кварцевого генератора, но зависит от схемы кольца ФАПЧ. Влияние схем кольца ФАПЧ на стабильность выходного сигнала синтезатора определяется возникающей в различных блоках случайной фазовой (частотной) модуляцией, обусловленной собственными шумами элементов схемы.

Будем считать, что возмущения малы и не выводят схему ФАПЧ из состояния синхронизма. Тогда линеаризацией нелинейного уравнения ФАПЧ вблизи устойчивого состояния нетрудно получить следующее линейное дифференциальное уравнение:

$$\dot{\varphi} + K_{\Phi HC} \Omega_y |F'(\theta)| \varphi = \omega_{ГУН} - \omega_{ОГ}, \quad (2.11)$$

где $\omega_{ГУН}$ – флуктуации частоты кварцевого генератора;

$\omega_{ОГ}$ – флуктуации частоты опорного генератора;

$$\theta = \arccos\left(-\frac{\Delta\omega_H}{\Omega_y}\right).$$

Коэффициент передачи линеаризованной системы ФАПЧ имеет вид:

$$K(j\omega) = \frac{1}{1 + G(j\omega)}; \quad (2.12)$$

$$G(j\omega) = j \frac{K_{\Phi D} S_{УЭ} K_{\Phi HC}}{\omega},$$

где $S_{УЭ}$ – крутизна управляющего элемента ГУН.

Выражение для спектральной плотности мощности фазовых флуктуаций ГУН $S_{\varphi Вых}$ получим через спектральные плотности мощности фазовых флуктуаций свободного ГУН и опорного генератора соответственно $S_{\varphi ГУН}$ и $S_{\varphi ОГ}$:

$$S_{\varphi_{ВЫХ}} = S_{\varphi_{ГУН}} \frac{1}{|1 + G(j\omega)|^2} + S_{\varphi_{ОГ}} \left| \frac{G(j\omega)}{1 + G(j\omega)} \right|^2. \quad (2.13)$$

Для дальнейшего анализа конкретизируем тип фазового детектора. Выберем вид характеристики, которая описывается:

$$F(\theta) = \cos \theta; \quad (2.14)$$

$$\theta(t) = \theta_0 + \varphi(t),$$

где $\varphi(t)$ – малое $\ll \varphi^2 \gg \ll 1$ случайное отношение фаз.

В качестве ФНЧ применим пропорционально-интегрирующий фильтр, поскольку он распространен в данных схемах, коэффициент передачи которого имеет вид [90]:

$$K_{ФНЧ} = \frac{1 + j\omega T_1}{1 + j\omega T}, \quad (2.15)$$

где $T = (R + R_1)C$ и $T_1 = R_1C_1$.

Подставляя (2.14) и (2.15) в (2.13) получим:

$$K(j\omega) = \frac{(1 + j\omega T)j\omega}{(1 + j\omega T)j\omega + \Omega_y(1 + j\omega T_1)\sin \theta}. \quad (2.16)$$

Как известно, флуктуации частоты выходного сигнала СЧ, кроме внешних возмущений (флуктуации опорного генератора) и собственных (флуктуации ГУН) могут быть обусловлены внутренними шумами, которые вместе с сигналом подстройки попадают непосредственно на управляющий элемент ГУН. В этом случае, например, для схемы СЧ с преобразованием, приведенной на рис. 2.3, в спектральной плотности мощности фазовых флуктуаций выходного сигнала СЧ появляются дополнительные слагаемые.

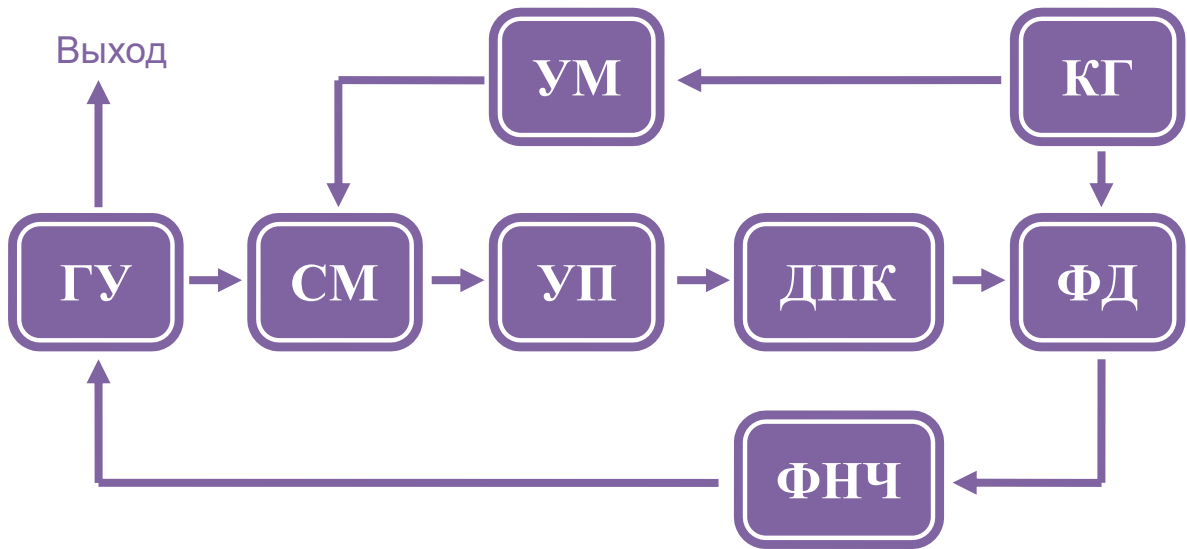


Рис. 2.3. Структурная схема ЦСЧ с преобразованием

$$S_{\varphi_{ВЫХ}} = S_{\varphi_{ГУН}} K_1^2(j\omega) + [S_{\varphi_{ОГ}} + S_{\varphi_{ДПКД}} + S_{\varphi_{УПЧ}} + S_{\varphi_{УМН}}] K_2^2(j\omega), \quad (2.17)$$

где

$$K_1^2(j\omega) = \frac{\omega^2(1 + \omega^2 T^2)}{\omega^4 T^2 + \omega^2(1 + T_1 \Omega_y \sin \theta_0)^2 - 2\omega^2 T \Omega_y \sin \theta_0 + (\Omega_y \sin \theta_0)^2};$$

$$K_2^2(j\omega) = \frac{(\Omega \sin \theta_0)^2(1 + \omega^2 T_1^2)}{\omega^4 T^2 + \omega^2(1 + T_1 \Omega_y \sin \theta_0)^2 - 2\omega^2 T \Omega_y \sin \theta_0 + (\Omega_y \sin \theta_0)^2};$$

$S_{\varphi_{ОГ}} \varphi(t)$ – спектральная плотность мощности фазовых флуктуаций опорного генератора;

$S_{\varphi_{ГУН}}$ – спектральная плотность мощности фазовых флуктуаций ГУН;

$S_{\varphi_{УПЧ}}$ – спектральная плотность мощности фазовых флуктуаций УПЧ;

$S_{\varphi_{УМН}}$ – спектральная плотность мощности фазовых флуктуаций умножителя частоты.

Величина шумов, вносимых усилителями и смесителями в ветви обратной связи петли ФАПЧ, может быть сведена к пренебрежимо малой таким

выбором уровней колебаний на их входах, чтобы заведомо удовлетворить требования к отношению сигнал-шум.

В ДПКД происходит последовательное изменение спектра, который сдвигается в сторону низких частот. Кроме того, с помощью конструктивных мер имеется возможность локализовать эти помехи в объёме данного узла – ДПКД.

Спектр сигнала СЧ содержит, кроме основной частоты, ряд побочных составляющих, обусловленных модуляцией основного сигнала (по фазе, амплитуде и частоте) паразитными шумами и помехами с частотой сравнения и её гармониками, поскольку петля ФАПЧ по существу представляет собой преобразование амплитудной модуляции в фазовую. Всякий шум на управляющем входе ГУН преобразуется в фазовый. Поэтому управляющий вход является наиболее чувствительным к действию различных возмущений точкой системы ФАПЧ.

Таким образом, показано, что основной структурой для построения возбудителя рефлектометра является цифровой синтезатор частоты. Эта структура СЧ может быть хорошо проанализирована на основе предложенной методики.

Полученное выражение (2.17) позволяет учесть влияние элементов схемы синтезатора на его выходной сигнал.

2.2. Анализ стабильности частоты цифрового синтезатора частоты в качестве возбудителя рефлектометра

Как показал проведенный ранее в работе анализ, из основных характеристик синтезатора частоты: диапазона рабочих частот, шага сетки

частот, стабильности частоты, уровня побочных составляющих, фазовых шумов и времени переключения (быстродействия) важнейшими являются стабильность частоты и спектральная чистота выходного сигнала.

Поставим задачу количественной оценки и уточнению расчетов стабильности частоты цифрового синтезатора частоты.

Известно, что системы ФАПЧ в общем случае описываются нелинейными дифференциальными уравнениями [90]. Однако существующие рекомендации по выбору значений параметров системы ФАПЧ СЧ разработаны, как правило, для линейных моделей [71 – 78]. Это является, на наш взгляд, одной из причин значительного расхождения (более чем на порядок) между рассчитанными и полученными экспериментально значениями кратковременной стабильности частоты синтезаторов с ФАПЧ.

Для получения расчетных соотношений используем метод функциональных разложений Вольтерра, который в настоящее время является одним из наиболее удобных и точных методов анализа нелинейных динамических систем [91 – 94].

С этой целью рассмотрим эквивалентную модель ФАПЧ синтезатора частоты (рис. 2.2), которая была получена из структурной схемы возбудителя (рис. 2.1).

Дифференциальное уравнение, описывающее такую модель, можно записать в виде [90, 91]:

$$\dot{\varphi} + \Omega_y K(p) F\left(\frac{\varphi}{N}\right) = \dot{x}, \quad (2.18)$$

где $\dot{\varphi}$ – разность фаз сигналов кварцевого и ГУН генераторов;

Ω_y – полоса удержания;

$K(p)$ – передаточная функция фильтра нижних частот (ФНЧ);

$F\left(\frac{\varphi}{N}\right) = \sin\left[\frac{\varphi}{N}\right]$ – приведенная характеристика фазового детектора;

N – коэффициент деления делителя с переменным коэффициентом деления (ДПКД) частоты в синтезаторе;

$\dot{x} = x(t)$ – возмущения, действующее на систему ФАПЧ, обусловленное внутренними шумами схемы.

Следуя методике, предложенной в [91], будем искать решение уравнения (2.18) в виде усеченного ряда Вольтерра:

$$\varphi(t) = \sum_{n=1}^3 \int_{-\infty}^{+\infty} d\tau_1 \dots \int_{-\infty}^{+\infty} d\tau_n h_n(\tau_1, \dots, \tau_n) \prod_{i=1}^n x(t - \tau_i), \quad (2.19)$$

где $h_n(\tau_1, \dots, \tau_n)$ – ядра Вольтерра n -го порядка ($n = 1, 2, 3$), характеризующие систему ФАПЧ.

Считаем характеристику фазового детектора синусоидальной и разложим ее в ряд Тейлора:

$$F\left(\frac{\varphi}{N}\right) = \sin\left(\frac{\varphi}{N}\right) = \frac{\varphi}{N} - \frac{1}{3!}\left(\frac{\varphi}{N}\right)^3 + \frac{1}{5!}\left(\frac{\varphi}{N}\right)^5 \dots \quad (2.20)$$

Подставим (2.20) в (2.19) и собирая члены одного порядка по $x(t)$ получим:

$$\begin{aligned} & [\dot{\varphi}_1(t) + \dot{\varphi}_2(t) + \dot{\varphi}_3(t) \dots] + \frac{\Omega_y K(p)}{N} \{ [\varphi_1(t) + \varphi_2(t) + \varphi_3(t) + \dots] - \\ & - \frac{1}{3!} [\varphi_1(t) + \varphi_2(t) + \varphi_3(t) + \dots]^3 + \dots \} = x(t). \end{aligned} \quad (2.21)$$

Приравнивая члены с равными степенями по $x(t)$ получим следующую систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\varphi}(t) + \Omega_y K(p) \varphi_1(t) / N &= x(t) \\ \dot{\varphi}_2(t) + \Omega_y K(p) \varphi_2(t) / N &= 0 \\ \dot{\varphi}_3(t) + \Omega_y K(p) \varphi_3(t) / N &= \frac{\Omega_y K(p)}{3! N^3} \varphi_1^3(t) \end{aligned} \right\}. \quad (2.22)$$

Применим для нахождения ядер Вольтерра теорию многомерных преобразований Лапласа [92].

Для функции одной переменной двухстороннее преобразование Лапласа имеет вид:

$$F(p) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) e^{-pt} dt;$$

$$f(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-\infty}^{+\infty} F(p) e^{-pt} dt.$$

Аналогичные соотношения существуют и в случае функции n переменных:

$$F(p_1 \dots p_n) = \int_{-\infty}^{+\infty} dt_1 \dots \int_{-\infty}^{+\infty} dt_n f(t_1 \dots t_n) e^{-p_1 t_1 - p_2 t_2 \dots - p_n t_n};$$

$$f(t_1 \dots t_n) = \left(\frac{1}{2\pi j} \right) \int_{-\infty}^{+\infty} dp_1 \dots \int_{-\infty}^{+\infty} dp_n F(p_1 \dots p_n) e^{p_1 t_1 \dots - p_n t_n}.$$

Применив многомерные преобразования Лапласа к обеим частям уравнений (2.22), получим выражение для ядер Вольтерра в операторной форме:

$$H_1(p_1) = \frac{1}{\left[p_1 + \Omega_y K(p_1) \cdot \frac{1}{N} \right]};$$

$$H_2(p_1, p_2) = 0;$$

$$H_3(p_1, p_2, p_3) = \frac{1}{3! N^3} \cdot$$

$$\cdot \frac{\Omega_y K(p_1 + p_2 + p_3)}{(p_1 + p_2 + p_3) + \Omega_y K(p_1 + p_2 + p_3) \cdot \frac{1}{N}} \cdot \prod_{i=1}^3 \frac{1}{p_i + K(p_i) \Omega_y \cdot \frac{1}{N}}. \quad (2.23)$$

Аналогично могут быть найдены ядра и более высоких порядков. Из выражений (2.23) следует, что ядро второго порядка равно 0. Можно показать, что все ядра четных степеней равны 0, в случае нечетной нелинейности. Ядра не зависят от характера входного сигнала, они отражают свойства системы [91].

Для анализа ограничимся вычислением ядер Вольтерра только первых трех порядков, поскольку ядра более высоких порядков мало влияют на результаты анализа.

В качестве фильтра нижних частот будем использовать пропорционально-интегрирующий фильтр с передаточной характеристикой:

$$K(p) = \frac{mTp + 1}{Tp + 1}, \quad (2.24)$$

где $T = (R_1 + R_2)C$ – постоянная времени фильтра;

$$m = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Подставляя (2.24) в выражение для ядра первого порядка (2.22) получим выражение для линейного приближения фазового спектра подстраиваемого генератора:

$$S_{\varphi_1}(\omega) = b^2 \Omega_y^2 \frac{(T + b\Omega_y mT)^2 \omega^2 + \frac{\Omega_y^2}{T^2}}{\omega^4 + \frac{1}{T^2} [1 + 2T\Omega_y(m-1) + m^2 T^2 \Omega_y^2] \omega^2 + \frac{\Omega_y^2}{T^2}} \cdot \frac{(a + b\Omega_y)^2}{(b\Omega_y mT)^2 \omega^2 + (b\Omega_y)^2}; \quad (2.25)$$

Найдем выражение для кубического приближения спектра:

$$S_{\varphi_3}(p_1 p_2 p_3) = H_3(p_1 p_2 p_3) [a^3 + 3a^2 b K(p_3) \Omega_y + 3ab^2 K(p_2) \cdot K(p_3) \Omega_y^2 + b^3 \Omega_y^3 K(p_1) K(p_2) K(p_3)]^3. \quad (2.25)$$

Проведем ассоциирование переменных $p_1 p_2 p_3$.

Известно [91], что спектр выходного сигнала $\varphi(t)$ нелинейной динамической системы, описываемой совокупностью N ядер Вольтерра в операторной форме вида $H_n(p_1, \dots, p_n)$, может быть записан как:

$$\Phi(p) = \sum_{n=1}^N \dot{A} \left\{ H_n(p_1, \dots, p_n) \prod_{i=1}^n X(p_i) \right\} \text{ при } p = j\omega, \quad (2.27)$$

где A – оператор при ведении к одной переменной.

Комбинируя (2.23) и (2.27) после перехода к спектральной плотности мощности флуктуаций фазы $S_\varphi(\omega)$ имеем:

$$S_\varphi(\omega) = b^2 \Omega_y^2 \left\{ 1 + \frac{1}{3!} b^2 \Omega_y^3 \frac{K_1 \omega^6 + K_2 \omega^4 + K_3 \omega^2 + K_4}{L_1 \omega^8 + L_2 \omega^4 + L_3 \omega^2 + L_4} \right\} \times \\ \times \frac{m^2 \omega^2 + 1/T^2}{\omega^4 + \frac{1}{T^2} [1 + 2T\Omega_y(m-1) + m^2 T^2 \Omega_y^2] \omega^2 + \left(\Omega_y / T \right)^2}, \quad (2.28)$$

где $b_2[1/\Gamma\Omega]$ – отношение шум – сигнал по мощности в полосе сигнала;

$m = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ – коэффициент пропорционально-интегрирующего ФНЧ;

T – постоянная времени ФНЧ;

$T = (R_1 + R_2)C$;

$L_1 = B_1^2 - 2B_2$; $L_2 = B_2^2 - 2B_1B_3 + 2B_4$; $L_3 = B_3^2 - 2B_4B_2$; $L_4 = B_4^2$;

$K_1 = - \left[2A_2 + A_1(2B_1 - A_1) \frac{b^2 \Omega_y^3}{3!} \right]$;

$K_2 = 2A_1 + 2A_2 \left(2B_2 + A_2 \frac{b^2 \Omega_y^3}{3!} \right) + A_3 \left(2B_1 - A_1 \frac{b^2 \Omega_y^3}{3!} \right) - A_1 \left(2B_3 + A_3 \frac{b^2 \Omega_y^3}{3!} \right)$;

$K_3 = - \left[A_4 \left(2B_2 - A_2 \frac{b^2 \Omega_y^3}{2!} \right) + A_2 \left(2B_4 + A_2 \frac{b^2 \Omega_y^3}{3!} \right) - A_3 \left(2B_3 + A_3 \frac{b^2 \Omega_y^3}{3!} \right) \right]$;

$$K_4 = A_4 \left[2B_4 + A_4 \frac{b^2 \Omega_y^3}{3!} \right]; A_1 = (A + C)^3;$$

$$A_2 = 3A^3(B + 2D) + 3A^2C(3D + 4B) + 3AC^2(5B + 4D) + 3C^3(2B + D);$$

$$A_3 = A^3(11D^2 + 4BD + 2B^2) + 9AC^2(2B^2 + 6BD + D^2) + 9AC^2(B^2 + 6BD + 2D^2) + C^3(11B^2 + 14BD + 2D^2);$$

$$A_4 = 3(A^3D + BC^3)(2B^2 + 5BD + 2D^2) + 27ABCD[C(2B + D) + A(2D + B)];$$

$$B_1 = 6\left(\frac{1}{T} + m\Omega_y\right); B_2 = 11\left(\frac{1}{T} + m\Omega_y\right)^2 + \frac{\Omega_y}{T};$$

$$B_3 = 6\left(\frac{1}{T} + m\Omega_y\right)^3 + 3D\frac{\Omega_y}{T}\left(\frac{1}{T} + m\Omega_y\right);$$

$$B_4 = 3\left(\frac{\Omega_y}{T}\right)^2 + 18\frac{\Omega_y}{T}\left(\frac{1}{T} + m\Omega_y\right);$$

$$A + C = m; BC + AD = \frac{1}{T}; B + D = \frac{1}{T} + m\Omega_y; BD = \frac{\Omega_y}{T}.$$

Для расчета характеристики стабильности подставим (2.28) в выражение для относительного значения среднеквадратического отклонения частоты выходного сигнала СЧ от среднего значения для данного времени измерения τ [93].

$$\frac{\sigma[\langle\varphi\rangle\tau]}{f_0} = \left(\frac{2}{\omega_0^2 \tau^2} \int_0^\infty S_\varphi(\omega) \sin \frac{\omega \tau}{2} d\omega \right)^{1/2}, \quad (2.29)$$

где $f_0 = \omega/2\pi$ – номинальное значение частоты выходного сигнала СЧ.

Вычисления по уравнениям (2.27), (2.26) были проведены на ПЭВМ. Результаты расчетов приведены на рис. 2.4 (сплошная линия). Здесь же показаны результаты расчетов в линейном приближении (штриховая линия). Расчеты были произведены для конкретного синтезатора частоты с параметрами $b_2 = 10^{-3} \text{ Гц}^{-1}$; $\Omega_y = 40 \text{ мГц}$; $N = 20$; $m = 0,5$; $T = 1,6 \cdot 10^{-2} \text{ с}$; $f_0 = 1,15 \text{ ГГц}$.

На рис. 2.4 приведена также экспериментально снятая характеристика стабильности частоты данного СЧ (штрихпунктирная линия). Экспериментальные и расчетные точки, по которым проводились кривые, обозначены кружочками.

Учет нелинейной природы систем ФАПЧ позволяет получить результаты, значительно более точно совпадающие с экспериментальными по сравнению с линейной теорией, что свидетельствует о необходимости учета нелинейных свойств ФАПЧ при исследовании и проектировании СЧ с высокой стабильностью частоты, что особенно актуально для построения возбuditелей рефлектометрических систем для исследования биообъектов.

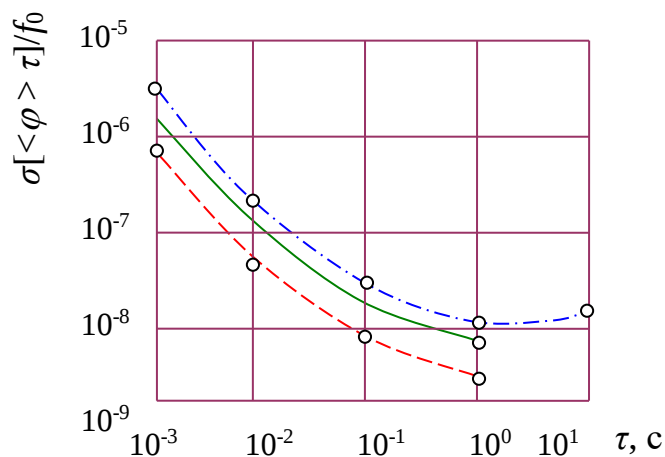


Рис. 2.4. Характеристики стабильности частоты синтезатора

2.3. Анализ спектральных характеристик синтезатора частоты

Как показано в [71...78, 90] внешние и внутренние помехи оказывают непосредственное влияние на спектральные характеристики СЧ. Поставим задачу и проведем исследование влияния неидеальности элементов системы ФАПЧ СЧ на спектральные характеристики выходного сигнала.

В известных работах, посвященных анализу и синтезу систем фазовой автоподстройки частоты СЧ, основные элементы данных систем, в частности фазовые детекторы, усилители обратной связи и управляющие элементы, считаются обычно идеальными [71...78]. Например, идеализированная модель фазового детектора представляется обычно в виде идеального перемножителя с фильтром нижних частот на выходе. При этом нормированная характеристика такого фазового детектора может быть описана соотношением следующего вида:

$$F(\Delta\varphi) = \sin\Delta\varphi, \quad (2.30)$$

$\Delta\varphi$ – разность фаз сигналов опорного и принимаемого колебаний.

Однако реальные радиоэлементы, в частности перемножители, обладают ограниченным линейным динамическим диапазоном, вне которого необходимо учитывать влияние нелинейных искажений. С этой целью представим выходной сигнал реального перемножителя Z в виде двойного ряда Вольтерра от опорного Y и принимаемого X сигналов [94].

$$Z(f_1, f_2, \dots, f'_1, f'_2, \dots) = \sum_{\substack{i,j=0 \\ i+j=0}}^{\infty} H_{ij}(f_1, \dots, f_i, f'_1, \dots, f'_j) \prod_{k=1}^i X(f_k) \prod_{e=1}^j Y(f'_e), \quad (2.31)$$

где H_{ij} – нелинейная передаточная функция (ядро Вольтерра) $(i+j)$ -го порядка реального перемножителя;

f'_K, f'_e – аргументы многомерного преобразования Фурье;

Полезная составляющая выходного сигнала фазового детектора.

Z_n описывается выражением:

$$Z_n(f_1, -f'_1) = H_{11}(f_1, -f'_1)X(f_1)Y(-f'_1). \quad (2.32)$$

Тогда величина Z_H , определяемая формулой вида:

$$Z_H(f_1, f_2, \dots, f'_1, f'_2, \dots) = Z(f_1, f_2, \dots, f'_1, f'_2, \dots) - Z_n(f_1, -f'_1).$$

Может служить количественной характеристикой степени неидеальности реального фазового детектора. Учитывая фильтрующие свойства стоящего на выходе перемножителя ФНЧ и ограничиваясь характеризующими динамический диапазон этого перемножителя нелинейными составляющими третьего порядка, выходной сигнал неидеального фазового детектора приближенно можно описать следующим выражением:

$$\begin{aligned} Z = Z_n + Z_H \cong & H_{11}(f_1, -f'_1)X(f_1)Y(-f'_1) + H_{31}(f_1, f_1, -f_1, -f'_1) \cdot \\ & \cdot X(f_1)X(f_1)X(-f_1)Y(-f'_1) + H_{13}(f_1, -f'_1, -f'_1, f_1)X(f_1)Y(-f'_1)Y(-f'_1) \cdot \\ & \cdot Y(f'_1) + H_{22}(f_1, f_1, -f'_1, -f'_1)X(f_1)X(f_1)Y(-f'_1)Y(-f'_1), \end{aligned} \quad (2.33)$$

где f'_K, f'_e – несущая (средняя) частота входного сигнала (принимаемого) и опорного колебаний соответственно. Причем предполагается, что $f_1 \cong f'_1$.

Отсюда следует, что нормированная характеристика неидеального фазового детектора имеет вид:

$$F(\Delta\varphi) \cong \sin\Delta\varphi + (K_{31} + K_{13})\sin\Delta\varphi + K_{22}\sin2\Delta\varphi, \quad (2.34)$$

где величины K_{31} , K_{13} и K_{32} характеризуют динамический диапазон фазового детектора и однозначно определяются отношениями:

$$\left| \frac{H_{31}(\cdot)}{H_{11}(\cdot)} \right|, \left| \frac{H_{13}(\cdot)}{H_{11}(\cdot)} \right| \text{ и } \left| \frac{H_{22}(\cdot)}{H_{11}(\cdot)} \right| \text{ соответственно.}$$

При этом предполагается, что величины $H_{11}(\cdot)$, $H_{31}(\cdot)$, $H_{13}(\cdot)$, $H_{22}(\cdot)$ собственных фазовых искажений не вносят, поскольку данные искажения являются регулярными (систематическими) и могут быть априорно скорректированы.

Аналогичным образом может быть учтена неидеальность усилителя обратной связи, с учетом которой нормированная характеристика имеет вид:

$$\mu \in (\Delta\varphi) = \mu_1 \sin \Delta\varphi + \mu_2 \sin 2\Delta\varphi + \mu'_3 \sin \Delta\varphi + \mu''_3 \sin 3\Delta\varphi, \quad (2.35)$$

где $\mu(\cdot)$ – оператор, описывающий работу усилителя обратной связи;

U – сигнал на выходе усилителя обратной связи;

μ_i – коэффициенты, характеризующие динамический диапазон усилителя обратной связи по нелинейным искажениям i -го порядка ($i \geq 2$);

μ_1 – коэффициент передачи усилителя обратной связи.

Подобные результаты дает и учет неидеальности (нелинейности) регулировочной характеристики управляющего элемента, выходной сигнал которого ω может быть описан выражением вида:

$$\begin{aligned} \Psi\{\mu F(\Delta\varphi)\} = & \Psi_1 \mu_1 \sin \Delta\varphi + \Psi_2 \mu_1^2 \sin 2\Delta\varphi + \\ & + \Psi'_3 \mu_1^3 \sin \Delta\varphi + \Psi''_3 \mu_1^3 \sin 3\Delta\varphi. \end{aligned} \quad (2.36)$$

где $\Psi\{\cdot\}$ – оператор характеризующий управляющий элемент;

Ψ_j – коэффициенты, описывающие динамический диапазон управляющего элемента по нелинейным искажениям j -го порядка ($j \geq 2$);

Ψ_1 – линейный коэффициент преобразования управляющего элемента.

Здесь, как и в формуле (2.35) предполагается, что $\mu F(\Delta\varphi)$.

Запишем дифференциальное уравнение, характеризующее нелинейную динамику системы ФАПЧ с одновременным учетом неидеальности ее фазового детектора, усилителя обратной связи и управляющего элемента. При этом получим:

$$p\Delta\varphi + \Omega_y K(p) [(1 + \alpha'_3) \sin \Delta\varphi + \alpha_2 \sin 2\Delta\varphi + \alpha_3'' \sin 3\Delta\varphi] = x(t), \quad (2.37)$$

где p – комплексная переменная;

Ω_y – полоса удержания системы ФАПЧ;

$K(p)$ – передаточная функция линейного фильтра обратной связи;

$x(t)$ – шумы на входе системы ФАПЧ;

α_p – коэффициент, учитывающий неидеальность одновременно фазового детектора, усилителя обратной связи и управляющего элемента ($p = 2, 3$).

Здесь величины α_p однозначно определяются нелинейными передаточными функциями соответствующего порядка каскадного соединения указанных выше элементов системы ФАПЧ. Общий вид аналитических соотношений для нахождения этих ядер Вольтерра представлен в работе [95]. При этом необходимо учитывать, что ширина линейного динамического диапазона каскадного соединения меньше минимального из динамических диапазонов отдельных элементов этого соединения. Наличие такого взаимного влияния нелинейных процессов отдельных элементов кольца ФАПЧ приводит к тому, что суммарное влияние их неидеальности на нелинейную динамику системы автоподстройки возрастает. Поэтому при количественном анализе необходимо использовать точные соотношения для определения ядер Вольтерра многокаскадного соединения нелинейных инерционных устройств.

Разложим нелинейные функции $\sin(\cdot)$ в ряд Тейлора и, ограничиваясь первыми двумя членами этого ряда, подставим в формулу (2.37). Записав затем ряд Вольтерра для величины $\Delta\varphi$ и приравнявая члены, содержащие X в одинаковой степени, получим следующие выражения для нелинейных передаточных функций G_ℓ первых трех порядков ($\ell = 1, 2, 3$) исследуемой системы ФАПЧ с идеальными элементами:

$$G_1(p_1) = \frac{1}{p_1 + \Omega_y K(p_1) [1 + \alpha'_3 + 2\alpha_2 + 3\alpha_3'']}; \quad (2.38)$$

$$G_2(p_1, p_2) = 0; \quad (2.39)$$

$$G_3(p_1, p_2, p_3) = \frac{\frac{1}{3i} \Omega_y K(S_1 + S_2 + S_3) [1 + \alpha'_3 + 8\alpha_2 + 27\alpha''_3]}{(p_1 + p_2 + p_3) + \Omega_y K(p_1 + p_2 + p_3) [1 + \alpha'_3 + 2\alpha_2 3\alpha''_3]} \cdot \prod_{i=1}^3 G_i(p_i), \quad (2.40)$$

где p_i – аргументы многомерного преобразования Лапласа ($i = 1, 2, 3$).

Анализ полученных соотношений (2.38) – (2.40) показывает, что неидеальность элементов кольца ФАПЧ оказывает заметное влияние на нелинейную динамику этих систем и, частности, приводит к возрастанию «веса» нелинейных составляющих в выходном сигнале системы ФАПЧ. С учетом результатов работ [91] можно показать также, что данное влияние становится особенно существенным при малых значениях отношения сигнал/шум, т.е. в случае слабого сигнала; при наличии внешних мощных сосредоточенных составляющих или широкополосных шумов достаточно большого уровня. Это может иметь место, например, при решении задачи быстрого поиска слабого синхросигнала широкополосной системой ФАПЧ т.п. Поэтому при исследовании и разработке систем ФАПЧ целесообразно качественно оценивать влияние неидеальности характеристик данных систем и задавать требования к допустимой степени этой неидеальности исходя из условия функционирования и параметров рассматриваемых данных систем ФАПЧ.

Оценим влияние нелинейности характеристик элементов сложных комбинированных систем синхронизации СЧ на качество их функционирования.

С этой целью в правой части уравнения, описывающую работу внутреннего кольца ФАП с синусоидальной нелинейностью:

$$p\varphi + \Omega_y K(p) \sin \varphi = x(t), \quad (2.41)$$

где p – аргумент преобразования Лапласа;

φ – разновидность фаз сигналов, поступающих на входы фазового детектора;

Ω_y – полоса удержания внутреннего кольца ФАП;

$K(p)$ – передаточная функция фильтра схемы ФАП;

$x(t)$ – внешние, по отношению к внутреннему кольцу ФАП, возмущения.

Учтем нелинейные компоненты сигнала внешнего кольца синхронизации, поступающие на вход фазового детектора внутреннего кольца ФАП, т.е.:

$$x = \sum_{n=1}^{\infty} G_n(p_1, \dots, p_n) \prod_{i=1}^n y(p_i) \cong G_1(p_1)y(p_1) + G_3(p_1, p_2, p_3) \prod_{i=1}^3 y(p_i), \quad (2.42)$$

где $G_n(\cdot)$ – ядро Вольтерра (нелинейная передаточная функция) n -го порядка внешнего кольца синхронизации;

p_i – i -аргумент многомерного преобразования Лапласа;

y – внешние, по отношению к системе синхронизации в целом (а, следовательно, и по отношению к ее внешнему кольцу АПЧ) возмущения.

Тогда, используя методику, описанную в подразделе 2.2, из уравнения (2.41) с учетом формулы (2.42) можно получить следующие выражения для ядер Вольтерра первых трех порядков, описывающих нелинейную динамику двухкольцевой системы синхронизации:

$$H_1(p_1) = \frac{G_1(p_1)}{p_1 + \Omega_y K(p_1)}; \quad (2.43)$$

$$H_2(p_1, p_2) = 0; \quad (2.44)$$

$$H_3(p_1, p_2, p_3) = \frac{G_3(p_1, p_2, p_3) + \frac{1}{3i} \Omega_y K(p_1 + p_2 + p_3) \prod_{i=1}^3 \frac{G_i(p_i)}{p_i + \Omega_y K(p_i)}}{(p_1 + p_2 + p_3) + \Omega_y K(p_1 + p_2 + p_3)}. \quad (2.45)$$

Аналогичным образом можно получить нелинейные передаточные функции для трехкольцевых и более сложных комбинированных систем синхронизации СЧ.

Из анализа соотношений (2.43) + (2.45) следует, что в частности, что с увеличением числа колец АПЧ в сложной комбинированной системе синхронизации происходит «накопление» нелинейных компонент и, следовательно, дополнительное снижение точности синхронизации. Поэтому для повышения реальной эффективности разрабатываемых сложных комбинированных систем синтеза частот необходим не только анализ нелинейных явлений в изолированных кольцах ФАПЧ, но и максимально полный учет взаимных влияний между схемами захвата и удержания сигналов.

Подставляя полученные соотношения в уравнении (2.27) можно получить численные оценки значения спектральной плотности мощности фазовых флуктуаций на выходе системы ФАПЧ, исследовать ее динамические характеристики и на этой основе получить необходимые расчетные соотношения при разработке и проектировании ССЧ возбудителей рефлектометрических систем для исследования биообъектов.

Апробация предложенной методики анализа влияния неидеальности характеристик основных элементов ФАПЧ СЧ, комбинации ФАП и ЧАП осуществлена на основе сравнения результатов расчета на ПЭВМ (сплошная линия) с результатами экспериментальных исследований СЧ (исходные данные расчета приведены в разделе IV и приведена на рис. 2.5.

Как видно из рис. 2.5, методика расчета позволяет получить весьма близкие к экспериментальным значениям расчетные данные как, для спектральных плотностей мощности фазовых флуктуаций, так и для дискретных составляющих спектра выходного сигнала.

Таким образом, из приведенных результатов следует, что предложенная методика расчета дает близкие к экспериментальным значениям численные оценки и может быть рекомендована для проектирования ССЧ возбудителей рефлектометрических систем.

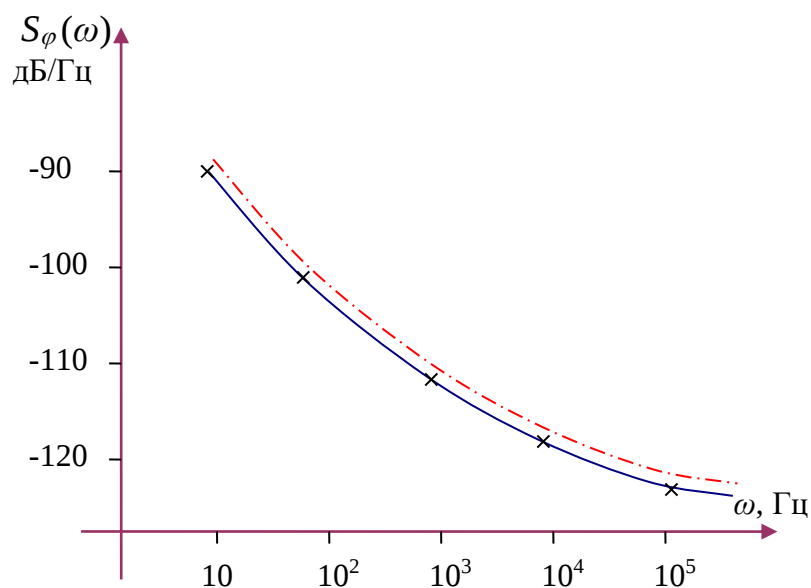


Рис. 2.5. График фазовых шумов синтезатора с учетом основных нелинейностей

2.4. Анализ возможностей достижения требуемых спектральных характеристик синхронизатора частоты возбудителей рефлектометрических систем для исследования биологических объектов

Как показал проведенный анализ, основной целью оптимального проектирования синтезаторов частоты для рефлектометрии биообъектов является достижение минимального уровня помех в выходном спектре синтезатора частот в режиме синхронизма. Это необходимо обеспечить в условиях когда в кольце обратной связи одновременно действуют внутренние помехи, возникающие в стабилизируемом автогенераторе, и внешние помехи, в основном, обусловленные комбинационными частотами от генератора

эталонных частот. Стремление к достижению лучшей фильтрации тех и других помех приводит к противоречивым требованиям к частотным характеристикам передаточной функции ФАП. Подавление помех обоих видов можно обеспечить одновременно, однако в абсолютно устойчивой системе ФАП при заданной глубине подавления одних помех существует предел возможного подавления другими [74].

Проблема разрешения противоречий между динамическими и спектральными характеристиками систем синтеза частот является самой сложной задачей проектирования СЧ [71...78, 90, 96].

Достижения компромисса между спектральными и динамическими характеристиками достигается различными методами и способами [71...78, 96...105].

Рассмотрим существующие в настоящее время методы улучшения спектральных и динамических характеристик цифровых синтезаторов частот (ЦСЧ).

В [76] предложен метод расширения полосы захвата при сохранении фильтрующей способности СЧ в установившемся режиме за счет предварительной установки ГУН вблизи требуемой номинальной частоты, как показано на рис. 2.6.

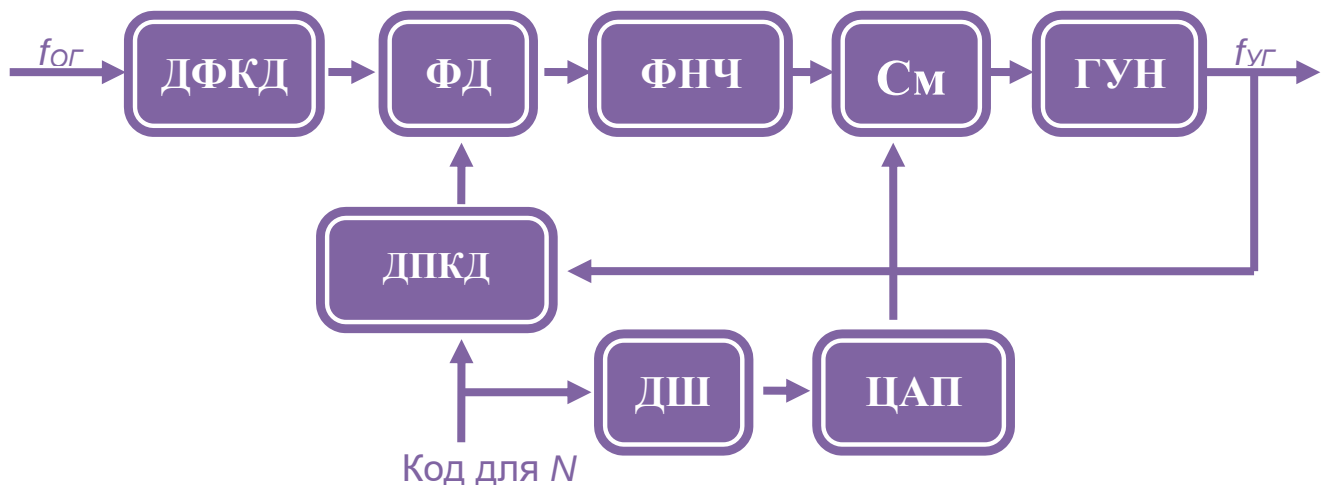


Рис. 2.6. Структурная схема СЧ с предварительной установкой ГУН

некоторой тактовой частотой f_T . Максимальное время поиска в этом случае $t_{nMAKC} = 2 \frac{n}{f_T}$, где n -разрядность ЦАП.

Напряжение подстройки можно осуществить, также подавая его на вход ФНЧ. Для этого сумматор напряжений должен быть включен между используемым в качестве дискриминатора ИФД и фильтром. В этом случае ФНЧ производит дополнительную фильтрацию, что благоприятно сказывается на спектральных характеристиках синтезатора [96].

В [75] повышение быстродействия СЧ достигается с помощью систем автоматического поиска частоты (АПЧ), использующий для уменьшения начального частотного рассогласований частотный детектор (рис. 2.8).

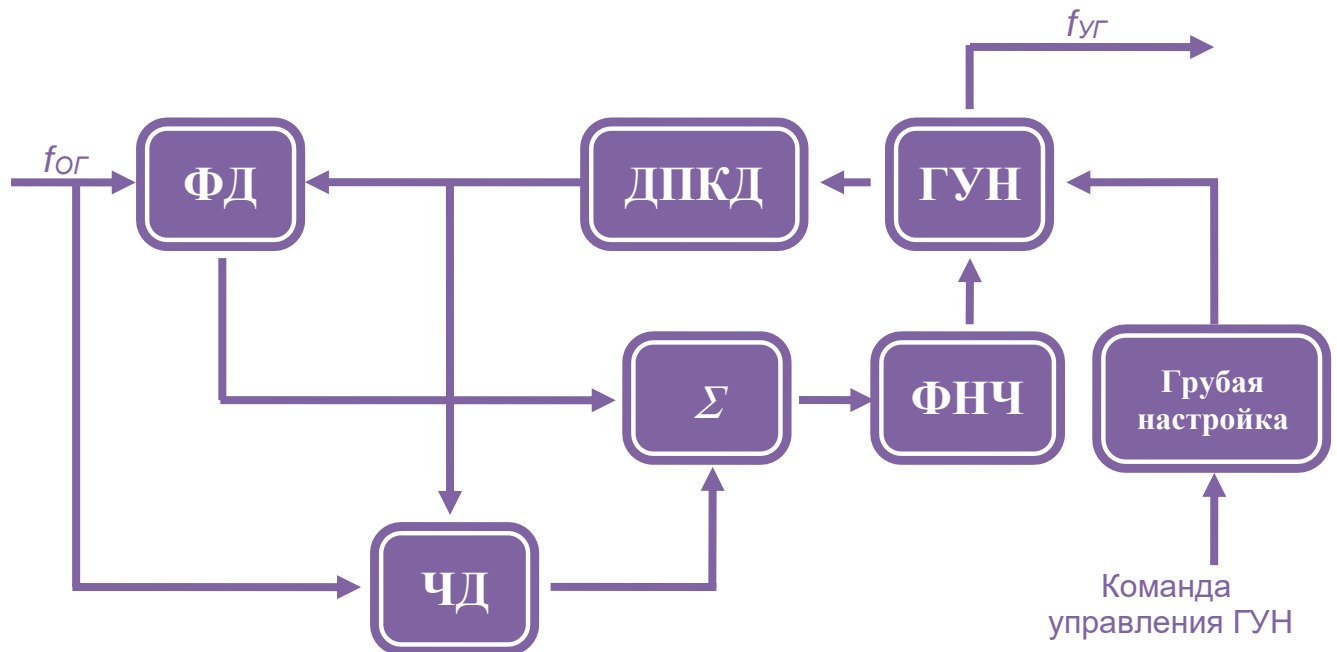


Рис. 2.8. Структурная схема двухкольцевой петли СЧ

В этом случае режим захвата обеспечивается частотным детектором, напряжение на выходе которого падает до 0 сразу же после установления режима захвата по фазе. Далее в действие вступает фазовый дискриминатор и происходит захват частоты ГУН [76, 97, 99].

Обе эти функции могут быть совмещены в едином приборе, например, импульсном частотно-фазовом детекторе (ИЧФД), как показано на рис. 2.9.

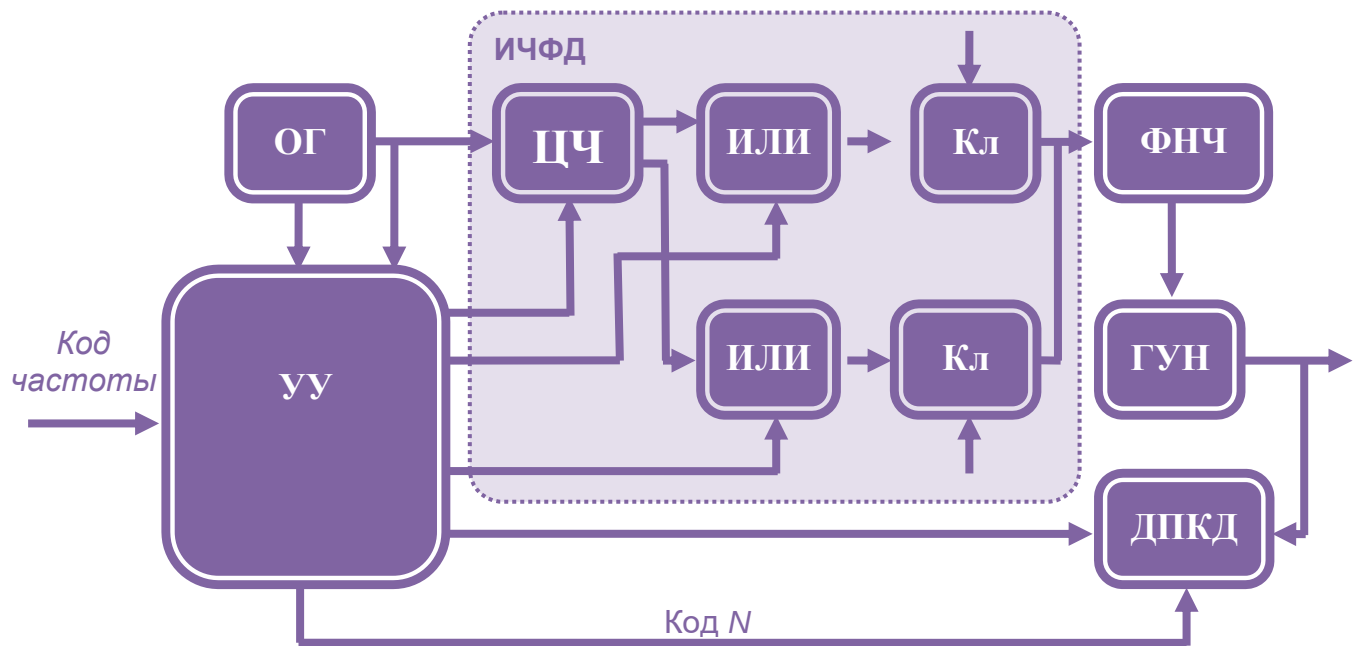


Рис. 2.9. Структурная схема СЧ с ИЧФД

Критерием смены режима работы ИЧФД является нарушение очередности поступления входных импульсов дискриминатора [97].

Расширение полосы захвата при сохранении высокой фильтрующей способности СЧ возможно также за счет непосредственного изменения характеристик канала управления кольца ФАПЧ в режиме захвата. Например, включение в канал управления нелинейного фильтра нижних частот на основе RC – фильтра, как показано на рис. 2.10.

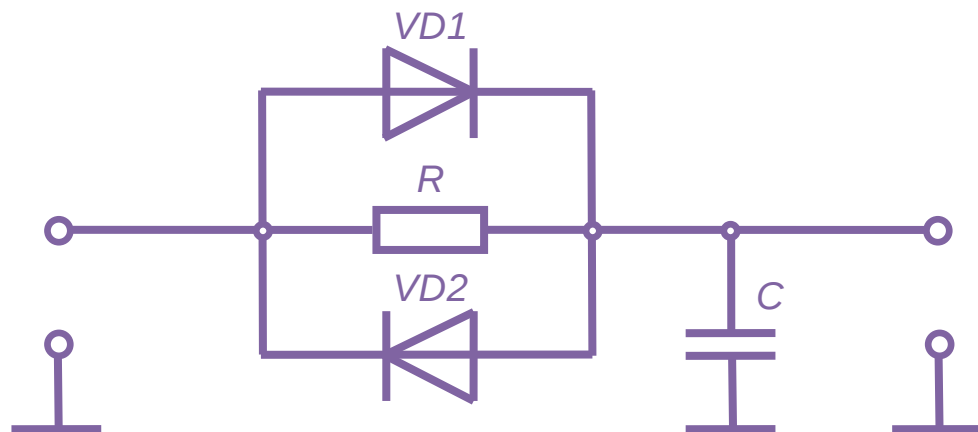


Рис. 2.10. Схема нелинейного фильтра

Его свойства определяются постоянной времени $T = RC$.

В режиме захвата переменное напряжение с выхода ИФД открывает диоды $VD1$ и $VD2$, при этом закорачивается R , что приводит к уменьшению инерционности фильтра и, следовательно, к расширению Δf_3 [75]. Уровень переменного напряжения на входе НФ в режиме захвата должен быть достаточным для надежного открытия диодов. В стационарном режиме ИФАПЧ переменное напряжение на входе фильтра мало, диоды закрыты и фильтр эффективно ослабляет входные помехи, так как инерционность НФ в этом случае велика. Применение НФ в качестве единого звена фильтрации допустимо лишь тогда, когда в режиме синхронизма сигнал на выходе ИФД имеет относительно малые пульсации. В противном случае НФ может быть использован как дополнительный фильтр к основному ФНЧ [75].

В [78] предложен вариант нелинейного коммутируемого фильтра (КФ) на основе RC фильтра, в котором параллельно резистору R включен ключ КЛ (рис. 2.11).

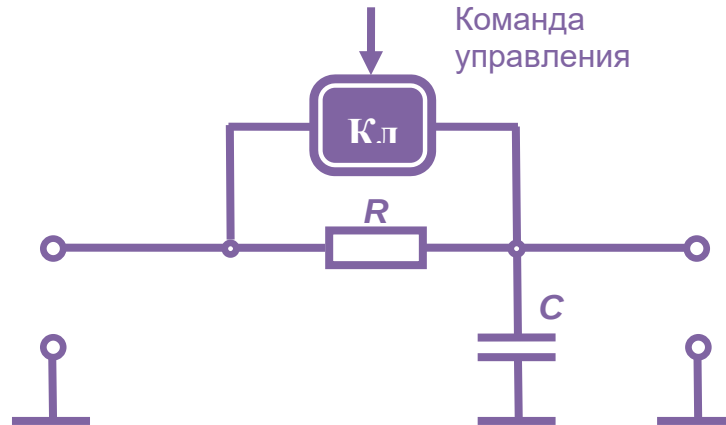


Рис. 2.11. Схема коммутируемого фильтра

Команда на замыкание подается при переключении выходных частот синтезатора и удерживается до достижения системой ИФАПЧ стационарного состояния. Основным недостатком при использовании КФ, является борьба с коммутационной помехой, образующейся на выходе фильтра. В [75] расширение полосы захвата осуществлено за счет изменения коэффициента усиления петли ФАПЧ. На рис. 2.12 приведена структурная схема синтезатора,

в которой для этого в цепь управления ГУН введен регулируемый усилитель постоянного тока (УПТ). Такой же усилитель может быть введен между выходом дискриминатора и входом ФНЧ с целью изменения коэффициента передачи детектора в переходном режиме. Управление коэффициентом усиления УПТ осуществляется при переключении частот СЧ.

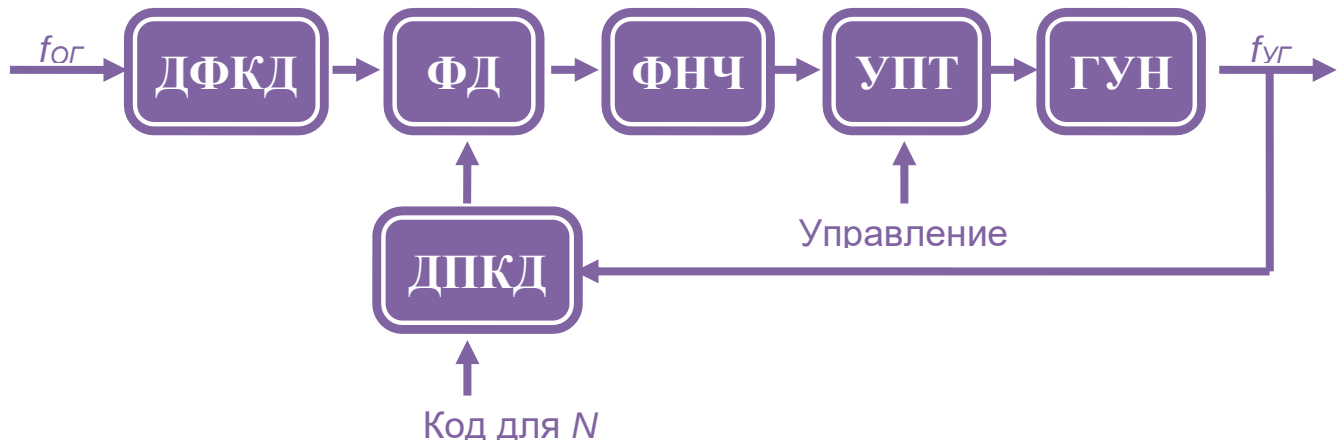


Рис. 2.12. Структурная схема синтезатора с изменяемым коэффициентом усиления в цепи управления ГУН

Повышение быстродействия в ЦСЧ также достигается за счет включения делителя с дробным коэффициентом деления (ДДПКД) вместо ДПКД [102].

Применение ДПКД повышает $f_{ог}$ при заданном шаге $F_{ш}$. Однако улучшение динамических характеристик синтезатора возможно в случае, если приняты меры по снижению так называемых «помех дробности» [102].

Другим способом повышение быстродействия [103] является использование алгоритмов аппроксимации номинальных значений ГУН. В этом случае вместо ДПКД вводится ДПКД2 с коэффициентом деления R_d (рис. 2.13). Тогда справедливо равенство $f_{угои} = f_{ор} N / R_d$.

Использование алгоритмов аппроксимации позволяет существенно повысить быстродействие СЧ, однако приводит к непостоянству $F_{ш}$, что накладывает известные ограничения на область применения таких синтезаторов. Кроме того, реализующая алгоритм, система ИФАПЧ работает с изменяющейся в широких пределах частотой сравнения f_0 , что затрудняет

оптимизацию параметров цепи регулирования. Повышение быстродействия достигается также использованием многокольцевых ИФАПЧ [75,76]. На рис. 2.14 приведена двухкольцевая схема СЧ.

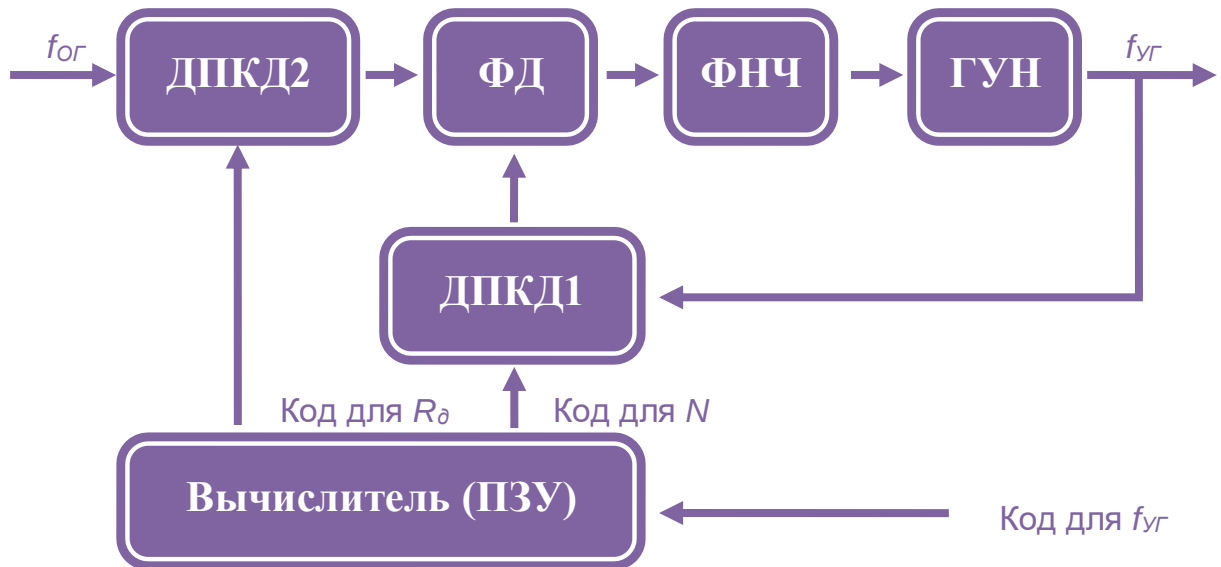


Рис. 2.13. Структурная схема синтезатора с аппроксимацией значений выходных частот

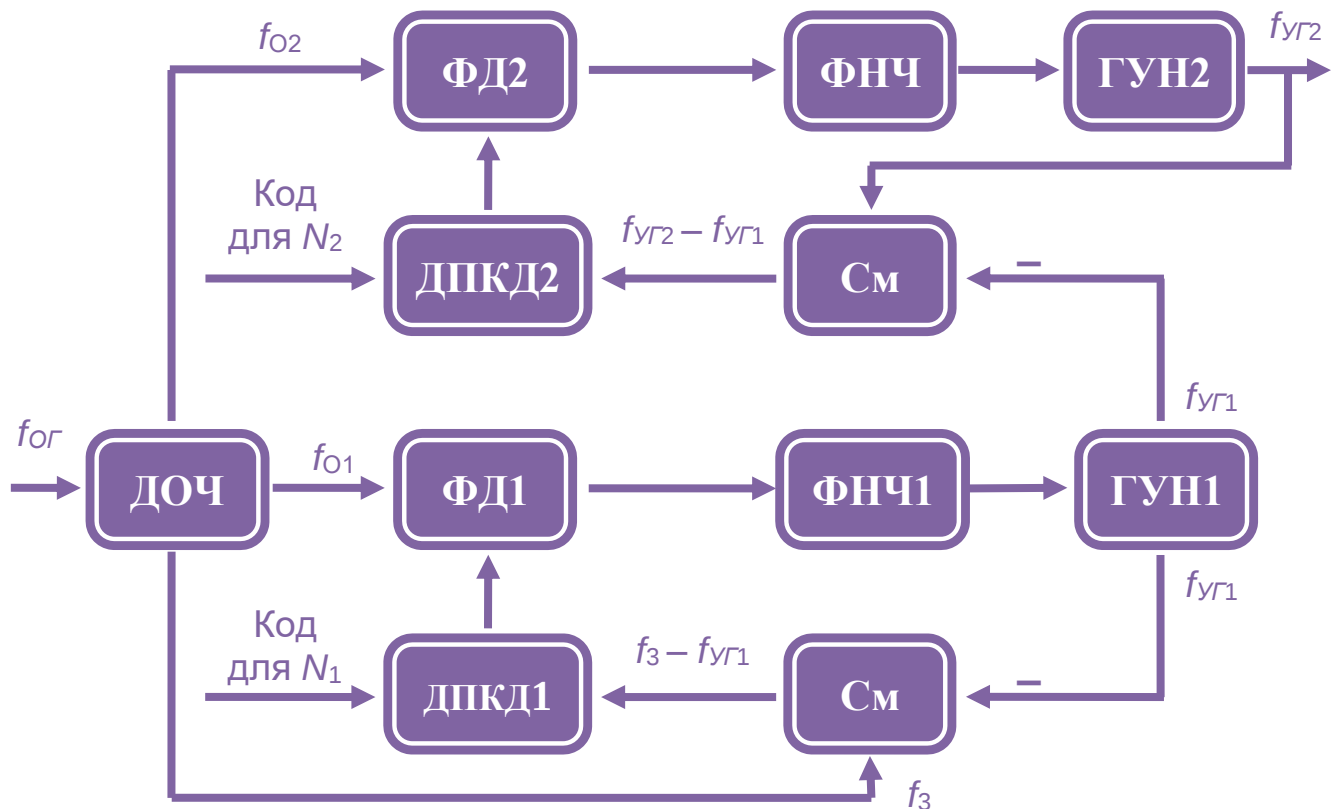


Рис. 2.14. Структурная схема двухкольцевого синтезатора частоты

Выходная частота синтезатора определяется соотношением [104]:

$$f_{yг2} = f_3 - N_1 f_{01} + N_2 f_{02},$$

где f_{01}, f_{02} – частоты сравнения первого и второго колец ИФАПЧ;

f_3 – частота подставки, вырабатываемая датчиком опорных частот (ДОЧ).

Изменив N_1 и N_2 на единицу, можно получить перестройку $f_{yг}$ на величину $F_{ш} = f_{02} - f_{01}$. Частоты f_{01} и f_{02} могут быть на несколько порядков выше $F_{ш}$. При правильном выборе частотного режима смесителей (См) комбинационные составляющие на их выходах фильтруются кольцом ИФАПЧ.

На рис. 2.15 приведена схема трехкольцевого синтезатора. Трансформация шага сетки частот происходит здесь за счет деления частоты второго синтезатора $f_{yг2}$ и использования ее в качестве опорной в выходном кольце ИФАПЧ. Вспомогательный синтезатор СЧ1 необходим для расширения диапазона перестройки синтезатора. Выходная частота определяется соотношением $f_{yг} = f_{yг1} + f_{yг2}/M$. Отсюда следует, что шаг сетки частот на выходе СЧ в M раз меньше шага (частоты сравнения) СЧ2. Выбирая благоприятный режим смесителя, сложный полосовой фильтр на его выходе можно заменить достаточно широкополосным ФНЧ, не ухудшая динамику выходного кольца синтезатора [104].

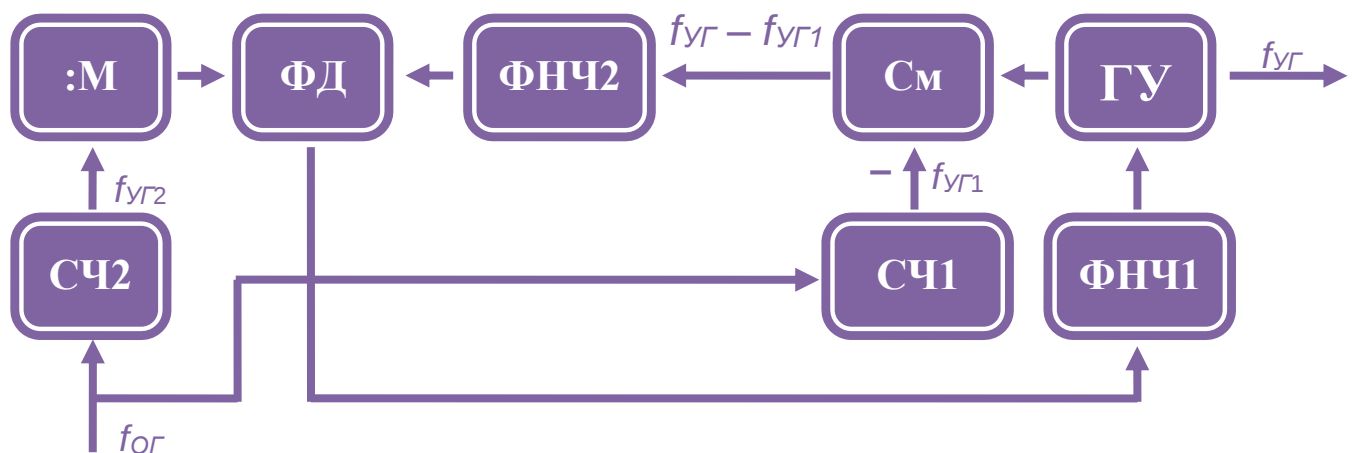


Рис. 2.15. Структурная схема трехкольцевого синтезатора частоты

Как показал проведенный нами анализ и работы [71...73], из рассмотрения принципа работы цифрового синтезатора видно, что в установившемся режиме на выходе ИФД действует напряжение в виде периодической последовательности видеоимпульсов с частотой следования, равной частоте сравнения, меньшей или равной шагу перестройки $f_{cp} \leq F_{ш}$. Компоненты спектра этой последовательности с частотами, кратными f_{cp} , будут играть основную роль в образовании гармонических помех на выходе цифрового синтезатора, ибо они непосредственно воздействуют на объект регулирования – управляющий элемент контура генератора [105]. Наиболее опасной из них является первая гармоника частоты сравнения. Присутствие ее на управляющем элементе вызовет угловую модуляцию основного сигнала.

Величина индекса модуляции, а следовательно, количество и уровень боковых компонент будут зависеть от амплитуды первой гармоники частоты сравнения, величины подавления ее ФНЧ и крутизны характеристики управляющего элемента.

Для подавления частоты сравнения в СЧ на практике применяют пассивные фильтры RC и LC , реализующие характеристики Баттеворта и Чебышева [106, 107] и др.

Применение пассивных и активных фильтров позволяет получить подавление частоты сравнения на уровне > 60 дБ [78]. Дальнейшее увеличение подавления может быть достигнуто следующими способами:

- увеличение постоянной времени фильтра, что приводит к ухудшению динамических характеристик;
- понижение общего коэффициента усиления до величины, при которой будет обеспечено подавление заданного уровня;
- включение дополнительно режекторных фильтров, настроенных на частоту сравнения.

На рис. 2.16 предоставлены графики зависимости числа звеньев режекторного фильтра от величины подавления частоты сравнения [106...108].

Из приведенных графиков видно, что для подавления частоты сравнения в спектре выходного сигнала синтезатора частоты, например, до уровня – 120 ДБ необходимо наличие 10-звенного или 8-звенного пассивного и активного режекторных фильтров соответственно. Наличие такого количества фильтров в цепи обратной связи петли ФАПЧ приводит к ухудшению динамических характеристик СЧ.

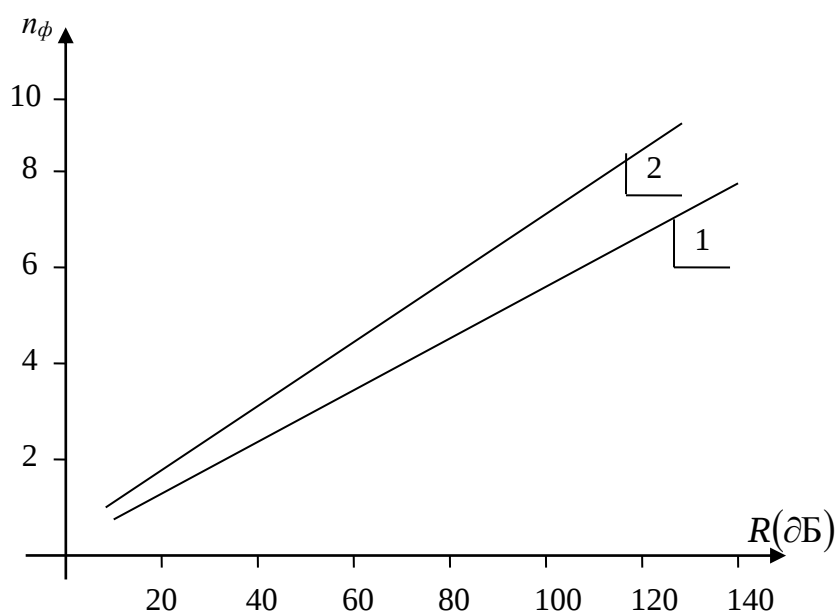


Рис. 2.16. График зависимости числа звеньев фильтра от величины подавления побочных составляющих:

- 1 – активные фильтры;
- 2 – пассивные фильтры.

В результате проведенного анализа возможностей достижения требуемых спектральных и динамических характеристик СЧ можно сделать следующие выводы:

- существующие методы и способы не обеспечивают в полной мере необходимый компромисс между спектральными и динамическими характеристиками СЧ;

- для высокоточных измерений рефлектометрии биологических объектов существующие синтезаторы не обеспечивают необходимого уровня, подавления побочных составляющих в спектре выходного сигнала;
- необходимо искать новые пути и способы подавления побочных составляющих в спектре выходного сигнала при сохранении необходимого быстродействия, например, с помощью метода адаптивной компенсации.

Выводы по разделу

1. В синтезаторах частоты на основе косвенного метода синтеза с ДКПД в цепи обратной связи используемых в качестве возбудителей рефлектометров для дистанционного измерения ДП биологических объектов, необходимо обеспечить подавление дискретных составляющих в спектре выходного сигнала до уровня 160...200 дБ.
2. Для обеспечения точности дистанционного измерения ДП биологических объектов в пределах 1,5...1,7%, анализ характеристик синтезатора следует проводить с учетом нелинейного характера петли ФАПЧ на основе функционального метода с использованием рядов Вольтерра.
3. Численные оценки стабильности частоты синтезатора, на основе функционального метода, показывают возможность создание синтезаторов с нестабильностью частоты в пределах 10^{-7} ... 10^{-9} .

РАДЕЛ 3

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТЫ
ВОЗБУДИТЕЛЯ РЕФЛЕКТОМЕТРА С УЛУЧШЕННОЙ ЧИСТОТОЙ
СПЕКТРА ВЫХОДНОГО СИГНАЛА

3.1. Разработка синтезатора с адаптивным компенсатором побочных составляющих спектра выходного сигнала

Решение задачи обеспечения кратковременной стабильности и соответственно получения предельно спектрально чистого выходного сигнала СЧ, как отмечалось ранее в разделе 2, невозможно получить, используя известные способы, без ухудшения других показателей качества СЧ.

Учитывая повышенную потенциальную эффективность функционирования и сравнительную простоту аппаратной реализации компенсационного метода, покажем целесообразность и возможность его использования в рассматриваемых схемах СЧ возбуждателей рефлектометрических систем [109...114].

Задача компенсации заключается в конструировании компенсирующих устройств таким образом, чтобы вся система СЧ в целом обладала желательными спектральными динамическими характеристиками. Рассмотрим компенсацию в СЧ в соответствии со структурной схемой, приведенной на рис. 3.1.

Для проведения дальнейших исследований целесообразно привести условия данной задачи к классической постановке задачи адаптивной компенсации помех. С этой целью представим выход и вход динамической системы СЧ в качестве основного и опорного входов адаптивного компенсатора побочных составляющих (АКПС), как показано на рис. 3.1.

Тогда общая структурная схема АКПС (рис. 3.1) эквивалентна классическому адаптивному компенсатору помех, так как входной сигнал $X(\cdot)$ статистически связан только с выходным сигналом динамической системы и некоррелирован с ее внутренними шумами.

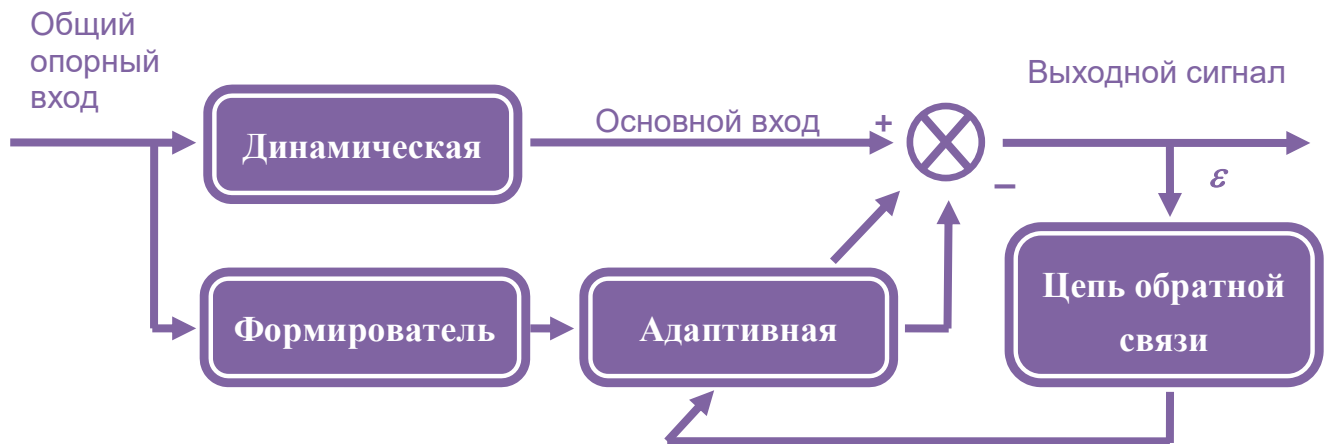


Рис. 3.1. Динамическая система СЧ с АКПС

Представим выходной сигнал динамической системы СЧ в виде усеченного ряда Вольтерра [94].

$$Y(s_1, \dots, s_m) \cong \sum_{n=1}^m H_n(s_1, \dots, s_n) \sum_{i=1}^n X(s_i) + N(s). \quad (3.1)$$

Здесь $X(\cdot)$, $Y(\cdot)$ – преобразование Лапласа входного и выходного сигналов; $H_n(\cdot)$ – ядро Вольтерра или нелинейная передаточная функция (НПФ) n -го порядка; s_i – аргументы многомерного преобразования Лапласа; $N(\cdot)$ – внутренние шумы системы; $m \in [1, 2, \dots]$ – количество членов ряда (1), обеспечивающее требуемую для данной задачи точности исследований.

В соответствии с методом нелинейных входных сигналов [94] общий опорный вход АКПС для одновременных динамических систем разделяется на m опорных входов, на каждый из которых воздействует отдельный опорный сигнал:

$$X_k = X_k(s_1, \dots, s_R) = \prod_{i=1}^k X(s_i), k = 1, 2, \dots, m. \quad (3.2)$$

Опорный сигнал X_k достаточно сильно коррелирован только с составляющей k -го порядка выходного сигнала реальной динамической радиосистемы, т.е.

$$Y_k(s_1, \dots, s_k) = H_k(s_1, \dots, s_k) \prod_{i=1}^k X(s_i), k = 1, 2, \dots, m, \quad (3.3)$$

и который значительно слабее взаимосвязан в статистическом смысле с остальными компонентами $Y_i, i \neq k$ [109, 115].

Оптимальное решение задачи адаптивной компенсации, как правило, физически нереализуемо, так как оно предполагает мгновенное измерение и усреднение во времени значительного количества коэффициентов автокорреляции входных воздействий и взаимной корреляции их с эталонными сигналами, а также обращение матриц высокого порядка [109]. В связи с этим существенный научный и практический интерес представляет определение квазиоптимального решения, которое будучи сравнительно простым в реализации, обладало бы быстрой сходимостью во времени к оптимальному решению. С этой целью представим выходной сигнал адаптивной схемы АКСП (рис. 3.1) в виде параметрического ряда Вольтерра:

$$\sum_{k=1}^m W_k(t; s_1, \dots, s_k) \prod_{i=1}^k X(s_i) = \sum_{k=1}^m W_k(t) X_k, \quad (3.4)$$

где $W_k(\cdot)$ – параметрическая НПФ адаптивной схемы АКПС.

На выходе АКПС образуется сигнал ошибки $\varepsilon(\cdot)$, который в предположении об относительной малости внутренних шумов динамической системы имеет вид:

$$\varepsilon(t; s_1, \dots, s_m) = Y - \sum_{k=1}^m W_k(t) X_k = \sum_{k=1}^m [H_k - W_k(t)] X_k. \quad (3.5)$$

Используя, один из наиболее эффективных квазиоптимальных методов – метод минимума среднего квадрата ошибки (МСКО), – и учитывая комплексный характер входящих в выражение (3.5) величин, получаем алгоритм регулировки k -го ($k = 1, 2, \dots, m$) адаптивного фильтра АКПС [109]. Комплексная дифференциальная форма записи данного алгоритма для одномерных аналоговых динамических систем такова [115]:

$$\frac{dW_k(t; s_1, \dots, s_k)}{dt} = 2e_k \mu \varepsilon(t; s_1, \dots, s_m) X_k^*; \quad \forall k \in [1, 2, \dots, m], \quad (3.6)$$

где X_k^* – комплексно-сопряженная величина;

μ – положительная постоянная (коэффициент передачи обратной связи АКПС);

$e_k = 1$ – коэффициент пропорциональности.

Функциональная схема одномерного аналогового АКПС представлена на рис. 3.2.

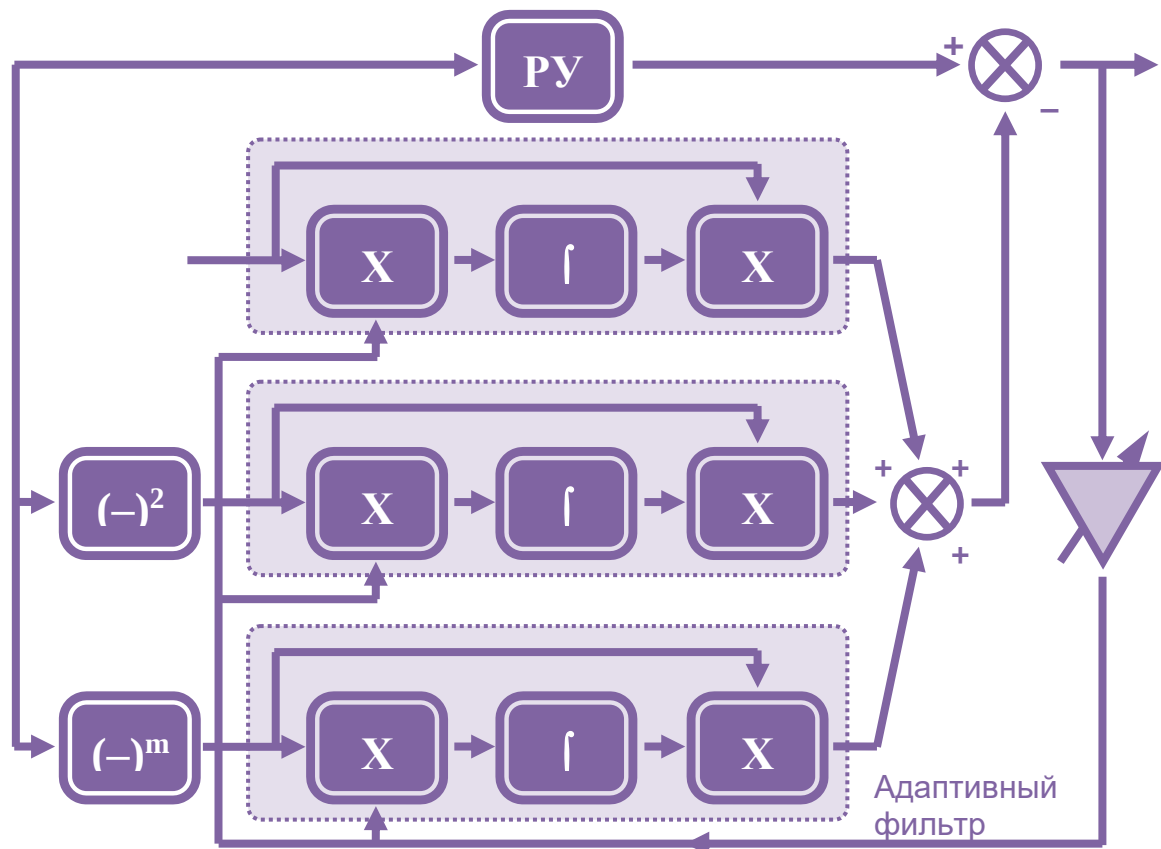


Рис. 3.2. Функциональная схема одномерного аналогового АКПС

Обобщая полученный алгоритм можно синтезировать АКПС и для многомерных динамических систем, структура которого и его формирователя опорных сигналов также однозначно определяется методом нелинейных входных сигналов [94].

В свете изложенного, предложена базовая структура возбудителя рефлектометра для исследования биологических объектов на основе синтезатора частоты с АКПС в тракте сигнала ошибки, подавляющая помехи с частотой сравнения, а также по

мехи обусловленные работой делителя с переменным коэффициентом деления, которая представлена на рис. 3.3.

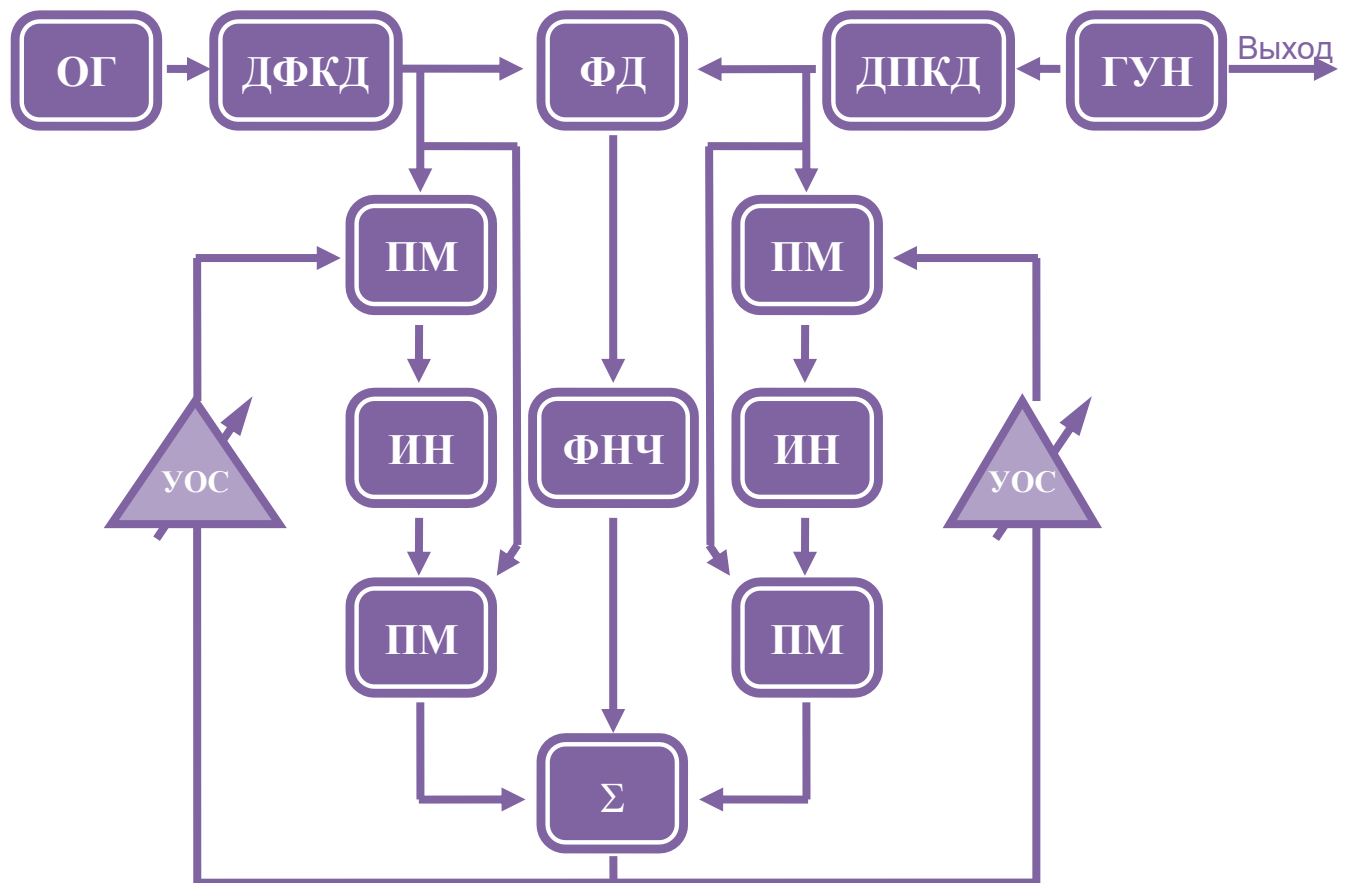


Рис. 3.3. Структурная схема синтезатора с двухканальным адаптивным компенсатором

Здесь ОГ – опорный генератор; ДФКД и ДПКД – делители с фиксированным и переменным коэффициентом деления соответственно; ГУН – генератор управляемый напряжением ФД – фазовый детектор; ПМ – перемножитель; ИН – синтезатор; УОС – устройство обратной связи.

Для анализа предложенной структуры воспользуемся функциональным методом и запишем ряд Вольтерра для определения спектральных составляющих сигнала на выходе СЧ:

$$\begin{aligned}
 Y(f_1, f_2) = & \sum_{\substack{n, m=0 \\ n \neq m=0}}^{\infty} H_{nm} \prod_{i=1}^n X(f_i) \prod_{j=1}^m Z(f_j) \cong H_{10}(f_1)X(f_2) + H_{01}(f_2) \cdot Z(f_2) + \\
 & + \frac{1}{2} [H_{20}(f_1, -f_1)X(f_1)X(-f_1) + H_{20}(f_1)\{X(f_1)\}^2 + H_{11}(f_1, -f_2) \cdot \\
 & \cdot X(f_1)Z(-f_2) + H_{11}(f_1, f_2)X(f_1)Z(f_2) + H_{02}(f_2, -f_2)Z(f_2)Z(-f_2) + \\
 & + H_{02}(f_2)\{Z(f_2)\}^2].
 \end{aligned} \tag{3.7}$$

где $X(\cdot)$ и $Z(\cdot)$ преобразование Фурье сигнала на выходе делителей с фиксированным и переменным коэффициентом деления, соответственно; $H_{nm}(\cdot)$ – нелинейная передаточная функция (ядро Вольтерра) $(n+m)$ -го порядка фазового детектора;

f_i – i -й аргумент многомерного преобразования Фурье ($i \in N$);

N – множество натуральных чисел.

Здесь $H_{10}(f_1)X(f_1)$ и $H_{01}(f_2)Z(f_2)$ – составляющие прямого прохождения («просачивания») на выход фазового детектора сигналов от делителей с фиксированным и переменным коэффициентом деления, соответственно; $H_{20}(f_1)\{X(f_1)\}^2$ и $H_{02}(f_2)\{Z(f_2)\}^2$ – вторые гармоники указанных выше составляющих прямого прохождения; $H_{20}(f_1, -f_1)X(f_1)X(-f_1)$ и $H_{02}(f_2, -f_2)Z(f_2)Z(-f_2)$ – низкочастотные компоненты, определяющие нелинейное смещение «рабочей точки» фазового детектора;

$H_{11}(f_1, -f_2)X(f_1)Z(-f_2)$ и $H_{11}(f_1, f_2)X(f_1)Z(f_2)$ – соответственно полезная (низкочастотная) и паразитная (высокочастотная) составляющие выходного сигнала фазового детектора.

Предложенная структура СЧ с АКПС (рис. 3.3) работает следующим образом.

Сигнал $X(f_1)$ с выхода опорного генератора подается на первый вход фазового детектора, а также поступает на сигнальный вход первого адаптивного фильтра (на вход аттенюатора первого адаптивного фильтра). При этом $X(f_1) = A \cos(2\pi f_1 t)$. С выхода генератора управляемого напряжением сигнал подается на вход делителя с переменным коэффициентом делителя с выхода которого сигнал $Z(f_2) = B \cos(2\pi f_2 t)$ подается на второй вход фазового детектора, а также поступает на сигнальный вход второго адаптивного фильтра (на вход аттенюатора, второго адаптивного фильтра). В общем случае $f_1 \neq f_2$. С выхода фазового детектора, сигнал:

$$Y \cong H_{10}(f_1)X(f_1) + H_{01}(f_2)Z(f_2) + H_{11}(f_1, -f_2) \cdot X(f_1)Z(-f_2) + H_{11}(f_1, f_2)X(f_1)Z(f_2), \quad (3.8)$$

поступает на вход фильтра нижних частот, где осуществляется подавление составляющей $H_{11}(f_1, f_2)X(f_1)Z(f_2)$ на суммарной частоте $f_1 + f_2$.

Сигнал $Y^* \cong H_{10}(f_1)X(f_1) + H_{01}(f_2)Z(f_2) + H_{11}(f_1, -f_2) \cdot X(f_1)Z(-f_2)$ с выхода фильтра нижних частот поступает на суммирующий вход устройства вычитания, на первый вычитающий вход которого с выхода первого адаптивного фильтра (с выхода второго перемножителя первого адаптивного фильтра) подается сигнал $\alpha_1 = G_1(t, f_1)X(f_1)$, а на второй вычитающий вход с выхода второго адаптивного фильтра (с выхода второго перемножителя второго адаптивного фильтра) поступает сигнал $\alpha_2 = G_2(t, f_2)Z(f_2)$. Сигнал ошибки:

$$\varepsilon = Y^* - \alpha_1 - \alpha_2 = H_{10}(f_1)X(f_1) - G_1(t, f_1)X(f_1) + H_{01}(f_2) \cdot Z(f_2) - G_2(t, f_2)Z(f_2) + H_{11}(f_1, -f_2)X(f_1)Z(-f_2). \quad (3.9)$$

с выхода устройства вычитания, поступает на вход генератора управляемого напряжением, а также подается на вход первой схемы обратной связи и поступает на вход второй схемы обратной связи. Сигнал $\mu_1 \varepsilon$ с выхода первой схемы обратной связи подается на управляющий вход первого адаптивного фильтра (на второй вход первого перемножителя первого адаптивного фильтра), а сигнал $\mu_2 \varepsilon$ с выхода второй схемы обратной связи поступает на управляющий вход второго адаптивного фильтра (на второй вход первого перемножителя второго адаптивного фильтра). Здесь μ_1 и μ_2 коэффициенты первой схемы обратной связи и второй схемы обратной связи, соответственно, причем μ_1 и μ_2 определяются из условия минимизации суммарной ошибки компенсации.

Обычно величины μ_1 и μ_2 равны между собой и лежат в пределах $1 \div 10$. Под воздействием коррелированной с сигналом $X(f_1)$ составляющей $\mu_1 H_{10}(f_1)X(f_1)$ сигнала $\mu_1 \varepsilon$ первый адаптивный фильтр перестраивается таким образом, что $G_1(t, f_1) \xrightarrow{t \rightarrow \infty} H_{10}$, и, следовательно $G_1(t, f_1)X(f_1) \xrightarrow{t \rightarrow \infty} H_{10}(f_1)X(f_1)$.

Под воздействием коррелированной с сигналом $Z(f_2)$ составляющей $\mu_2 H_{01}(f_2)Z(f_2)$ сигнала $\mu_2 \varepsilon$ второй адаптивный фильтр перестраивается таким образом, что $G_2(t, f_2) \xrightarrow{t \rightarrow \infty} H_{01}$, и следовательно, $G_2(t, f_2)Z(f_2) \xrightarrow{t \rightarrow \infty} H_{01}(f_2)Z(f_2)$.

Поэтому $\varepsilon \xrightarrow{t \rightarrow \infty} H_{11}(f_1, -f_2)X(f_1)Z(-f_2)$, т.е. в сигнале ε компенсируются составляющие прямого прохождения $H_{10}(f_1)X(f_1)$ и $H_{01}(f_2)Z(f_2)$. Это, в свою очередь, приводит к устранению паразитных дискретных составляющих в спектре выходного сигнала генератора управляемого напряжением, на вход которого воздействует управляющий сигнал ε . При этом значение коэффициентов ослабления β в аттенуаторе первого адаптивного фильтра и второго адаптивного фильтра, выбирается пропорционально величинам H_{10} и H_{01} (обычно они близки). Таким образом, на первый и второй входы первого перемножителя и второго перемножителя первого адаптивного

фильтра и второго адаптивного фильтра воздействуют сигналы приблизительно одинакового уровня. Это позволяет дополнительно упростить аппаратную реализацию указанных адаптивных фильтров синтезатора частоты и повысить его точность и динамические характеристики. При этом реальное время перестройки адаптивных фильтров сравнительно невелико и обычно существенно меньше времени установления синхронизма, вследствие чего динамические ошибки компенсации не оказывают заметного влияния на спектральную чистоту выходного сигнала генератора управляемого напряжением.

В диапазоне используемых значений частот сравнения целесообразно в целях упрощения аппаратной реализации АКПС использовать квазиоптимальный аналоговый алгоритм минимума среднего квадрата ошибки [109].

На этом основании представленное (3.6) квазиоптимальное решение задачи адаптивной компенсации составляющих с частотой сравнения является несмещенным, состоятельным и эффективным.

В частности, имеет место следующие соотношения:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} W_1(t, f_1) = H_{10}(f_1); \quad (3.10)$$

$$\lim_{t \rightarrow \infty} W_2(t, f_2) = H_{01}(f_2). \quad (3.11)$$

Таким образом, передаточные функции адаптивных фильтров АКПС сходятся к НПФ соответствующих порядков динамической системы. Эффективная сходимостъ наблюдается и при наличии внутренних шумов по крайней мере до тех пор, пока они не превысят по уровню компенсируемые помехи.

Проведенный анализ показал, что применение такой структуры позволит получить недопустимые ранее величины подавления частоты сравнения и ее гармоник.

Последнее обусловлено некоррелированностью линейных и квадратичных компонентов указанного сигнала (в общем случае – нулевой корреляцией между произвольными составляющими четных и нечетных порядков, а также малым значением коэффициента корреляции линейных составляющих с нелинейными компонентами высших нечетных порядков).

Кроме того, применение АКПС позволит улучшить динамические характеристики СЧ. Действительно, применяемые фильтры с постоянными параметрами уменьшают полосу захвата СЧ, т.к. их частота среза обычно выбирается $0,1 \dots 0,2$ частоты сравнения, что повышает быстродействие СЧ в 5..10 раз.

3.2. Анализ эффективности работы адаптивным компенсатором побочных составляющих в синхронизаторе частоты

В подразделе 3.1 показана принципиальная применимость и возможность улучшения спектральных и динамических характеристик СЧ возбудителей РС за счет методов адаптивной компенсации. Покажем эффективность работы АКПС в СЧ.

Алгоритм работы предложенной схемы компенсации соответствует работе одночастотного адаптивного режекторного фильтра с двумя весовыми коэффициентами.

Эквивалентная схема одночастотного адаптивного режекторного фильтра с двумя весовыми коэффициентами приведена на рис. 3.4.

На вход 1 устройства поступает сумма сигнала и помехи:

$$d_i = S_i + X_i,$$

где S_i – сигнал произвольной формы;

X_i – синусоидальный сигнал помехи с частотой ω_0 .

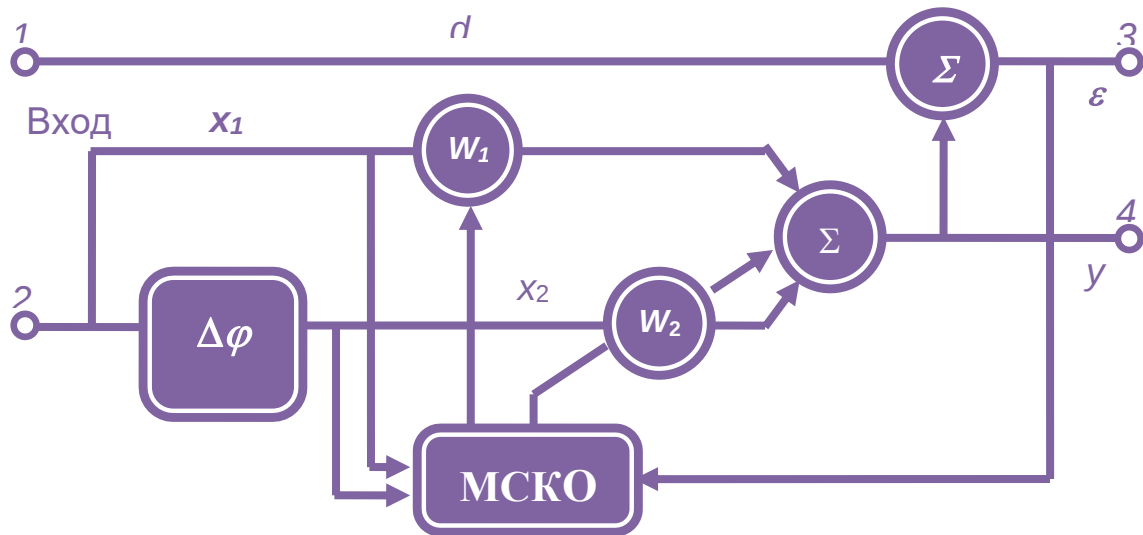


Рис. 3.4. Схема одночастотного режекторного фильтра с двумя весовыми коэффициентами

На эталонном входе 2 действует синусоидальный сигнал:

$$X_{1i} = \cos(\omega_0 t + \varphi);$$

$$X_{2i} = \sin(\omega_0 t + \varphi).$$

Алгоритм работы подобной схемы реализует алгоритм наименьших квадратов. В соответствии с [109] алгоритм работы адаптивного фильтра запишем следующим образом:

$$y_i = X_{1i} W_{1i} + X_{2i} W_{2i}; \quad (3.14)$$

$$\varepsilon_i = d_i - y_i, \quad (3.15)$$

где X_{2i} – задержанный на 90° эталонный сигнал;

y_i – сигнал адаптивного фильтра на выходе 4;

ε_i – сигнал АКПС на выходе 3.

Уравнение для текущих значений весовых коэффициентов W_1 и W_2 имеет вид:

$$W_{1,i+1} = W_{1i} + 2\mu\varepsilon_i X_{1i}; \quad (3.16)$$

$$W_{2,i+1} = W_{2i} + 2\mu\varepsilon_i X_{2i}. \quad (3.17)$$

Как отмечено в [109] при медленных адаптивных процессах весовые коэффициенты сходятся практически с фиксированным значениям, приблизительно равным винеровскому решению задачи фильтрации.

Для дальнейших решений по реализации фильтра с заданной частотой настройки перейдем к построению алгоритма фильтрации с помощью передаточных функций, используя Z -преобразование.

Передаточная функция фильтра между точками 1 и 3 имеет вид [109]:

$$W_1(Z) = \frac{E(Z)}{D(Z)} = \frac{2\mu(Z \cos \omega_0 - 1)}{Z^2 - 2Z \cos \omega_0 + 1}, \quad (3.18)$$

где $Z = e^{j\omega}$;

$D(Z)$ и $E(Z)$ – Z -преобразование сигналов d и ε .

Передаточная функция замкнутой петли обратной связи между точками 4 и 1 имеет вид:

$$W_2(Z) = \frac{Y(Z)}{D(Z)} = \frac{Z^2 - 2Z \cos \omega_0 + 1}{Z^2 - 2(1 - \mu)Z \cos \omega_0 + 1 - 2\mu}. \quad (3.19)$$

Из (3.19) следует, что на частоте ω_0 эталонного сигнала АКПС обладает свойствами режекторного фильтра. Нули передаточной функции расположены на Z -плоскости в точках (рис. 3.5):

$$Z = e^{\pm j\omega_0}, \quad (3.20)$$

Как следует, из рис. 3.5 поскольку нули лежат на окружности единичного радиуса, глубина режекции в децибелах для передаточной функции на частоте $\omega = \omega_0$ равна бесконечности.

На рис. 3.6 приведены амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) одночастотного фильтра полученные из его передаточных функций.

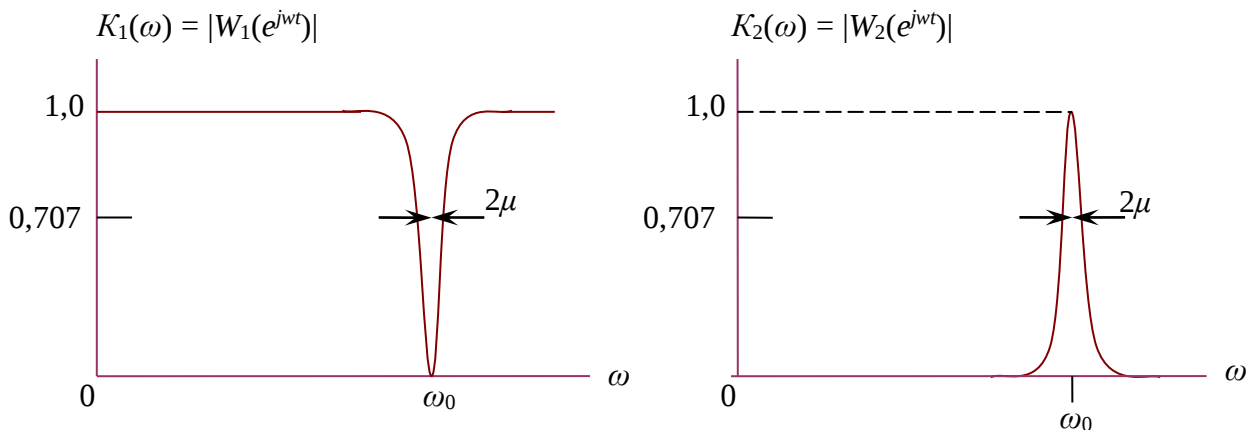


Рис. 3.6. Амплитудно-частотные характеристики одночастотного фильтра

Как видно из рис. 3.6 АЧХ $K_1(\omega)$ и $K_2(\omega)$ инверсны друг другу. Форма провала АЧХ определяется расстоянием между соответствующими нулями и полюсами, которое приблизительно равно μ .

Дуга окружности единичного радиуса (расположенная симметрично относительно нуля передаточной функции) (рис. 3.5) определяет полосу режекции фильтра по уровню половинной мощности и равна 2μ (рис. 3.6).

Таким образом, показано, что для периодической помехи адаптивный компенсатор является узкополосным режекторным фильтром с практически неограниченным коэффициентом подавления, точно отслеживающем частоту помехи. Компенсатор, в этом случае, ведет себя как линейная, инвариантная во времени динамическая система с адаптивным фильтром.

3.3. Оценка влияния разброса параметров элементов адаптивного компенсатора побочных составляющих адаптивного компенсатора побочных составляющих на его показатели

Для более полной и адекватной характеристики практической применимости синтезированных устройств в СЧ необходимо исследовать реальную эффективность их применения. В известной литературе недостаточно полно исследовано влияние флуктуационных и нелинейных процессов в реальных элементах АКПС на их эффективность. Особенно это важно для АКПС, предназначенных для работы в широком динамическом диапазоне входных воздействий. В связи с этим разработаем методику анализа качества функционирования АКПС с учетом внутренних шумов и неидеальности характеристик их элементов.

Динамические свойства адаптивных компенсаторов, как правило характеризуются постоянной времени адаптации (перестройки) адаптивных фильтров [109]. Применительно к АКПС данная величина может быть найдена из следующего выражения:

$$\tau_{\text{АКПС}} = \frac{K_r m}{4\mu P_n}. \quad (3.19)$$

где m – количество каналов АКПС;

μ – коэффициент передачи обратной связи;

P_n – уровень мощности компенсируемых помех (на «основном входе» АКПС);

K_r – коэффициент пропорциональности.

Точностные характеристики адаптивных компенсаторов определяются ошибками оценки градиента ω_1 , а также погрешностями компенсации вследствие запаздывания ω_2 [109]. Для АКПС указанные ошибки определяются из формул:

$$\omega_{1_AKPC} = K_1 \mu P_n; \quad (3.20)$$

$$\omega_{2_AKPC} = \frac{1}{\mu} \frac{K_2 \sigma_n^2}{4\sigma_{min}}, \quad (3.21)$$

где σ_n, σ_{min} – соответственно среднеквадратичное отклонение нелинейных составляющих и минимальная среднеквадратическая ошибка перестройки, реализуемая при оптимальном построении адаптивных фильтров;

K_1, K_2 – коэффициент пропорциональности.

Воспользовавшись аналогией с работой [109], найдем оптимальное решение величины μ , при котором достигается наивысшее качество АКПС (т.е. $\omega_{\Sigma} = \omega_1 + \omega_2 = \min$):

$$\mu_{opt_AKPC} = \sqrt{\frac{K_2 \sigma_n}{4K_1 \sigma_{min} P_n}}. \quad (3.22)$$

При исследовании эффективности адаптивных компенсаторов учитывалось, как правило, влияние только внешних некоррелированных воздействий на идеальный (винеровский) адаптивный фильтр [109, 116]. Однако все реальные фильтры являются шумящими что обуславливает актуальность анализа влияния внутренних шумов АКПС на качество его работы. С этой целью введем следующие обозначения:

$$\nu_{OCH.BX.} = \frac{P_N}{P_n}, \quad (3.23)$$

$$\nu_{OP.BX.} = \frac{P_{N_{A0}}}{P_n}, \quad (3.24)$$

где P_N – мощность внутренних шумов динамической системы на ее выходе (на «основном» входе АКПС);

$P_{N_{Ao}}$ – мощность внутренних шумов АКПС пересчитанных на «опорный вход» АКПС.

В качестве показателя эффективности реального шумящего АКПС выберем величину θ , определенную как:

$$\theta = \frac{\left[\frac{P_s}{P_n} \right]}{\left[\frac{P_s}{P'_n} \right]} \quad (3.25)$$

где P_s – мощность полезной составляющей выходного сигнала динамической системы;

P'_n – мощность компенсируемых помех на выходе АКПС.

Так как внутренние шумы N и N_A некоррелированы с выходными и входными сигналами АКПС, то выражение для его эффективности с точностью до смысла входящих в данное выражение обозначений совпадает с известной формулой для эффективности адаптивного компенсатора помех при воздействии на его входы внешних некоррелированных воздействий [109], т.е.:

$$\theta = \frac{[v_{OCH.BX} + 1] \cdot [v_{OP.BX} + 1]}{v_{OCH.BX} + v_{OCH.BX} v_{OP.BX} + v_{OP.BX}}. \quad (3.26)$$

На рис. 3.7 представлен, рассчитанный на ПЭВМ график зависимости эффективности АКПС от уровня его внутренних шумов. Из анализа зависимостей следует вывод, что внутренние шумы АКПС не ухудшают качество функционирования собственно динамической системы. Действительно, когда флуктуации АКПС превосходят по уровню компенсируемые помехи, показатель эффективности данного АКПС снижается до 1, что физически эквивалентно его «автоматическому отключению» и, следовательно, автономному функционированию динамической системы.

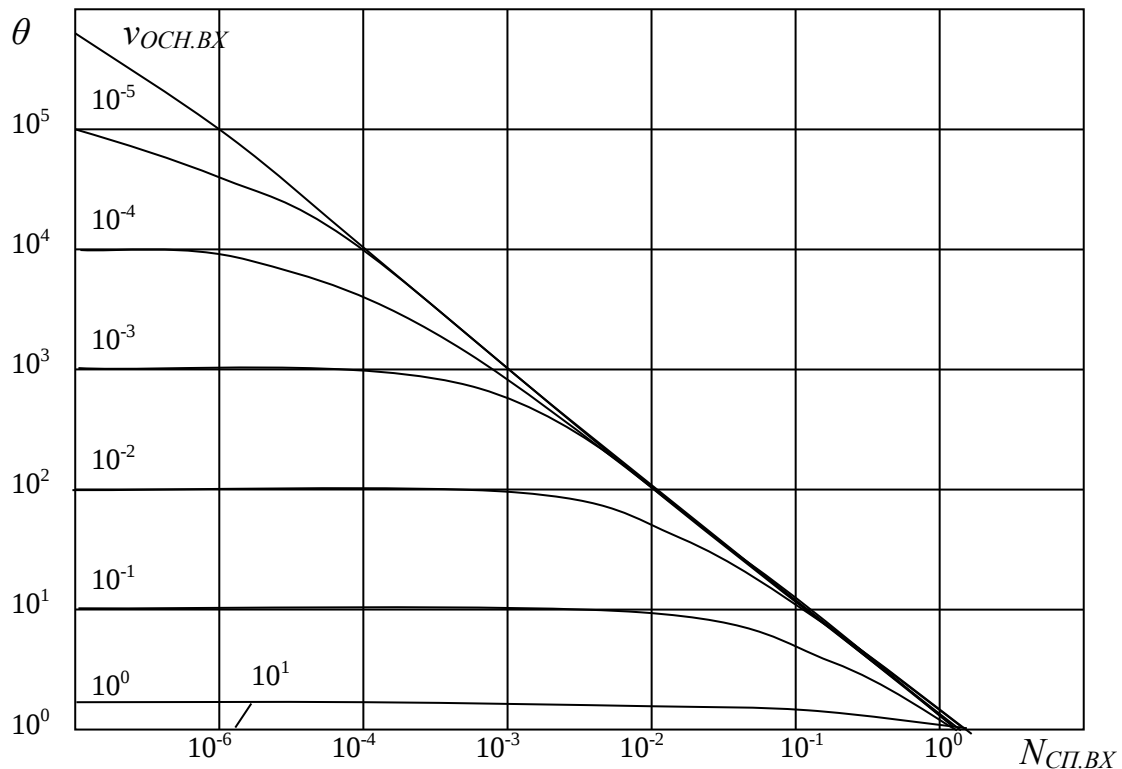


Рис. 3.7. График зависимости эффективности АКПС от уровня его внутренних шумов

Исследуем влияние неидеальности параметров элементов АКПС на его эффективность. Можно показать, в частности, что для реального адаптивного фильтра k -го ($k = 1, 2, \dots, m$) АКПС.

$$\lim_{t \rightarrow \infty} W_k(t) = H_k + \Delta H_k, \quad (3.27)$$

где $W_k(t), H_k$ – соответственно передаточная функция k -го адаптивного фильтра АКПС и нелинейная передаточная функция (НПФ) k -го модуля динамической системы;

ΔH_k – ошибка адаптации (здесь и далее для сокращения записи опущена зависимость сигналов и величин от комплексных переменных).

Поэтому требования к точности выполнения математических операций элементами АКПС необходимо определить исходя из максимально допустимой

для данной задачи ошибки компенсации помех (например, точностью до нелинейных искажений высших порядков в выходном сигнале СЧ.

Однако учет неидеальности параметров элементов АКПС, в общем случае, не исчерпывается анализом погрешностей выполнения им своих функциональных математических операций. Существенную роль на качество функционирования АКПС играют неизбежные нелинейные свойства реальных элементов АКПС.

С целью исследования влияния нелинейных процессов в АКПС на качество его функционирования представим выходные сигналы реальных устройств возведения в k -ую степень, усилителя цепи ОС к перемножителям k -го адаптивного фильтра АКПС ($k = 1, 2, \dots, m$) в виде рядов Вольтерра.

При этом, соответственно, получим:

$$\begin{aligned} X_k^* &= \beta_1 X + \beta_2 X^2 + \dots \beta_H X^k + \dots; \\ \mu \varepsilon^* &= \mu_1 \varepsilon + \mu_2 \varepsilon^2 + \mu_3 \varepsilon^3 + \dots; \end{aligned} \quad (3.28)$$

$$\begin{aligned} y_{1k}^* &= a_{10} X_k^* + a_{01} \mu \varepsilon^* + a_{20} (X_k^*)^2 + a_{11} X_k^* \mu \varepsilon^* + a_{20} (\mu \varepsilon^*)^2 + \dots; \\ y_{2k}^* &= b_{10} \left(\frac{1}{S} y_{1k}^* \right) + b_{01} x_k^* + b_{20} \left(\frac{1}{S} y_{1k}^* \right) + b_{11} \left(\frac{1}{S} y_{1k}^* \right) (X_k^*) + b_{02} (X_k^*)^2, \end{aligned} \quad (3.29)$$

где $X_k^*(\beta_i)$, $\mu \varepsilon^*(\mu_i)$, $y_{1k}^*(a_{ij})$, $y_{2k}^*(b_{ij})$ – выходные сигналы (НПФ) устройства возведения в k -ую степень, усилителя цепи ОС, первого и второго перемножителя k -го адаптивного фильтра АКПС, соответственно;

(* - означает выходной сигнал реального элемента АКПС).

Дальнейшее исследование основано на использовании методов, предложенных в работе [94]. В частности, из выражения (3.29) следует, что нелинейность характеристики усилителя цепи ОС приводит к ограничению сверху динамического диапазона по выходу АКПС. При этом допустимый уровень нелинейных показателей в данном элементе АКПС может быть

определен исходя из заданной верхней границы динамического диапазона по выходу АКПС $\varepsilon_{\max.зад}$, т.е.

$$|\mu_2| \leq \frac{1}{K_0 |\varepsilon_{\max.зад}|}; \quad (3.30)$$

$$|\mu_3| \leq \frac{1}{(1 - K_0)(\varepsilon_{\max.зад})^2}, \quad (3.31)$$

где K_0 – коэффициент, определяющий соотношение между допустимыми уровнями нелинейных искажений второго и третьего порядков ($0 \leq K_0 \leq 1$) и зависящим от ширины полосы пропускания усилителя цепи ОС.

Нелинейные свойства устройства воздействия в k -ую степень приводят к искажению выходного сигнала n -го адаптивного фильтра АКПС. Из формулы (3.27) получим:

$$[W_k(t)]^* = W_k(t) + \Delta W_k(t) \cong W_k(t) + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{\infty} [\beta_i W_k(t)], \quad (3.32)$$

где $[\beta_i W_k(t)]$ – имеет смысл НПФ i -го порядка.

При этом $[\beta_i W_k(t)]$ определяет ограничение сверху динамического диапазона АКПС по его входу; соответствующие изменения $[\beta_i W_k(t)]$ вызывают искажения сигнала j -го ($j = 1, 2, \dots, j \neq k, j \neq k$) (соседнего) канала АКПС; компонента $[\beta_k W_k(t)]$ приводит к искажению полезной сигнальной составляющей выходного сигнала динамической системы; слагаемые $p_i W_k(t)$ добавляют к внутренним шумам соответственно АКПС. Дополнительный уровень данных величин нелинейных шумов находим из следующей формулы:

$$\Delta N_0 \cong \left| \sum_i^m \sum_{\substack{\ell=1 \\ \ell \neq n}}^m [\beta_{\ell} W_{\ell}(t)] X_i \right| \quad i \neq k \quad k \div 2, n, j, \quad (3.33)$$

где ℓ – номер канала АКПС;

β_{ℓ_i} – НПФ i -го порядка устройства возведения в ℓ -ю степень.

Погрешность, вносимая в j -й канал АКПС из других его каналов определяется из выражения вида:

$$\Delta W'_k(t) \cong \left| \sum_{\substack{\ell=1 \\ \ell \neq k, n}}^m [\beta_{\ell_k} W_{\ell}(t)] \right|. \quad (3.34)$$

Из соотношения (3.32) следует также, что верхняя граница динамического диапазона по входу АКПС X_{max} (по помехам i -го порядка) определяется величиной $\Delta W''_k$, которая, в свою очередь, может быть найдена из выражения:

$$\Delta W''_k(t) \cong \left| \sum_{\substack{\ell=1 \\ \ell \neq n}}^m [\beta_{\ell_{k+2}} W_{\ell}(t)] \right|. \quad (3.35)$$

Для оценки искажения сигнальной составляющей выходного сигнала динамической системы определим отношение сигнал/шум в опорном входе АКПС $\rho_{оп.вх}$ следующим образом:

$$\rho_{оп.вх} = \frac{\left| \sum_{\substack{\ell=1 \\ \ell \neq n}}^m [\beta_{\ell_n} W_{\ell}(t)] X_n \right|}{\left| \sum_{\substack{\ell=1 \\ \ell \neq n}}^m [\beta_{\ell_n} W_{\ell}(t)] X_{\ell} \right|}. \quad (3.36)$$

Тогда с учетом результатов работы [109, 110] отношение сигнал/шум на выходе АКПС $\rho_{вых}$ определяется формулой вида:

$$\rho_{вых} = 1 / \rho_{оп.вх}. \quad (3.37)$$

Соответственно, степень искажения сигнальной составляющей выходного сигнала динамической системы на выходе АКПС может быть оценена как:

$$\mathfrak{D} = \rho_{оп.ВХ} / \rho_{оч.ВХ}, \quad (3.38)$$

где $\rho_{оч.ВХ}$ – отношение сигнал/шум на выходе динамической системы, определяемое выражением.

$$\rho_{оч.ВХ} = \left| \frac{H_n X_n}{\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq n}} H_k X_k} \right|. \quad (3.39)$$

Наличие сигнальной составляющей в опорном входе АКПС приводит также к изменению спектра компенсируемых помех, причем:

$$\{S_H\}_{ВХ} = \{S_H\}_{оч.ВХ} \rho_{оп.ВХ} \rho_{оч.ВХ}, \quad (3.40)$$

где $\{S_H\}_{ВХ} = \{S_H\}_{оч.ВХ}$ – спектр компенсируемых помех на выходе АКПС и на выходе синтезатора частоты соответственно.

Используя выражения (3.32) и (3.40) можно показать, что требования к уровню нелинейных искажений в перемножителях адаптивных фильтров АКПС ниже соответствующих требований к линейности характеристик устройств возведения в степень. Учитывая, что данные элементы в целом ряде случаев удобно строить на основе перемножителей, имеются достаточные основания для того, чтобы требования к уровню нелинейных искажений всех перемножителей АКПС были одинаковыми и соответствовали требованиям, предъявляемым к линейности характеристик устройств возведения в степень.

Полученные аналитические соотношения, позволяют оценить влияние нелинейности характеристик реальных элементов АКПС на качество их функционирования. В целом полученные результаты позволяют сделать вывод

о том, что АКПС не оказывает вредного влияния на СЧ, обеспечивая эффективный и действенный способ улучшения реальных характеристик СЧ.

Адаптивный компенсатор помех представляет собой устойчивую систему, которая автоматически выключается, если нельзя получить выигрыш в отношении сигнал/шум. Уровень выходного шума и степень искажения выходного сигнала в такой системе обычно меньше, чем при использовании традиционных оптимальных фильтров.

Отметим также, что полученные выше результаты применимы и для исследования качества функционирования и эффективности широкого класса адаптивных и самонастраивающихся систем, построенных на реальных элементах.

Выводы по разделу

1. Подавление побочных составляющих частоты сравнения в спектре выходного сигнала синтезатора частоты до уровня 160...200 дБ возможно с использованием разработанной базовой схемы синтезатора с АКПС.
2. Для анализа влияния флуктуационных и нелинейных процессов в реальных АКПС необходимо использовать разработанную методику на основе функционального метода с учетом внутренних шумов системы и неидеальности ее характеристик.
3. Применение схемы адаптивного компенсатора в СЧ позволит обеспечить степень подавления побочных составляющих в спектре выходного сигнала синтезатора в 2 раз выше по сравнению со схемами с постоянным коэффициентом и повысит уровень защиты возбудителя рефлектометрической системы, как от внутренних, так и внешних помех.

РАЗДЕЛ 4

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ЭЛЕМЕНТОВ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТЫ РЕФЛЕКТОМЕТРА И ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СПЕКТРОСКОПИИ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

4.1. Цель и задачи экспериментальных исследований

Одним из наиболее перспективных направлений в развитии новых технологий в растениеводстве и животноводстве, медицине и биологии, переработки и хранении сельскохозяйственной продукции является применение электромагнитной энергии. В связи с чем, появляется необходимость создания рефлектометрической системы для измерения диэлектрических параметров биологических объектов в свободном пространстве.

Поэтому целью данных экспериментов является проверка достоверности теоретических исследований по созданию синтезатора частоты с высокими спектральными характеристиками в качестве возбудителя рефлектометрической системы для дистанционного измерения ДП биологических объектов в широком частотном диапазоне.

В соответствии с целью экспериментальных исследований были определены следующие задачи эксперимента и пути их решения:

- разработать возбудитель рефлектометрической системы на основе цифрового синтезатора частоты;
- разработать систему АКПС для подавления частоты сравнения и ее гармоник в спектре выходного сигнала синтезатора частоты;
- обосновать методику измерений основных параметров синтезатора частоты и АКПС;

- исследовать флуктуационные характеристики синтезатора частоты;
- исследовать спектральные характеристики АКПС в составе синтезатора частоты;
- исследовать параметры рефлектометрической системы с синтезатором частоты в качестве возбудителя;
- обосновать методику измерения ДП биологических объектов в свободном пространстве с помощью дистанционной рефлектометрической системы;
- провести исследования диэлектрической спектроскопии биологических объектов сельскохозяйственного назначения и медицины на разработанном рефлектометре в широком частотном диапазоне.

4.2. Разработка синтезатора частоты рефлектометрической системы для исследования диэлектрической спектроскопии биологических объектов

Структурная схема цифрового синтезатора частоты приведена на рис. 4.1, где пунктирной линией и точками *A*, *B* показано место подключения АКПС, а общий вид синтезатора показан на рис. 4.2. Он содержит две петли цифровой ФАПЧ, синхронизируемых по колебаниям опорных частот 5,0 и 1,0 МГц. Первая система ФАПЧ служит для получения опорных частот синтезатора 1,0 и 100 МГц. Она имеет узкую полосу пропускания и оба колебания имеют спектральную чистоту колебаний подстраиваемого кварцевого генератора на 100 МГц. Частота 1,0 МГц после деления на 10 поступает на один из входов фазового детектора второй системы ФАПЧ СВЧ диапазона. Колебания частотой 100 МГц после усиления до уровня 1 Вт поступают на генератор гармоник, состоящий из широкополосного умножителя на ДНЗ в диапазоне частот 0,4 – 17,9 ГГц обеспечивается изменением подаваемого на диод

постоянного напряжения смещения в соответствии с номером требуемой гармоники.

Цифровая петля ФАПЧ СВЧ диапазона состоит из генератора, управляемого напряжением, смесителя, преобразующего частоту ГУН в диапазон промежуточных частот 50...150 МГц, делителя с переменным коэффициентом деления (ДПКД) и фазового детектора.

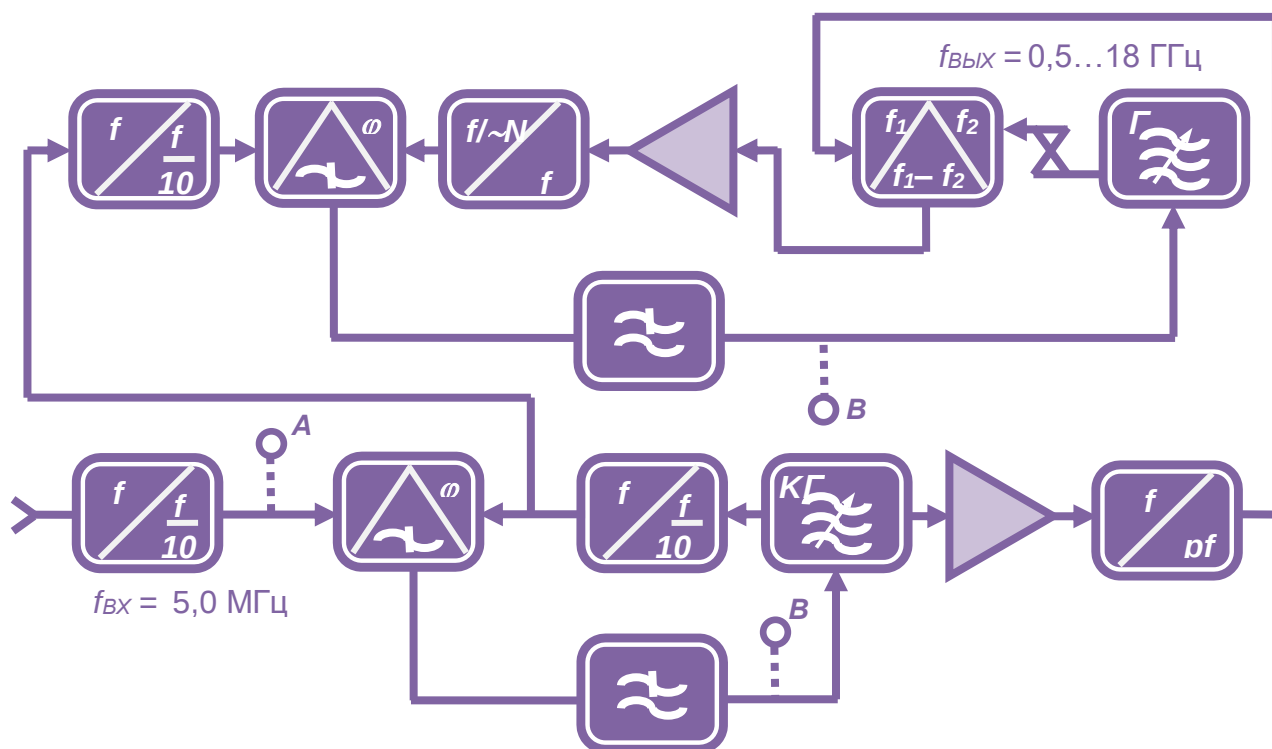


Рис. 4.1. Структурная схема синтезатора частоты

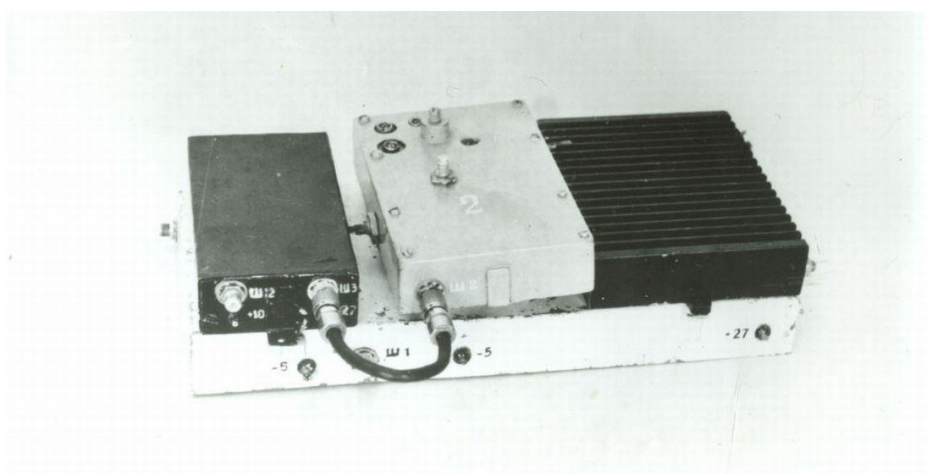


Рис. 4.2. Общий вид синтезатора частоты

В генераторе, управляемого напряжением, до 18 ГГц используются транзисторы. Выше 18,0 ГГц могут быть использованы арсенид-галлиевые диоды Ганна. Перестройка генератора осуществляется сферой из ЖИГ. Колебания ГУН через направленный ответвитель с переходным затуханием 10 дБ поступают на гетеродинный вход смесителя, на сигнальный вход которого подается колебание от генератора гармоник. Сигнал промежуточной частоты 50...150 МГц после усиления поступает на ДПКД ($N = 500...1499$), с выхода которого колебание с частотой 100 кГц подается на фазовый детектор.

Флуктуационные характеристики выходного колебания синтезатора в пределах полосы пропускания петли ФАПЧ СВЧ определяются соответствующими характеристиками частоты кварцевого ГУН 100 МГц умноженной до значения выходной частоты. За пределами этой полосы – спектральными характеристиками свободных колебаний ГУН СВЧ диапазона.

СВЧ автогенератор с электронной перестройкой частоты, служит для формирования выходных колебаний синтезатора и управляемый системой ФАПЧ по эталонному высокостабильному генератору. Автогенератор выполнен на транзисторе 2Т642А-2 по схеме с общей базой. Перестройка его частоты осуществляется варикапом 3А610А, включенным в цепь между эмиттером транзистора и общей шиной устройства. При $E_K = 15$ В и $I_K = 40$ мА автогенератор обеспечивает:

- мощность выходного сигнала ≥ 60 мВт;
- изменение выходной мощности по диапазону $\leq 1,2$ дБ;
- нестабильность частоты выходных колебаний $\sim 1,2 \cdot 10^{-3}$ в диапазоне температур $-(-40+60)^\circ\text{C}$ и питающих напряжений $\pm 10\%$.

Смеситель частот предназначен для преобразования частоты СВЧ управляемого генератора в область частот до 500 МГц. Смеситель выполнен по балансной схеме на диодах Шоттки типа 3А117БР и обладает следующими характеристиками:

- коэффициент передачи $\geq 0,2$ при $p_c = p_r = 1 - 2$ МВт;
- развязка между сигналами смешиваемых частот 15 дБ;

- КСВ по входам в полосе частот 0,5 ГГц не более 1,5.

Широкополосный усилитель промежуточной частоты предназначен для усиления выходного сигнала смесителя до уровня 0,5 – 1В, необходимого для нормальной работы микросхем цифрового тракта синтезатора. Усилитель состоит из трех каскадов резистивных усилителей с эмиттерной коррекцией для получения требуемой широкополосности. Широкополосный усилитель имеет следующие характеристики:

- полоса частот усиливаемых колебаний – (10...350) МГц;
- коэффициент усиления ≥ 26 дБ;
- неравномерность коэффициента усиления ≤ 3 дБ;
- уровень высших гармоник ≤ -32 дБ.

Делитель частоты с переменным коэффициентом деления обеспечивает дискретную перестройку синтезатора в заданном диапазоне частот. Он содержит ДПКД с коэффициентом деления 500...1499 на микросхемах 133, 193 и 530-й серий. Выходная частота ДПКД-0,1 МГц.

Импульсно-фазовый детектор системы ФАПЧ синтезатора обеспечивает сравнение по фазе выходных сигналов СЧ и поделенной на 50 частоты колебаний эталонного генератора (5 МГц). Выходное напряжение ИФД, пропорциональное разности фаз сравниваемых сигналов, подается в цепь управления частотой СВЧ автогенератора. Вырабатываемое управляющее напряжение изменяется в пределах 0,5...2,0 В, но за счет формирования напряжения «подставки» с цифро-аналогового преобразователя результирующее выходное напряжения фазового детектора изменяется в пределах 0,5...12 В. ИФД выполнен по схеме «выбор-запоминание» и состоит из генератора линейного напряжения, ключа и запоминающего устройства. Подавление помех с частотой сравнения на выходе ИФД более 60 дБ.

Управляемый кварцевый генератор дополнительного кольца ФАПЧ опорного канала синтезатора предназначен для формирования колебаний с частотой 100 МГц и долговременной стабильностью частоты эталонного

генератора (5 МГц). Собственно генератор выполнен из двух транзисторах различной проводимости. Перестройка его частоты осуществляется варикапом 3А610А. Сигнал с выхода кварцевого генератора разделяется на два канала, содержащих однокаскадные буферные усилители, и поступает на делитель частоты и умножитель частоты.

Делитель частоты кварцевого генератора осуществляет деление частоты управляемого кварцевого генератора (100 МГц) до 1,0 МГц, т.е. имеет коэффициент деления 100. Делитель выполнен на микросхемах 193-й и 133-й серий.

Фазовый детектор дополнительного кольца ФАП опорного канала синтезатора предназначен для сравнения по фазе сигнала от эталонного и поделенной на 100 частоты управляемого кварцевого генератора. ФД выполнен на микросхеме Д-триггера 133-й серии. Последующие за фазовым детектором фильтр нижних частот с подключением блока АКПС и усилитель на одном транзисторе подавляют до необходимого уровня помехи частоты сравнения и обеспечивают необходимый уровень (до 5В) управляющего напряжения.

Умножитель частоты опорного канала синтезатора предназначен для получения необходимого значения опорной частоты из частоты управляемого кварцевого генератора (100 МГц). Его коэффициент умножения реализован двумя каскадами: умножителем на транзисторе и на ДЗН. Усилительный каскад между двумя умножителями обеспечивает необходимый (...40 мВт) уровень входного сигнала для умножителя на ДЗН. Мощность выходного сигнала умножителя ≥ 5 мВт. Подавление побочных гармоник на выходе > 35 дБ. Выбор номера гармоник производится по команде пульта управления.

Все СВЧ узлы синтезатора реализованы в микрополосковом исполнении на поликоровых ($E = 9$ В) подложках толщиной 1,0 и 0,5 мм. Широкополосный усилитель, управляемый кварцевым генератором с буферными усилителями выполнены по гибридно-пленочной технологии с навесными транзисторами и конденсаторами большой емкости. Узлы цифрового тракта синтезатора

выполнены на печатных платах из фольгированного с двух сторон стеклотекстолита.

Для обеспечения требований по экранированию синтезатора от внешних наводок и предотвращения утечки энергии в окружающую среду, взаимной развязки каскадов, надежному заземлению по высокой частоте, а также удовлетворению требованиям по объемно-массовым показателям была разработана соответствующая конструкция СВЧ блока синтезатора в виде автономного моноблока с выносным пультом управления перестройкой по частоте.

СВЧ моноблок представляет собой коробчатое фрезерованное Н-образное шасси с несколькими отсеками, в котором размещены работающие на различных частотах СВЧ узлы и схемы цифрового тракта синтезатора, как показано на рис. 4.3.

Шасси сверху и снизу закрывается крышками. С целью уменьшения излучения из щелей, образующихся между шасси и крышками, создано множество контактных точек с помощью ряда часто расположенных винтов крепления крышек. На боковых стенках шасси расположены два разъема (РС-10, РС-19) для подключения АКПС и пульта управления перестройкой, а также коаксиально-полосковый переход для подключения к радиоизмерительным приборам при испытании синтезатора.

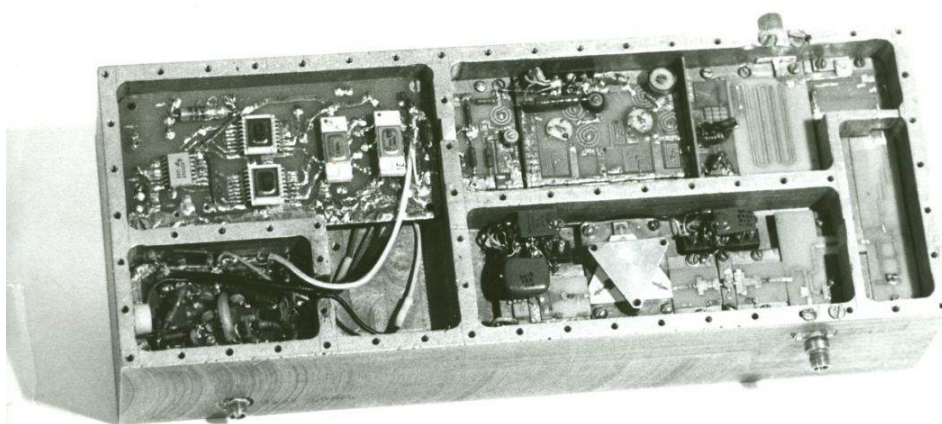


Рис. 4.3. СВЧ блок синтезатора

Адаптивный компенсатор побочных составляющих (АКДС) с частотой сравнения был реализован на базе серийных микросхем 140 серии (K140УД1 и K140УМА1).

Структурная схема его представлена на рис. 3.1.

Принципиальная схема модуля ПМ показана в приложении на (рис. ПА1). В состав модуля ПМ входят аналоговый перемножитель (АП) *A1*, схема смещения *A2*.

АП выполнен на микросхеме *A1* аналогового перемножителя 140МА1, работающего по принципу нормировки токов. Ограничившись диапазоном входным сигналов $\pm 0,5$ В, точность перемножения обеспечивается около 2%.

Схема смещения выполнена на операционном усилителе *A2* 140УД1А, работающего по схеме инвертирующего регулятора напряжения смещения нуля.

Схема интегратора построена на базе операционного усилителя K140УД1А. Принципиальная схема модуля интегратора показана в приложении на (рис. ПА2). В состав модуля входят интегратор *A1*, согласующий каскад *A2* и транзисторы *VT1*, *VT2*. Интегрирующая цепь *R1C1* включена в инвертирующий вход усилителя, а на неинвертирующий вход подается компенсирующее напряжение, чтобы на выходе модуля интегратора, в режиме без сигнала, выходное напряжение привести к нулевому уровню.

Для согласования сравнительно большого выходного сопротивления интегратора с нагрузкой включен согласующий каскад, выполненный на операционном усилителе *A2* и транзисторах *VT1*, *VT2*.

Операционный усилитель 140УД1А включен по схеме повторителя напряжения. Для увеличения выходного тока операционного усилителя на его выходе включен усилитель мощности по схеме повторителя напряжения (транзисторы *VT1* КТ315Ж, *VT2* КТ361И).

Принципиальная схема модуля регулируемого усилителя показана на рис. П.А3.

Усилитель выполнен на микросхеме операционного усилителя *AI* и транзисторах *VT1*, *VT2*.

Операционный усилитель К14ОУД1А включен по схеме неинвертирующего усилителя. На инвертирующий вход подается напряжение смещения для установки нулевого уровня на выходе модуля без сигнала. Диапазон регулировки сигнала, переменного резистора *R4*, порядка 30 дБ. На выходе операционного усилителя включен усилитель мощности по схеме повторителя напряжения (транзисторы *VT1* КТ315Ж, *VT2* КТ361И).

Вычитающее устройство выполнено на операционном усилителе *AI* на микросхеме 14ОУД1А по схеме неинвертирующего сумматора (рис. ПА4). На инвертирующий вход подается напряжение смещения для установки нулевого уровня на выходе модуля без сигнала.

Измерение характеристик выходного сигнала синтезатора частоты проводились с помощью измерительной схемы, изображенной на рис. 4.4, а общий вид показан на рис. 4.5.

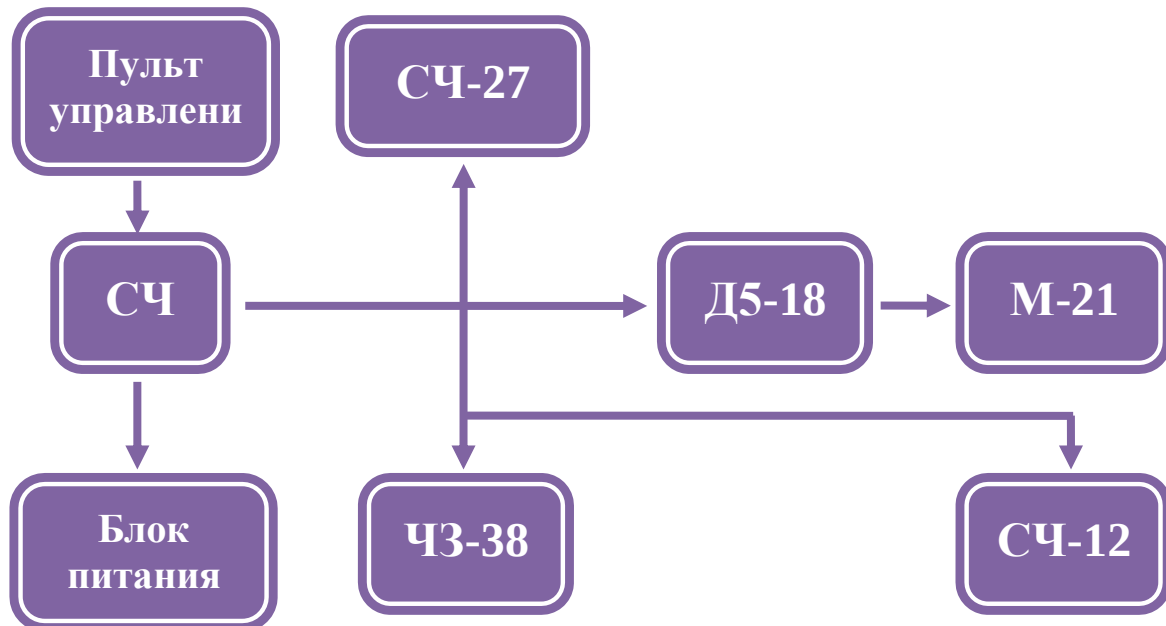


Рис. 4.4. Структурная схема измерения параметров СЧ

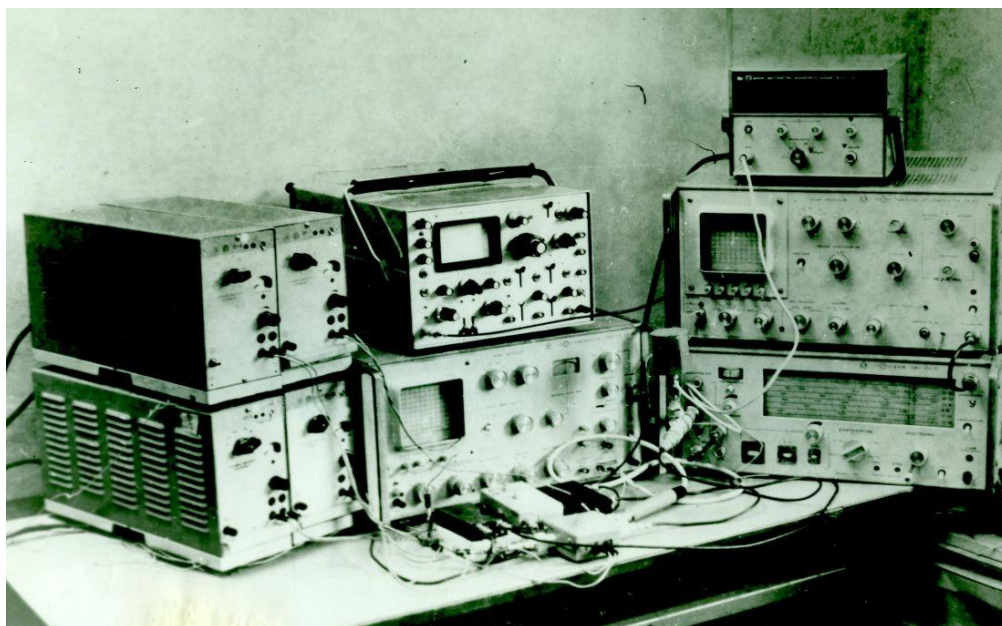


Рис. 4.5. Общий вид измерительного стенда

Ввиду отсутствия промышленных приборов измерения фазовых флуктуаций вносимых схемами преобразования частоты была разработана специальная установка, структурная схема которой изображена на рис. 4.6.

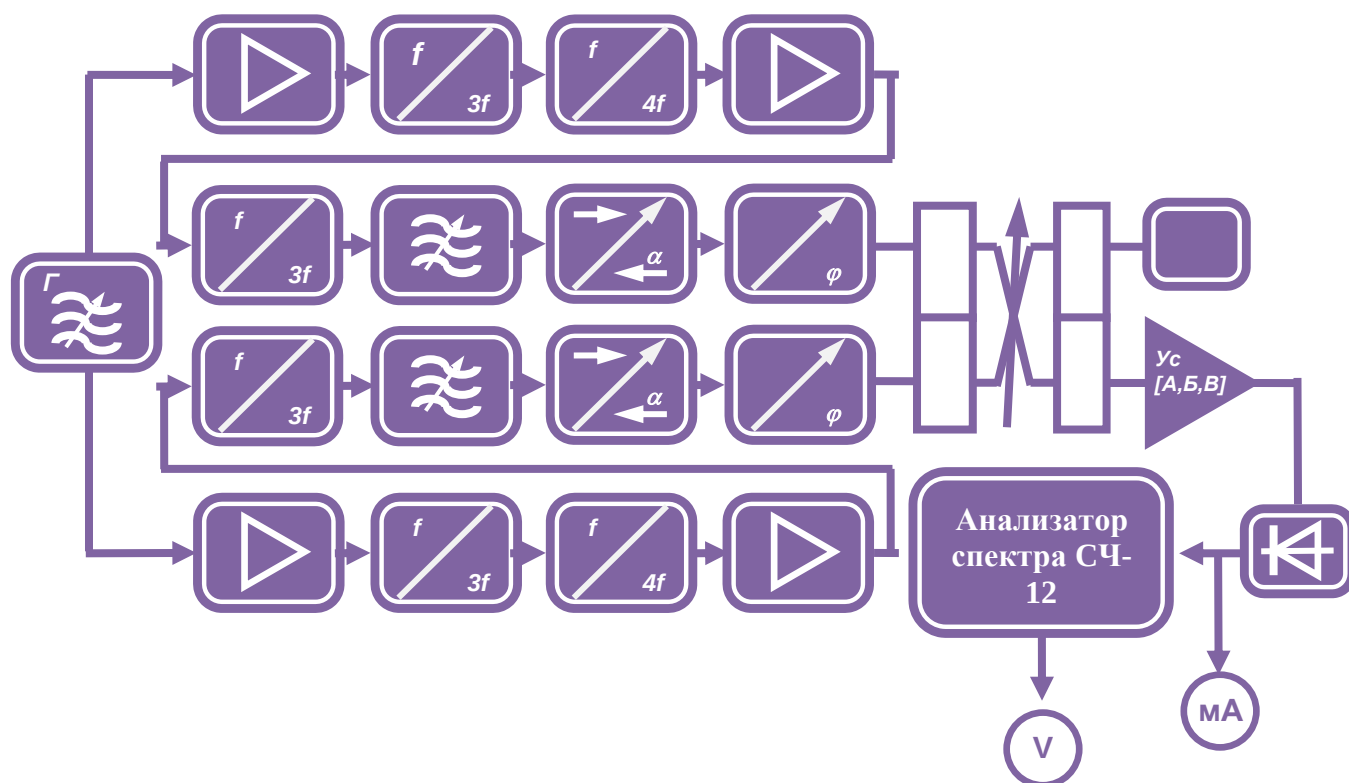


Рис. 4.6. Структурная схема измерительной установки

Как видно из рис. 4.6 установка представляет собой двухканальную схему умножения частоты («разгона» фазовых флуктуаций) с последующим вычитанием умноженных сигналов, при котором происходит преобразование фазовых флуктуаций в амплитудные. Усиленный после ЛБВ и детектированный сигнал регистрируется индикатором, в качестве которого используется, например, анализатор спектра низких частот С4-12. Методом последовательного анализа можно при наличии данных по крутизне параметров эквивалентного фазового детектора определить разрешающую способность измерительной установки.

Низкочастотная часть измерительной установки (до 120 МГц) выполнена на малошумящих нувисторах типа 6С51Н. Последующее умножение частоты осуществляется с помощью диодов с накоплением заряда. Наличие в одном из каналов умножения частоты регулируемого фазовращателя позволяет получить необходимый сдвиг фаз между сигналами каналов умножения, обеспечивающих максимальную крутизну преобразования фазовых флуктуаций в амплитудные.

Измерение разрешающей способности установки при умножении входной частоты $f_0 = 5$ МГц дали следующие результаты:

$$S_{\varphi} = 136 \text{ дБ/Гц при расстройках } 20 \div 1000 \text{ Гц от несущей};$$

$$S_{\varphi} = 130 \text{ дБ/Гц при расстройках } 1 \div 10 \text{ Гц от несущей};$$

$$S_{\varphi} = 127 \text{ дБ/Гц при расстройках } 10 \div 300 \text{ Гц от несущей}.$$

Если на входе измерительной установки включить в каждом из каналов два идентичных делителя частоты и измерить при этом выходные фазовые флуктуации установки, то при наличии превышения последних над результатами калибровки можно определить вносимое этими схемами фазовые (частотные) флуктуации.

В соответствии с этой методикой были произведены измерения спектральной плотности мощности фазовых шумов выходных сигналов ДПКД и синтезатора в целом. Для этого на соответствующие входы установки были подключены два ДПКД ($M = 10$), работающие от одного кварцевого генератора

с $f_0 = 50$ МГц. Измерения показали, что выходной сигнал делителей частоты с переменным коэффициентом деления на микросхемах 193 серии имеет спектральную плотность мощности шумов $S_\varphi = 125$ дБ/Гц в диапазоне частот $(10 \div 300)$ кГц от несущей.

Аналогично измерялись фазовые флуктуации вносимые синтезатором в целом. Выходные сигналы двух макетов синтезаторов, работающих от одного опорного генератора, умножались до частоты 6 ГГц.

Дальнейшая обработка сигнала и сравнение с результатами калибровки показали, что выходной сигнал синтезатора имеет фазовые флуктуации, спектральная плотность мощности которых равна $S_\varphi = 120$ дБ/Гц при расстройке от несущей $(10 \div 300)$ кГц (рис. 4.7).

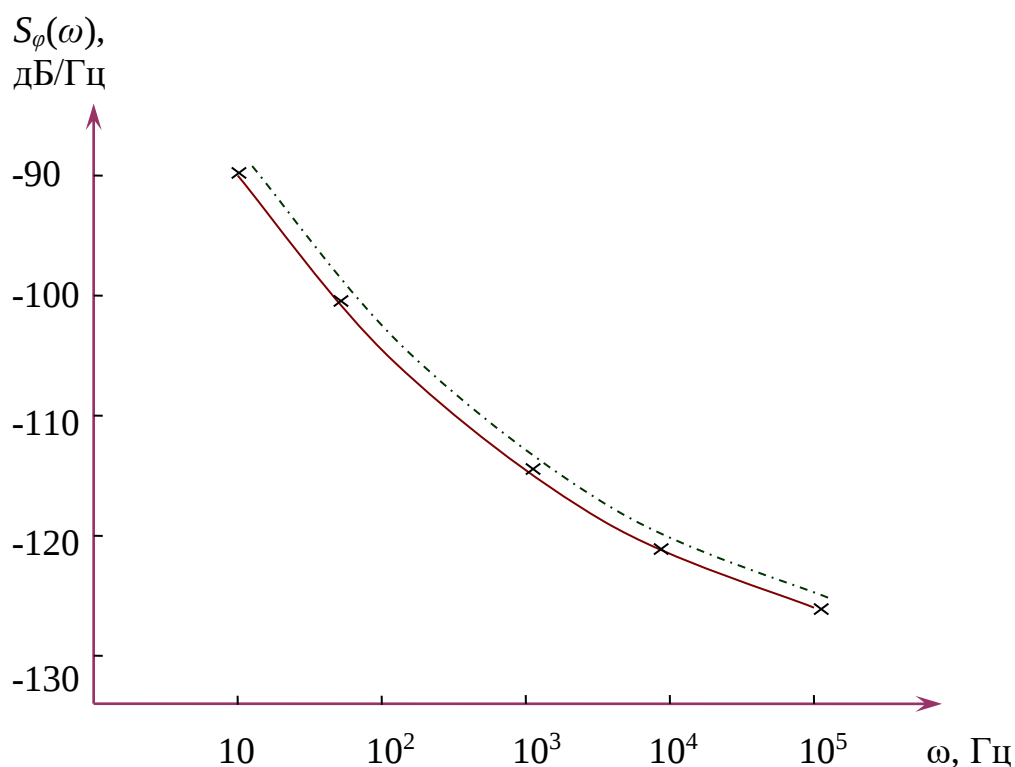


Рис. 4.7. Зависимость спектральной плотности фазовых шумов синтезатора от величины расстройки от несущей на частоте 1150 мГц

Для измерения уровня побочных составляющих в спектре выходного сигнала синтезатора частоты был использован автокорреляционный метод, который позволяет эффективно подавлять несущую частоту колебания СЧ. Схема измерительной установки приведена на рис. 4.8.

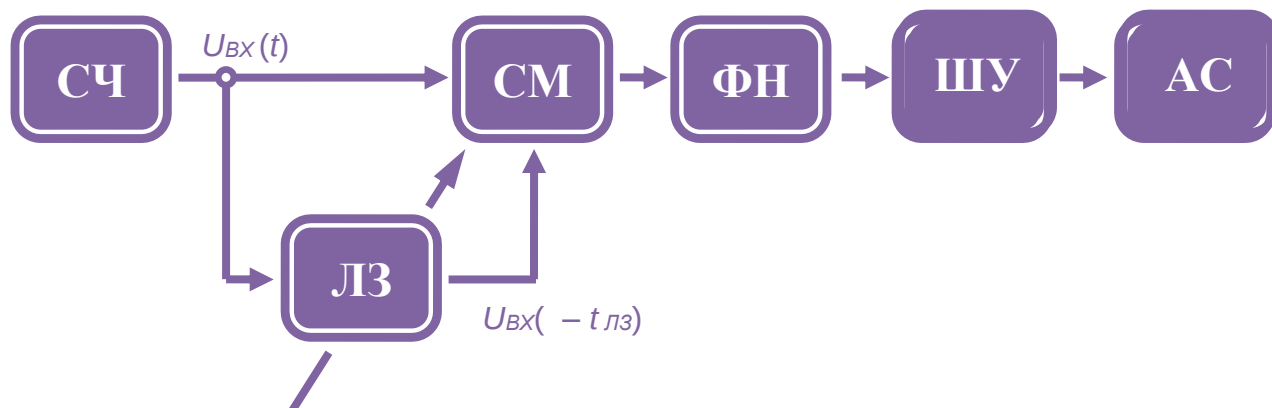


Рис. 4.8. Структурная схема измерительной установки побочных составляющих

Выходное напряжение смесителя представляет собой произведение двух входных колебаний

$$u_{\text{ВЫХ}}(t) = k u_{\text{ВХ}}(t) u_{\text{ВХ}}(t - t_{\text{ЛЗ}}), \quad (4.1)$$

где k – коэффициент передачи смесителя;

$t_{\text{ЛЗ}}$ – постоянная времени линии задержки.

Основываясь на результатах работы [101] получим, для полезного колебания ω и одной побочной составляющей ω_m , что они могут быть представлены в виде суммы составляющих двух АМ и двух ЧМ боковых полос. Если рассматривать только боковые полосы АМ, то поступающие на смеситель напряжения могут быть записаны в виде:

$$u_{\text{ВХ}}(t) = U \left[\cos \omega t + \frac{m}{2} \cos(\omega + \omega_m)t + \frac{m}{2} \cos(\omega - \omega_m)t \right] \quad (4.2)$$

$$u_{BX}(t - t_{ЛЗ}) = k_1 U \left[\cos(t - t_{ЛЗ}) + \frac{m}{2} \cos(\omega + \omega_m)(t - t_{ЛЗ}) + \right. \\ \left. + \frac{m}{2} \cos(\omega - \omega_m)(t - t_{ЛЗ}) \right]. \quad (4.3)$$

Подставляя (4.2) и (4.3) в (4.1) получим:

$$u_{BX}(t) = \frac{k k_1 U^2}{2} \left[\cos \omega t_{ЛЗ} + 2m \cos(\omega t_{ЛЗ}) \cos \frac{\omega_m t_{ЛЗ}}{2} \cdot \right. \\ \left. \cos \omega_m \left(t - \frac{t_{ЛЗ}}{2} \right) \right], \quad (4.4)$$

где m – глубина модуляции;

k_1 – затухание в линии задержки.

Отсюда, следует, что на выходе смесителя образуется сигнал состоящий из суммы постоянной составляющей и составляющей частоты ω_m .

Установка будет обладать наибольшей чувствительностью относительно АМ при максимальном значении постоянной составляющей, т.е. при:

$$\cos \omega t_{ЛЗ} = 1 \quad \text{при} \quad t_{ЛЗ} = \pi \frac{1}{\omega} k \quad (4.5)$$

где k – целое число.

Тогда уравнение (4.4) упростится:

$$u_{ВЫХ}(t) = 0,5 k k_1 U + k_1 k U^2 m \cos \left(\omega_m \frac{t_{ЛЗ}}{2} \right) \cos \omega_m \left(t - \frac{t_{ЛЗ}}{2} \right) \quad (4.6)$$

На выходе смесителя напряжение частоты ω_m будет максимально при:

$$\cos \left(\omega_m \frac{t_{ЛЗ}}{2} \right) = 1,$$

когда

$$t_{ЛЗ} = L \frac{\pi}{\omega_m}, \quad (4.7)$$

где L – целое число.

Настройка установки на максимальную чувствительность к амплитудной модуляции осуществляется под бором времени задержки, при котором постоянная составляющая на выходе смесителя максимальна, т.е. при выполнении условия (4.5).

Установка состоит из балансного смесителя коаксиальной линии задержки, линейного малошумящего усилителя УЗ-29, анализатора спектра С4-25, вольтметра постоянного тока.

Балансный смеситель вместе с линией задержки образует частотный дискриминатор. При этом должно наблюдаться условие, что $\omega t_{ЛЗ} \approx (2k+1)\frac{\pi}{2}$, тогда вольтметр постоянного тока даст отчет близкий к нулю.

Напряжение на выходе такого дискриминатора будет равно:

$$u_{ВЫХ} = M \sin 2\pi t_{ЛЗ} f_m. \quad (4.8)$$

В случае малых $2\pi t_{ЛЗ} f_m$:

$$u_{ВЫХ} \cong M 2\pi t_{ЛЗ} f_m. \quad (4.9)$$

Напряжение усиливается и с помощью анализатора спектра проводим измерение уровня побочных составляющих. Для обеспечения наилучшей чувствительности выходного сигнала дискриминатора должен иметь максимальную величину.

Выходной сигнал дискриминатора зависит от наклона $2\pi M t_{ЛЗ}$ в соотношении (4.8), где $M = \frac{u_{ВХ}}{AB}$ – затухание линии (>1); $B = \frac{u_{ЛЗ}}{u_{ВЫХ}}$ – потери преобразования смесителя (>1); $u_{ВХ}$ – напряжение на входе.

Разрешающая способность установки определяется из соотношения:

$$\chi = \frac{u_{ш}}{2\pi Mt_{ЛЗ}}, \quad (4.10)$$

где $u_{ш} = 1,5 \cdot 10^{-9}$ – шумы системы отнесенные по входу смесителя при частотах 100 Гц;

$u_{ш} = 1/f$ – при частотах >100 Гц;

Разрешающая способность разработанной установки составила ~ 160 дБ.

Калибровка измерительной установки осуществлялась подачей наряду с исследуемым колебанием другого с частотой $\omega + \omega_m = 1150$ МГц + 10 МГц. Блок-схема калибровки приведена на рис. 4.9.

Уровни напряжения по частоте ω_m измеряются с помощью анализатора спектра. После этого уровень опорного напряжения линейно экстраполируется до уровня шумов смесителя.

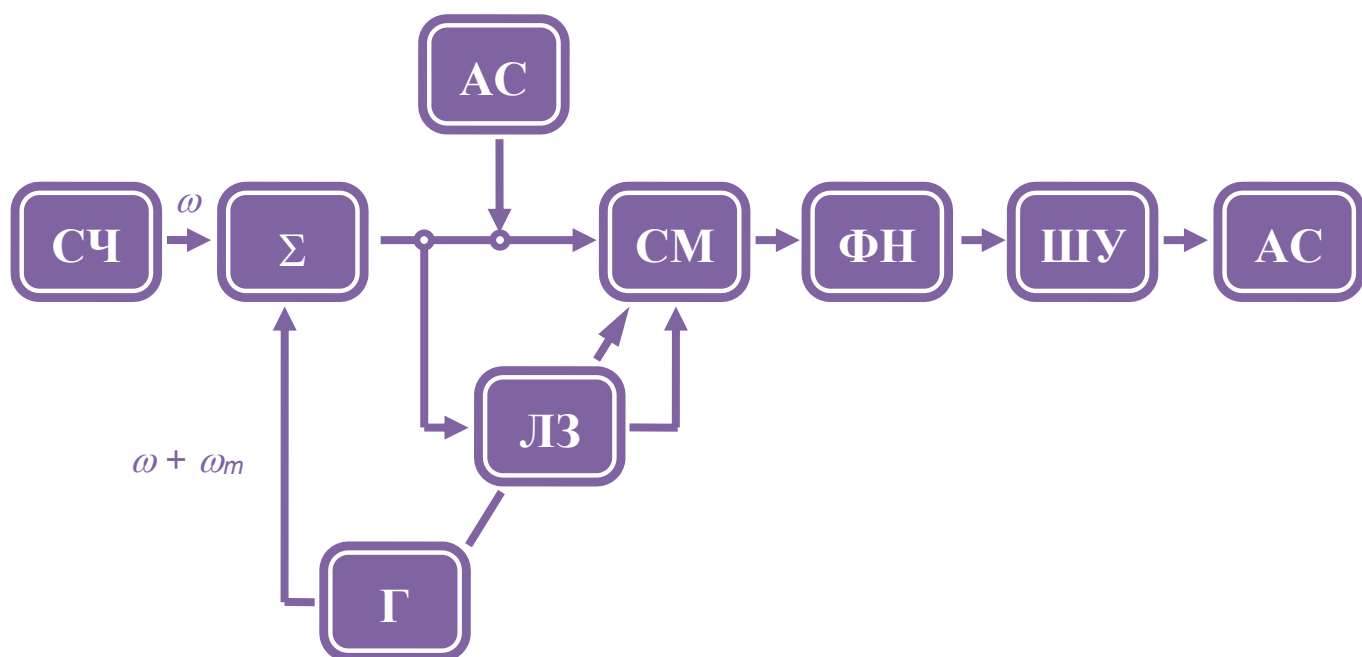


Рис. 4.9. Структурная схема калибровки измерительного усилителя

После проведения калибровки измерение уровня напряжения подаваемых побочных составляющих в спектре выходного сигнала СЧ дали следующие результаты, приведенные на рис. 4.10.

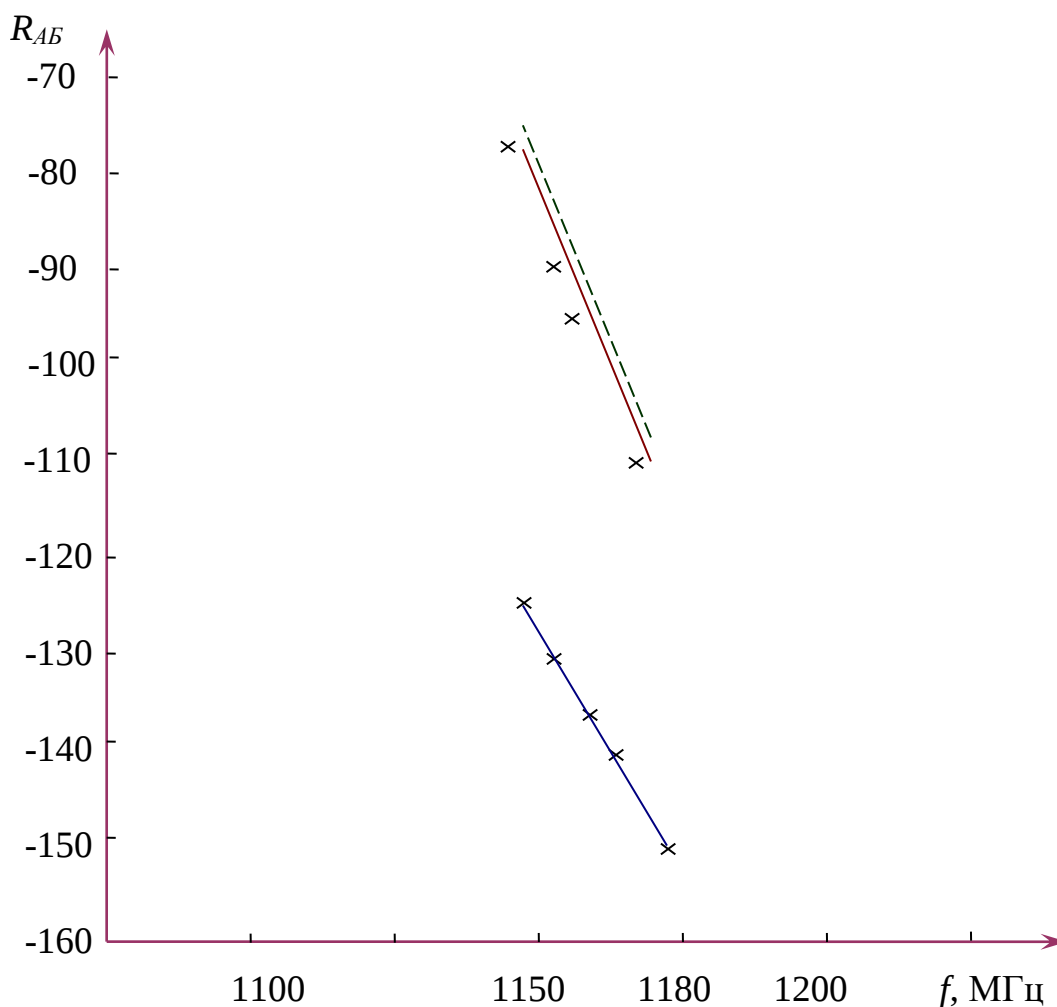


Рис. 4.10. Уровень побочных составляющих синтезатора на частотах 1,15...1,20 ГГц

На рис. 4.10 показаны результаты теоретических расчетов (пунктирная линия) и экспериментальных исследований уровня побочных составляющих в спектре выходного сигнала СЧ с АКПС и без него (сплошные линии). Применение АКПС, как показал эксперимент, позволило существенно увеличить подавление частоты сравнения и ее гармоник в спектре выходного сигнала СЧ до уровня – 150 дБ, что видно из графиков.

Быстродействие синтезатора частоты определялось следующим образом. Оно однозначно связано с полосой пропускания фильтра и поэтому при расширении полосы, что стало возможным с применением АКПС, быстродействие СЧ возрастает. Как следует из [100] величина быстродействия (скорость перестройки) определяется выражением

$$t_n = 0,5\Pi \frac{\tau_{уст}}{\Delta F_3}, \quad (4.11)$$

где Π – полоса частот, в которой осуществляется перестройка;

$\tau_{уст}$ – время установления синхронизации;

ΔF_3 – полоса захвата.

Реальное время t_n следует считать на порядок большим.

Для определения t_n необходимо, как следует из выражения (4.11) определить $\tau_{уст}$ и ΔF_3 .

Они определяются следующим образом:

- полоса захвата определяется подачей постоянного напряжения на управляемый вход ГУН и измерением частоты выходного сигнала с помощью частотомера ЧЗ-34А с одного края диапазона и другого края поля пока не произойдет захват системы ФАПЧ.

Время установления синхронизма определяется по схеме рис. 4.4.

Контроль частоты СЧ осуществим при помощи частотомера ЧЗ-34А, подключая выходное напряжение с выхода ФНЧ ко входу осциллографа С8-9А. Но так как максимальное перерегулирование переходного процесса на выходе ФНЧ кольца ФАПЧ является величиной малой и неудобной для наблюдения, то для улучшения наблюдательности процесса сигнал ФНЧ подавался на осциллограф через емкость 0,05мкФ и выделялся на нагрузке 0,5 мОм. Такое включение позволяет увеличить чувствительность входа осциллографа и тем самым повысить точность отсчета длительности переходного процесса, но при этом мы исследуем не само напряжение на выходе ФНЧ, а его дифференциал.

На основе теоретических и экспериментальных исследований был разработан синтезатор частоты отвечающий следующим параметрам:

- | | |
|-------------------------|------------|
| - диапазон частот, ГГц | 0,5 – 18,0 |
| - шаг сетки частот, кГц | 100 |
| - уровень подавления | |

побочных составляющих, дБ	не менее – 150
- фазовые шумы, дБ	не превышающий – 90
	в любом частотном диапазоне
- время переключения, мс	менее 40 при изменении частоты
	на 100 МГц, 50 при изменении
	частоты на 1 ГГц
- мощность выходного сигнала, мВт	≥ 60

4.3. Результаты измерений диэлектрической проницаемости биологических объектов на рефлектометре дистанционным методом

Используя полученные в работе результаты по построению синтезатора частоты с высокими спектральными характеристиками, был разработан рефлектометр для дистанционного измерения диэлектрической проницаемости биологических объектов в широком частотном диапазоне с характеристиками:

- полоса пропускания от 0,5...18 ГГц;
- входное сопротивление $50 \pm 1,5$ Ом;
- среднеквадратичное значение собственных шумов 5 мВ;
- погрешность измерения напряжения $\pm 0,3\%$;
- погрешность измерения временных интервалов $\pm 0,2\%$;
- коэффициент отклонения 5 мВ/дел;
- коэффициент развертки 10 пс/дел;
- погрешность измерения ДП биологических объектов 1,5%;
- потребляемая мощность 400 Вт;

- вес комплекта 62 кг.

Структурная схема рефлектометра приведена на рис. 4.11, а общий вид на рис. 4.12.

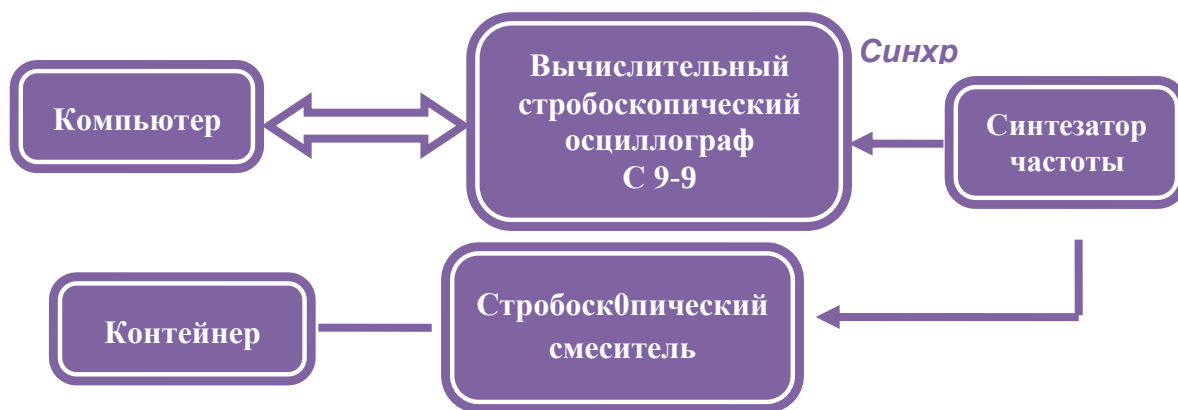


Рис. 4.11. Структурная схема рефлектометра

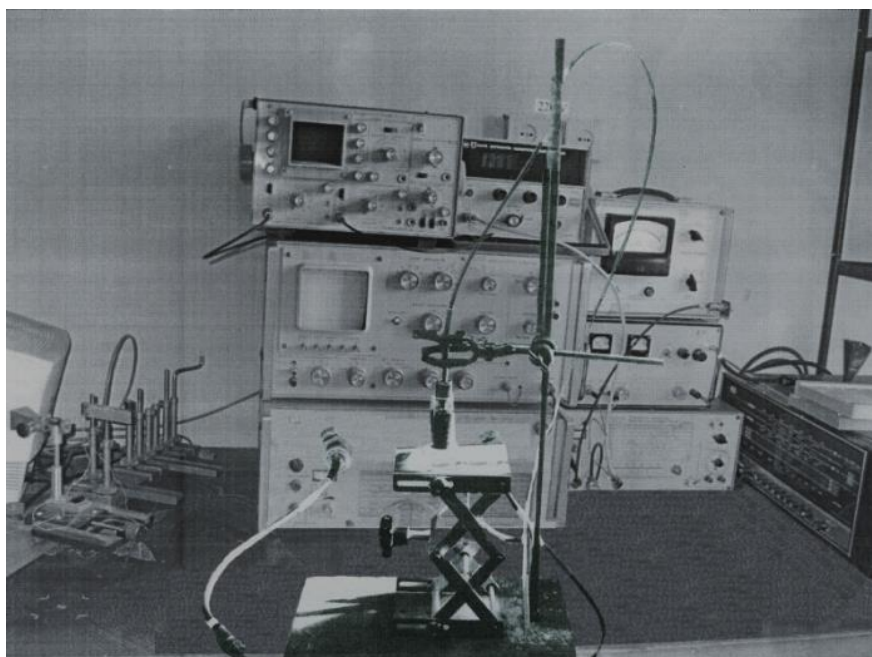


Рис. 4.12. Общий вид измерительной установки

Дистанционные измерения биообъектов проводились с помощью метода открытого конца коаксиальной линии.

Суть метода заключается в измерении входного комплексного коэффициента отражения зонда в виде отрезка коаксиального кабеля. Один конец которого подключается к измерительному прибору рефлектометра, а второй – направлен на исследуемый образец, как показано на рис. 4.12.

Для измерения диэлектрической проницаемости материала использован контейнер (рис. 4.13), имеющий конструктивную емкость C_0 .

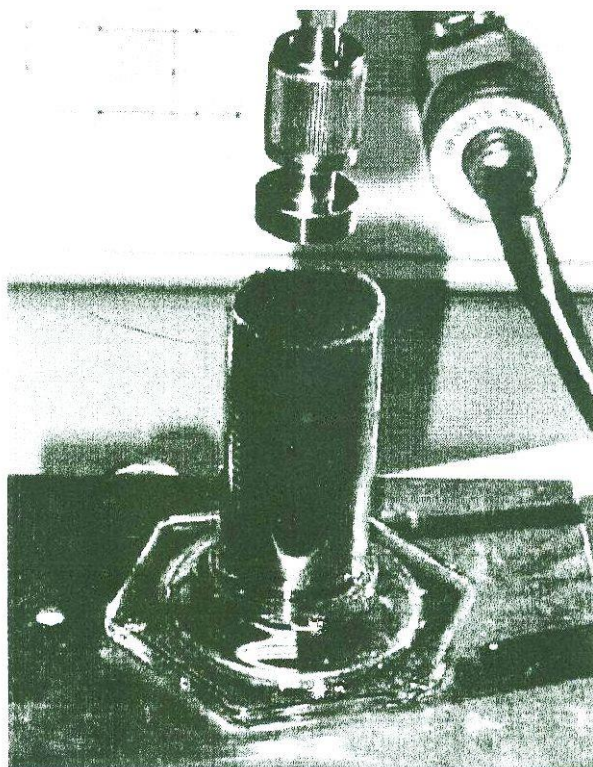


Рис. 4.13. Общий вид измерительного зонда

Эта емкость заполняется исследуемым веществом и становится равной:

$$C = \varepsilon(j\omega)C_0. \quad (4.12)$$

Диэлектрическая проницаемость определяется по измеренному значению коэффициента отражения $\Gamma(j\omega)$ на основании равенства:

$$\frac{1}{j\omega C_0(j\omega)} = W \frac{1 + \Gamma(j\omega)}{1 - \Gamma(j\omega)}, \quad (4.13)$$

откуда получаем расчетное соотношение:

$$\varepsilon(j\omega) = \frac{1}{j\omega C_0 W} \frac{1 - \Gamma(j\omega)}{1 + \Gamma(j\omega)}, \quad (4.14)$$

где $\Gamma(j\omega)$ – коэффициент отражения;

C_0 – конструктивная емкость;

W – волновое сопротивление зонда.

Если представить коэффициент отражения в виде $\Gamma(j\omega) = |\Gamma(j\omega)|e^{-j\theta}$, то получим:

$$\varepsilon' = \frac{2|\Gamma(j\omega)|\sin\theta}{\omega C_0 W \left[1 + 2|\Gamma(j\omega)|\cos\theta + |\Gamma(j\omega)|^2 \right]}; \quad (4.15)$$

$$\varepsilon'' = \frac{1 - |\Gamma(j\omega)|^2}{\omega C_0 W \left[1 + 2|\Gamma(j\omega)|\cos\theta + |\Gamma(j\omega)|^2 \right]}. \quad (4.16)$$

Комплексный коэффициент отражения $\Gamma(j\omega)$ рассчитывался через отношение двух дискретных преобразований Фурье отраженного и подающего сигналов, которые определяются следующим образом:

$$\Gamma(j\omega) = \frac{F[U_{отр}(t)]}{F[U_{пад}(t)]}. \quad (4.17)$$

Таким образом, анализ падающего и отраженного зондирующего сигнала во временной и частотной областях позволяет определить искомые характеристики диэлектрической проницаемости исследуемого образца.

Методика измерения коэффициента отражения состоит в следующем. Схема включения аппаратуры рефлектометра приведена на рис. 4.14.

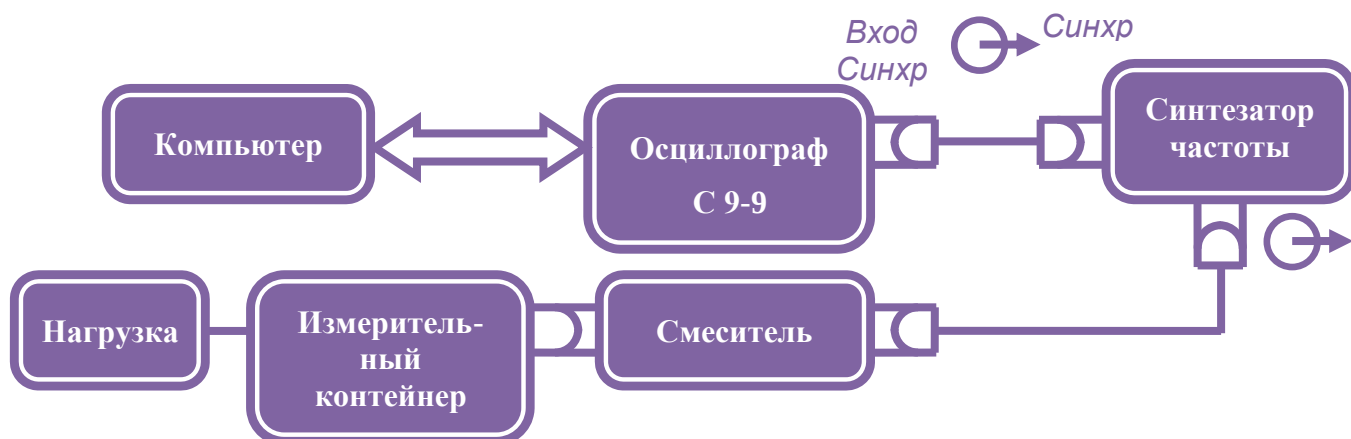


Рис. 4.14. Структурная схема подключения измерительного контейнера при измерении коэффициента отражения

Коэффициент отражения определяется следующим образом:

- на вход канала смесителя подается сигнал с выхода синтезатора частоты и осциллограф переводится в режим настройки;
- получив на экране изображение перепада напряжения в требуемом масштабе времени, необходимо записать его в ОЗУ прибора (рекомендуется использовать «ACC NUMBER – 256», для чего выполняется следующая программа:

```

001 LABEL
002 INPUT
003 MOVE ZO → Z1
004 ADJUSTMENTO
005 LABEL
006 INPUT
007 STOP
008 SIFT
009 FT
010 MOVE ZO → Z1
011 FT
  
```

012 MOVE ZO $\rightarrow$ Z1

013 Z0=ZO $\rightarrow$ Z1

015 CABS

016 END

Перечень команд программы приведены в табл. 1 Приложения Б.

Количество накоплений устанавливается равным 256. Осциллограф автоматически по программе введет сигнал, запишет его зону Z1 и перейдет режим настройки. После этого в измерительный контейнер помещается исследуемый материал. Производится запись нового сигнала в память рефлектометра в зону Z0.

Устанавливается режим индикации DISPLAY Z0, Z1 при этом на экране индикатора можно наблюдать сигнал, отличия в которых обусловлены отражением от неоднородностей объекта исследования.

Изменение величины X и Y на экране рефлектометра добиваются совпадение фронтов сигнала.

После выполнения этой программы в зонах памяти прибора Z0 и Z1 формируются массивы, описывающие, соответственно, модуль и фазу комплексного числа коэффициента отражения входа (выхода) т. е. элементы матрицы рассеивания.

После этого вычисляем значения ε' и ε'' .

Перед изменениями проводилась калировка рефлектометра по образцам глицерина.

На рис. 4.15 приведены данные калировки рефлектометра (сплошная линия) и табличные данные глицерина (обозначены «х»). Как видно из графиков рис. 4.15 погрешность калировки составляет 1,5...1,7%.

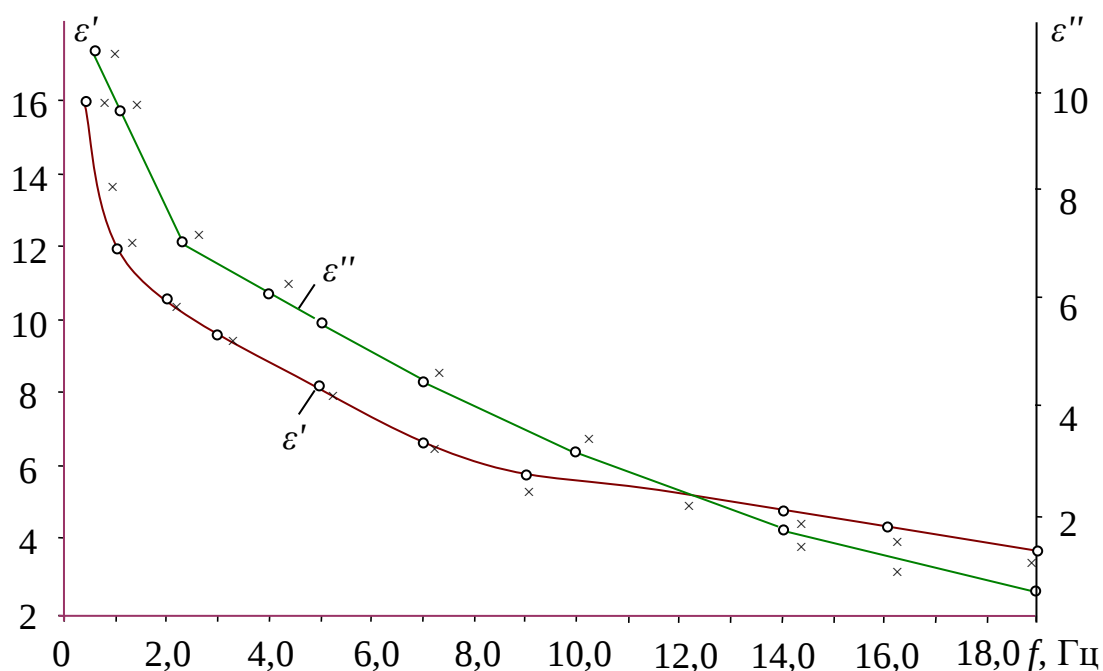


Рис. 4.15. Частотная зависимость диэлектрических свойств гептанола при калибровки рефлектометра при температуре $+25^{\circ}\text{C}$

При проведении изменений будем предполагать, что биологические объекты, с точки зрения их поведение в электромагнитном поле, представляют собой гетерогенные смеси, содержащие воду в свободном и связанном состояниях. Связанной водой будем считать ту воду, диэлектрическая проницаемость которой, отличается от ДП свободной воды. Также считаем, что ДП биологических объектов описывается модель Дебая.

В качестве экспериментальных биологических объектов были выбраны семена пшеницы «Артычанка» и «Харьковская-63», семена люцерны.

Искусственное замачивание семян производилось в полиэтиленовых мешках, с добавлением расчетного количества воды, с выдержкой в течении 50...70 часов. Для замачивания использовались семена урожая 2010 года, высушенные путем активного вентилирования.

Сушка в термостате при температуре 50°C в течении 4 часов.

Экспериментальные значения ДП семян приведены с соответствующими погрешностями измерений, которые для действительной и мнимой частей ДП составили не менее 1,7% во всем диапазоне от 0,5 до 18 ГГц.

На рис. 4.16 приведены частотные характеристики диэлектрических свойств твердой озимой пшеницы сорта «Ахтырчанка» при влажности 14,6%, температуре +25С и плотности 0,8 г/см³.

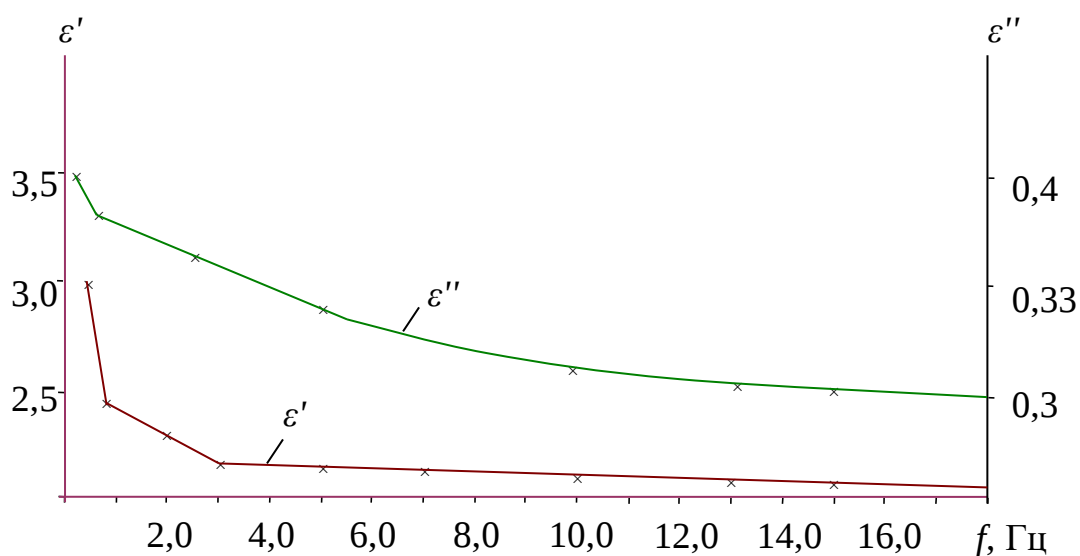


Рис. 4.16. Диэлектрические свойства твердой озимой пшеницы сорт «Ахтырчанка» в диапазоне СВЧ при температуре $t = 25^{\circ}\text{C}$

Анализ полученных экспериментальных данных показывает, что зависимость ϵ' от частоты линейная. Это характерно для твердых диэлектриков.

На рис. 4.17 приведены диэлектрические характеристики суспензии эритроцитов крови человека при температуре +25С.

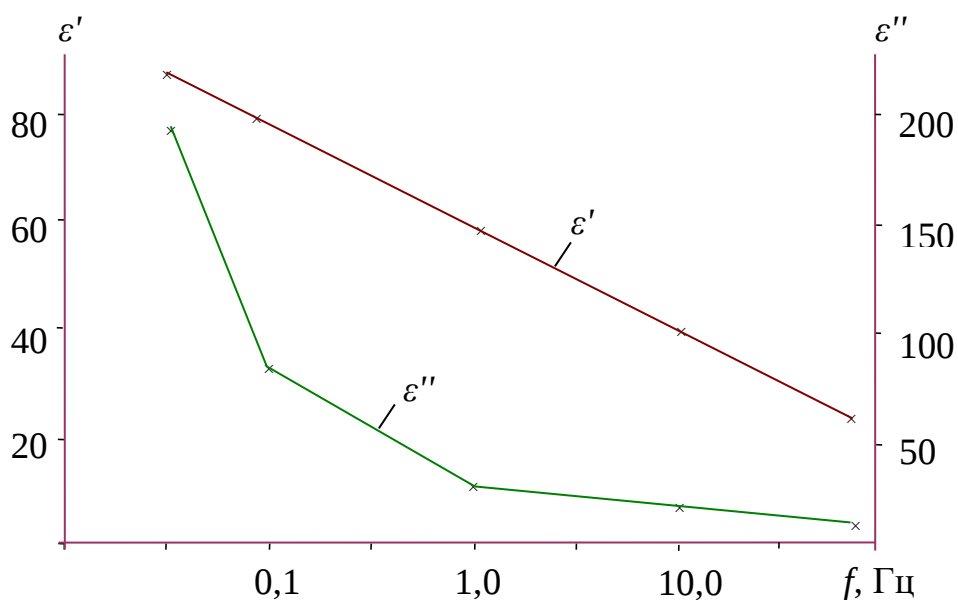


Рис. 4.17. Диэлектрические свойства эритроцитов крови человека

На рис. 4.18 приведены диэлектрические характеристики спермы человека при температуре $+25^{\circ}\text{C}$.

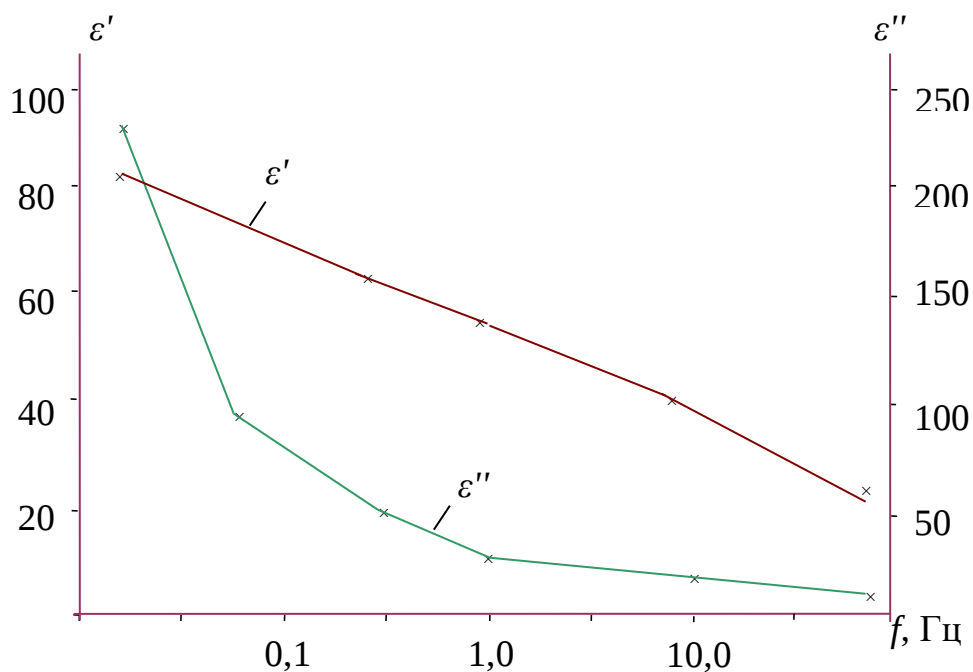


Рис. 4.18. Диэлектрические свойства спермы человека

На рис. 4.19 приведены диэлектрические характеристики мяса говядины (плечевая часть). Экспериментальные исследования диэлектрических

характеристик мяса проводились на измельченной мышечной ткани. Это упрощает формирование образцов и кроме того, позволяет избежать ошибок из-за гетерогенности мяса.

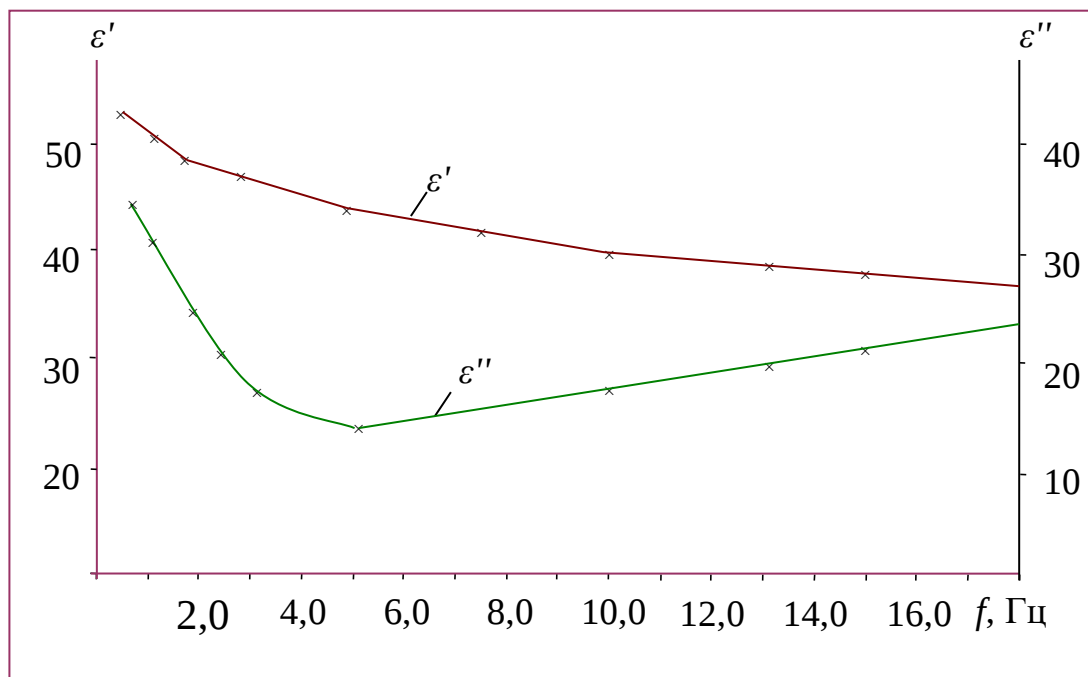


Рис. 4.19. Диэлектрические характеристики говядины (плечевая часть) в диапазоне СВЧ при $t = 20^{\circ}\text{C}$, плотности 1015 кг/м^3 , влажность $76,2\%$, жирность 2%

На рис. 4.20 представлены диэлектрические характеристики мяса птицы (куры, белое мясо).

Как видно из графиков рис. 4.19 и рис. 4.20, анализируя данные по диэлектрической проницаемости различных видов мяса можно отметить, что разница в значениях находится в пределах ошибки эксперимента, если исследуемые образцы близки по влажности и жирности. Значения ϵ'' для филе птицы больше, чем для говядины, что можно объяснить более высокой проводимостью, обусловленной однородной структурой филе птицы по сравнению с мышечной тканью говядины.

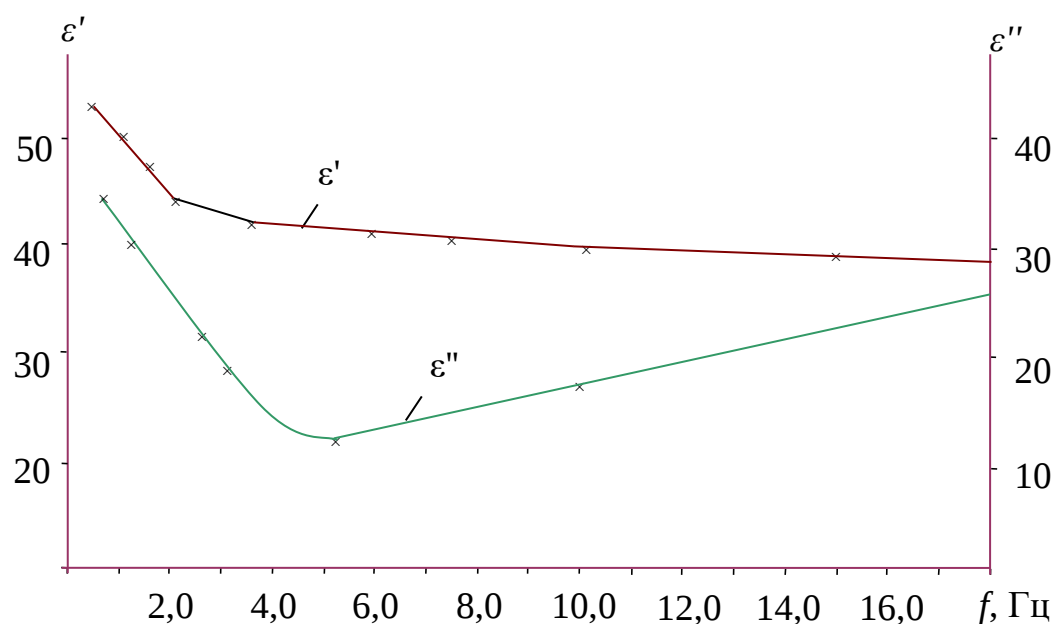


Рис. 4.20. Диэлектрические характеристики мяса птицы (белое мясо) в диапазоне СВЧ при $t = 20^{\circ}\text{C}$, плотности 1070 кг/м^3 , влажность $74,6\%$, жирность $0,9\%$.

На рис. 4.21 представлены диэлектрические характеристики мяса птицы (жировая ткань кур внутренняя).

Анализируя и сопоставляя графики рис. 4.20 и рис. 4.21, можно отметить, что диэлектрические характеристики мяса в значительной степени зависят от жирности мяса.

При увеличении жирности мяса значения ϵ' и ϵ'' снижаются, поскольку диэлектрические характеристики жировой ткани много меньше, чем мышечной.

Сравнивая данные рис. 4.20 и рис. 4.21 можно отметить, что значения ϵ' жировой ткани в $10...15$ раз, а ϵ'' в $30...60$ раз меньше, чем мышечной, что связано в первую очередь с низкой влажностью жира.

Эта закономерность относится ко всем видам мяса и мясопродуктов.

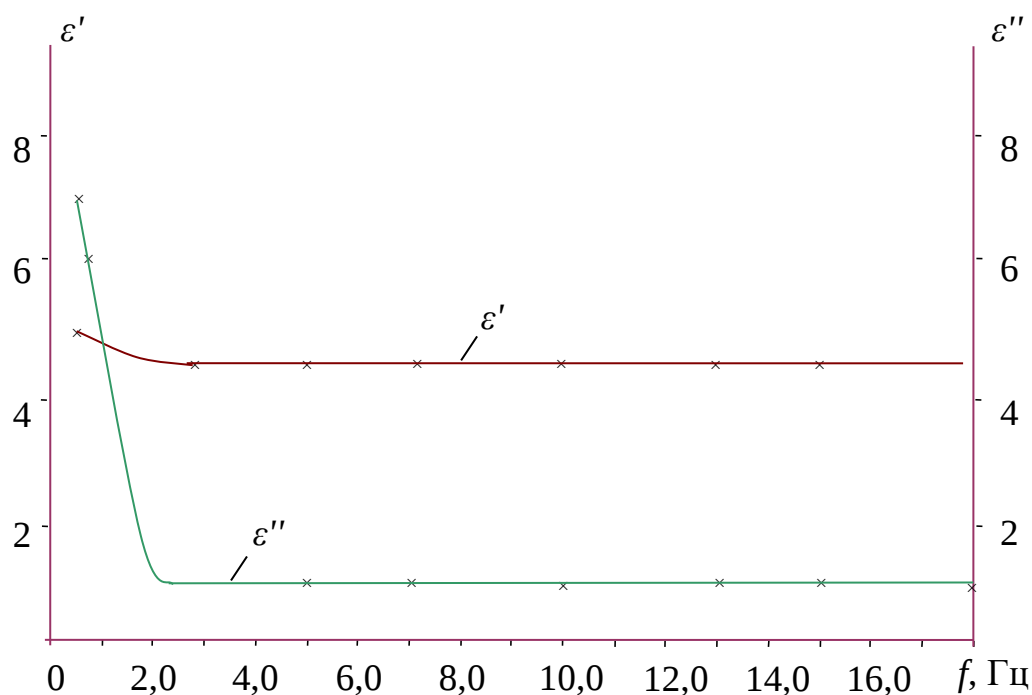


Рис. 4.21. Диэлектрические характеристики мяса птицы (жировая ткань кур внутренняя) в диапазоне СВЧ при $t = 20^{\circ}\text{C}$, плотность 900 кг/м^3 , влажности 9,1%, жирности 88,7%

Таким образом, полученные в ходе рефлектометрических измерений диэлектрические характеристики биообъектов позволяет оптимально определить частотный диапазон для селективного нагрева, как меры борьбы с сельскохозяйственными вредителями, для радиочастотной обработки семенного материала перед посадкой с целью повышения их всхожести, для определения влажности и сохранности плодоовощной продукции, для оптимальной термической обработки продукции сельского хозяйства.

Применение рефлектометрии для исследования диэлектрической проницаемости биологических жидкостей людей и животных облегчает диагностирование ряда заболеваний. Изучение сыворотки здоровых и больных людей и животных суспензии эритроцитов и лейкоцитов позволяет создать модель частотной зависимости этих биообъектов, которые могут быть использованы в диагностической практике для лечения ряда заболеваний.

Выводы по разделу

1. Для дистанционного исследования диэлектрических параметров биологических объектов в широком частотном диапазоне следует использовать рефлектометрические системы с параметрами:

- входное сопротивление $50 \pm 1,5$ Ом;
- среднеквадратичное значение собственных шумов 5 мВ;
- погрешность измерения напряжения $\pm 0,3\%$;
- погрешность измерения временных интервалов $\pm 0,2\%$;
- коэффициент отклонения 5 мВ/дел;
- коэффициент развертки 10 пс/дел;
- погрешность измерения ДП биологических объектов 1,5%;
- потребляемая мощность 400 Вт;
- вес комплекта 62 кг.

2. В рефлектометрических системах дистанционного измерения диэлектрических характеристик биологических объектов в качестве возбудителя следует применять синтезаторы частоты с параметрами:

- | | |
|---|--|
| - шаг сетки частот, кГц | 100 |
| - уровень подавления
побочных составляющих, ДБ | не менее – 120 |
| - фазовые шумы, ДБ | не превышающий – 90
в любом частотном диапазоне |
| - время переключения, мс | менее 40 при изменении частоты на
100 МГц, 50 при изменении частоты
на 1 ГГц |
| - мощность выходного сигнала, мВт | ≥ 60 |

3. Дистанционные измерения ДП биологических объекты следует проводить с помощью метода открытого конца коаксиальной или волноводной линии.

ВЫВОДЫ

В диссертационной работе разработаны научно-технические основы по созданию возбудителей рефлектометрических систем диэлектрической спектроскопии биологических объектов сельского хозяйства, медицины и биологии. Полученные результаты позволяют разработать эффективные информационные ЭМ технологии в медицине, сельском хозяйстве и биологии, создать базу данных о ДП биологических объектах в широком частотном диапазоне.

1. Из анализа литературных источников следует, что для повышения продуктивности растений и животных, а также для контроля качества и сохранности сельскохозяйственной продукции актуальным является создание рефлектометрических систем дистанционного измерения диэлектрической проницаемости биологических объектов, для воспроизведения, хранения и передачи комплексной диэлектрической проницаемости в диапазоне частот $0...300$ ГГц с погрешностью измерения $1,5...1,7\%$.
2. Для дистанционного измерения ДП биологических объектов рефлектометрическими системами, необходимо в качестве возбудителей рефлектометров использовать цифровой синтезатор частоты с подавлением дискретных составляющих в спектре выходного сигнала до уровня $160...200$ дБ на основе косвенного метода синтеза с ДКПД в цепи обратной связи.
3. Для обеспечения точности дистанционного измерения ДП биологических биообъектов в пределах $1,5...1,7\%$, анализ характеристик синтезатора следует проводить с учетом нелинейного характера петли ФАПЧ на основе функционального метода с использованием рядов Вольтерра.
4. Численные оценки стабильности частоты синтезатора, на основе функционального метода, показывают возможность создания синтезаторов с нестабильностью частоты в пределах $10^{-7}...10^{-9}$.

5. Применение схемы адаптивного компенсатора в СЧ позволит увеличить степень подавления побочных составляющих в спектре выходного сигнала синтезатора в 2 раза по сравнению с фильтрами с постоянными параметрами, а также может обеспечить необходимый уровень защиты возбудителя рефлектометрической системы как от внутренних, так и внешних помех.

6. Для дистанционного исследования диэлектрических параметров биологических объектов в широком частотном диапазоне следует использовать рефлектометрические системы с параметрами:

- входное сопротивление $50 \pm 1,5$ Ом;
- среднеквадратичное значение собственных шумов 5 мВ;
- погрешность измерения напряжения $\pm 0,3\%$;
- погрешность изменения временных интервалов $\pm 0,2\%$;
- коэффициент отклонения 5 мВ/дел;
- коэффициент развертки 10 пс/дел;
- погрешность измерения ДП биологических объектов 1,5%;
- потребляемая мощность 400 Вт;
- вес комплекта 62 кг.

7. В рефлектометрических системах дистанционного измерения диэлектрических характеристик биологических объектов в качестве возбудителя следует применять синтезаторы частоты с параметрами:

- | | |
|---|--|
| - шаг сетки частот, кГц | 100 |
| - уровень подавления
побочных составляющих, ДБ | не менее – 120 |
| - фазовые шумы, ДБ | не превышающий – 90
в любом частотном диапазоне |
| - время переключения, мс | менее 40 при изменении частоты на
100 МГц, 50 при изменении частоты
на 1 ГГц |
| - мощность выходного сигнала, мВт | ≥ 60 |

8. Дистанционные измерения ДП биологических объектов следует проводить с помощью метода открытого конца коаксиальной или волноводной линии.

ПРИЛОЖЕНИЯ

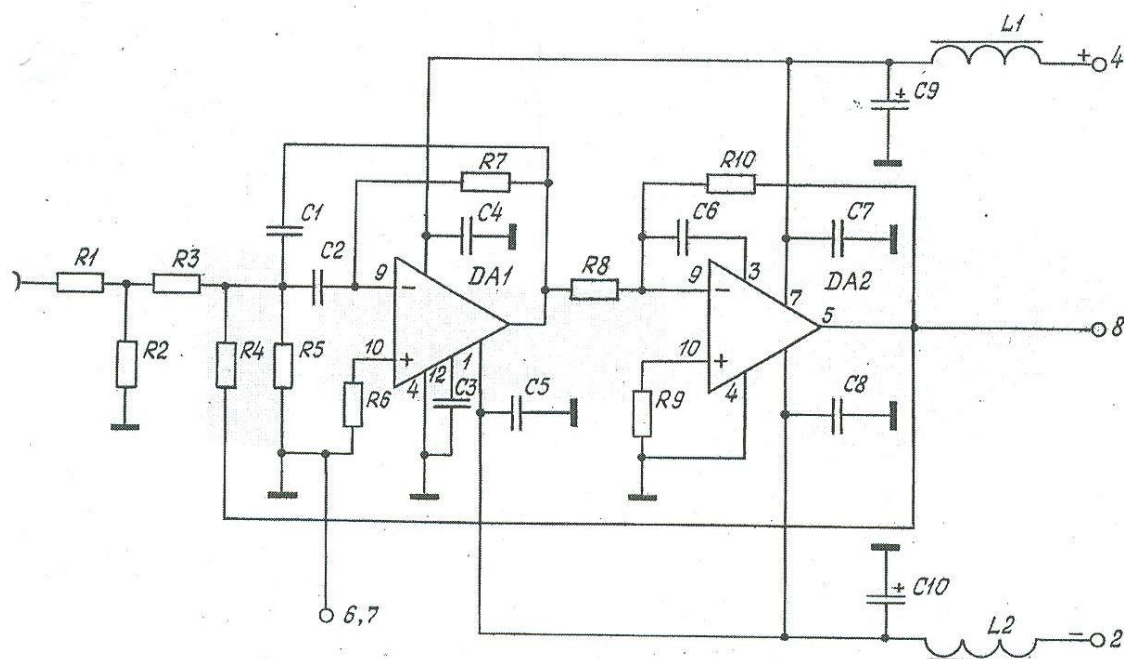


Рис. ПА1. Принципиальная схема аналогового перемножителя

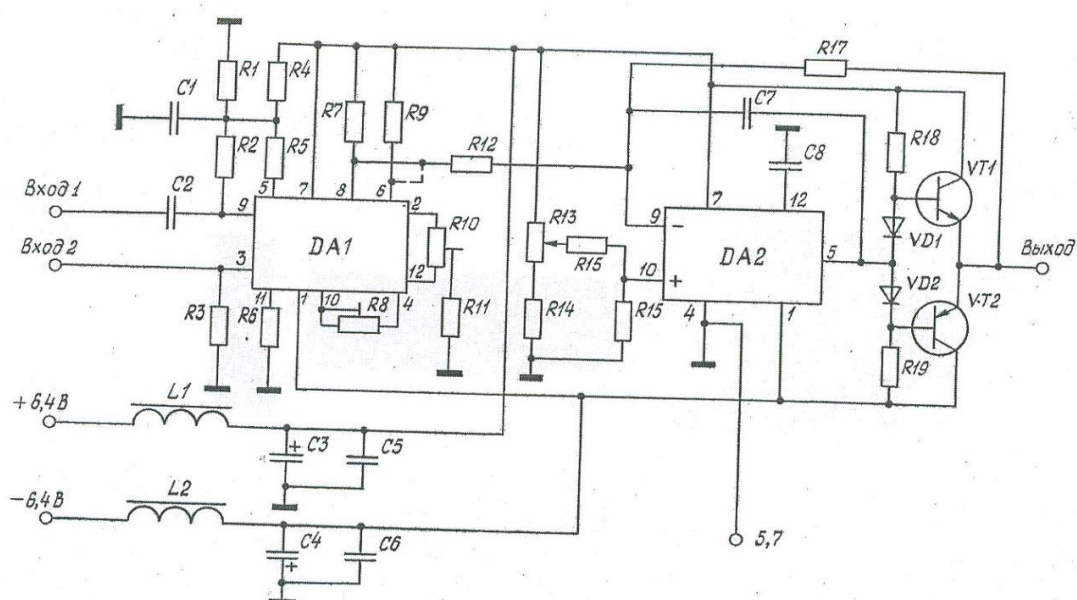


Рис. ПА2. Принципиальная схема интегратора

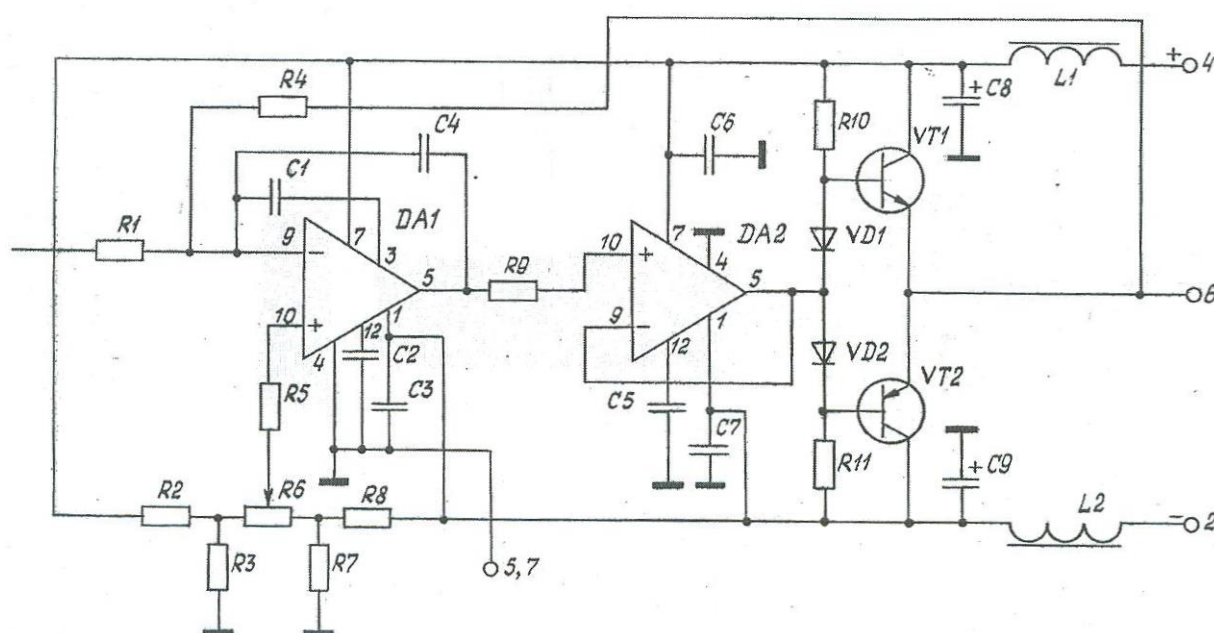


Рис. ПА3. Принципиальная схема регулируемого усилителя

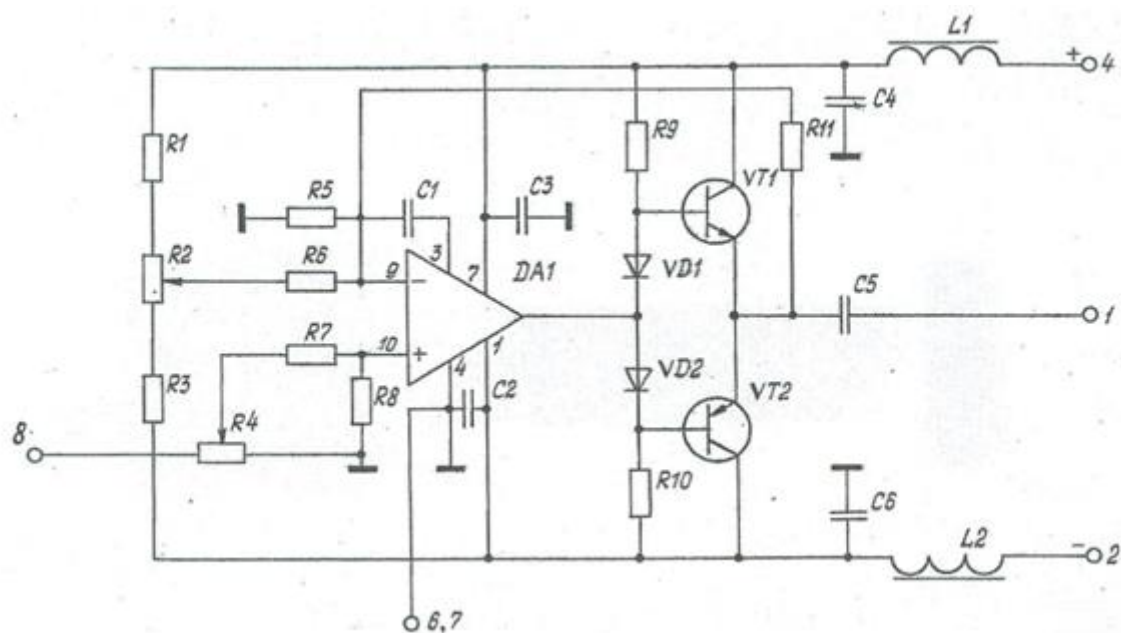


Рис. ПА4 Принципиальная схема вычитающего устройства

Таблица Б1

Перечень команд программы

Обозначение	Функция
1	2
DISPLAY	Режим отображения
ACCNUMBER	Количество точек усреднения при вводе
INPUT	Запись сигнала в память прибора
LABEL NNN	Метка номера NNN, где NNN от 000 до 031
MOVE Z0 ↔ Z1	Обмен содержимого зон Z0 и Z1
MOVE Z0 → Z1	Пересылка содержимого зон Z0 в Z1
MOVE Z0 ← Z1	Пересылка содержимого зон Z1 в Z0
SHIFT	Выровнять по горизонтали массив Z1
FT	Прямое преобразование Фурье
FT1	Обратное преобразование Фурье
Z0=Z0+Z1	Сложение зон
Z0=Z0-Z1	Вычитание зон
Z0=Z0xZ1	Умножение зон
Z0=Z0/Z1	Деление зон
CABS	Вычисление $Z0 = \sqrt{(R_c Z0)^2 + (I_m Z0)^2}$
ARG	Вычисление $Z0 = \arctg \frac{R_c Z0}{I_m Z0}$
POLAR	Вычисление $Z0 = \sqrt{(R_c Z0)^2 + (I_m Z0)^2}$ $Z0 = \arctg \frac{R_c Z0}{I_m Z0}$
END	Конец программы

Приложение В

РАСЧЁТ ЭКОНОМИЧЕСКОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИМПУЛЬСНОЙ
УСТАНОВКИ ДЛЯ ДИСТАНЦИОННОГО ИЗМЕРЕНИЯ
ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ БИОЛОГИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

Расчёт проводился по методике определения экономической эффективности использования в народном хозяйстве новой техники, изобретений и рационализаторских предложений [].

Для расчёта экономической эффективности внедрения новых технических средств было использовано выражение:

$$\mathcal{E} = 3_1 \cdot \frac{B_2}{B_1} \cdot \frac{P_1 + E_n}{P_2 + E_n} + \frac{(U'_1 - U'_2) - E_n(K'_2 - K'_1)}{P_2 + E_n} - 3_2 \quad (B1)$$

где $\mathcal{E}$ - экономический эффект;

B_1, B_2 - производительность базовой и вновь созданной установок;

P_1, P_2 - коэффициенты реновации установок;

$$P_1 = \frac{1}{\tau_{c1}}, \quad P_2 = \frac{1}{\tau_{c2}} \quad (B2)$$

τ_c - срок службы установки;

E_n - нормативный коэффициент эффективности капитальных вложений;

U'_1, U'_2 - годовые текущие затраты по эксплуатации (без учёта реновации);

K'_1, K'_2 - сопутствующие капитальные вложения у потребителя, соответственно базового и нового вариантов;

$3_1, 3_2$ - приведенные затраты по базовой установке и новой.

$$3_1 = C_1 + E_n \cdot K_1, \quad 3_2 = C_2 + E_n \cdot K_2 \quad (B3)$$

C_1, C_2 - себестоимость базовой и новой установок.

Для измерения диэлектрической проницаемости биообъектов в диапазоне частоты 0,5-30 ГГц для базовой установки требуется 5 комплектов аппаратуры. В каждый комплект входят: генератор, осциллограф, частотомер, измеритель

мощности и комплект электронно-волноводных элементов. Стоимость одного комплекта составляет 68 тыс. грн. (цены 2010 г.) Стоимость базовой установки из 5 комплектов будет составлять $C_1=340$ тыс. грн. Величина себестоимости C_2 новой установки, состоящей из импульсного генератора, частотомера, осциллографа и измерителя мощности принимается равной 110 тыс. грн.

Коэффициент E_n для приборостроительной промышленности равен 0,15.

Сопутствующие капитальные вложения для базовой и новой установок равны нулю.

Тогда $Z_1=340$ тыс. грн., $Z_2=110$ тыс. грн.

Продолжительность измерений диэлектрической проницаемости биообъекта в диапазоне частот 0,5-30 ГГц для базового варианта составляет $t_1=78$ часов, для новой установки $t_2=26$ часов (при равной достоверности получаемых результатов). Тогда рост производительности труда при эксплуатации новой установки по отношению к базовому варианту будет составлять.

$$\frac{B_1}{B_2} = \frac{t_1}{t_2} = \frac{78}{26} \approx 3$$

Надёжность новой установки и базового комплекта в основном будет определяться сроком работы электронной аппаратуры. Тогда τ_{c_1} , можно принять равным τ_{c_2} , а $P_1 = P_2$.

Текущие затраты по эксплуатации установок также можно принять одинаковыми. Таким образом расчёты показывают, что экономический эффект от внедрения импульсного рефлектометра для измерения диэлектрической проницаемости составит 1200 тыс. грн.

экономист

д.т.н., проф.

д.т.н., проф.

ассистент



С.В. Мештанова

Ю.М. Федюшко

В.А. Мунтян

И.В. Борохов

Приложение

«Утверждаю»

Генеральный директор

научно-технического центра

«Энергетические технологии»

К. э. н., проф. Мехович С.А.

«6» сентября 2008г.



Акт

Мы, нижеподписавшиеся, гл. инженер НТЦ «Энергетические технологии» Рябко Е.Л., д.т.н. Черенков А.Д., инж. Борохов И.В. составили настоящий акт о том, что НТЦ «Энергетические технологии» был передана Бороховым И.В. техническая документация на изготовление 5 комплектов цифрового синтезатора частоты рефлектометрической системы для дистанционного измерения диэлектрической проницаемости биологических объектов.

Е.Л. Рябко

А.Д. Черенков

И.В. Борохов

ПРИЛОЖЕНИЕ Д

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор ф. РАДМІР ДП "АТ НДІРВ"



С.В. Литвиненко

" 18 " лютого 2009 р.

Акт

*технічних випробувань НВЧ установки
для впливу на біологічні об'єкти*

1. Комісія, що створена відповідно до наказу по ф. РАДМІР ДП «АТ НДІРВ» у складі:

Голова Хоменко Є. В., заступник директора з наукової роботи;

Бресталавець А. А., заступник головного конструктора;

Чумак Л. П., начальник сектора;

Шумов В. С., провідний інженер

провела технічні випробування синтезатора частоти, б/н.

2. Для проведення випробувань були представлені:

2.1. Макет СЧ.

2.2. Програма і методика проведення випробувань.

2.3. Комплекс конструкторської документації на СЧ.

3. Рішення комісії:

3.1. У результаті проведення випробувань комісія встановила, що одержані технічні характеристики, які представлені в таблиці, відповідають технічному завданню.

Результати метрологічних досліджень

Найменування метрологічної характеристики	Отримане значення метрологічної характеристики	Тип (клас, розряд) оброблених СИТ, застосованих при атестації
діапазон частот	0,5...18 ГГц	Робочі еталони 1-го розряду
вихідна потужність	60 мВт	
крок сітки	0,1 ГГц	
рівень пригнічення побічних складових	120 ДБ	

Голова комісії



Є.В. Хоменко

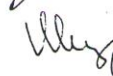
Члени комісії



А.А. Бреславець



Л.П. Чумак



В.С. Шумов

ПРИЛОЖЕНИЕ Е

«Утверждаю»

Руководитель организации
Баранов В. М.

2011



«Утверждаю»

Проректор ЗНУ Р/ТДАТУ
д.т.н. проф. Найдикто В.Т.

2011



Акт

Мы, нижеподписавшиеся, гл. зоотехник Шеремет А. В., экономист Шеремет А. В., д.т.н. Федюшко Ю. М., инж. Борохов И. В., составили акт о том, что о хозяйстве Запорожской области в 2009...2010 гг., для воспроизводства животных с помощью электромагнитного излучения была внедрена в технологический цикл рефлекторнетритрическая система дистанционного измерения диэлектрической проницаемости микробиологических объектов животноводства (спермии, эмбрионы). В опыте было задействовано 20 коров. Прибыль от внедрения рефлекторнетритрической системы в технологический цикл воспроизводства животных составила 27 тыс. грн.

Подписи:

Главный зоотехник

Экономист

Доктор технических наук

Инженер

Шеремет А. В.

Шеремет А. В.

Федюшко Ю. М.

Борохов И. В.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Бессонов А. Е. Информационная медицина / А. Бессонов, Е. Калмыкова. – М.: Парус, 2003. – 656 с.
2. Каменская М. А. Информационная / Каменская М. А. – М.: Академия, 2006. – 386 с.
3. Пресман А. С. Электромагнитные поля и живая природа / Пресман А. С. – М.: Наука, 1968. – 288 с.
4. Запорожан В. Н. Медико-биологические аспекты миллиметрового излучения. Сборник. / Запорожан В. Н., Реброва Т. Б., Хаит О. В. // – М.: ИРЭ АН СССР. – 1987. – С. 21 –34.
5. Послаеский М. В. Применение миллиметрового излучения в медицине / Послаеский М. В., Шмелева Т. К., Зданович О. Ф. // Миллиметровые волны в медицине и биологии. Сборник. – М.: ИРЭ АН СССР. – 1989. – С. 43 – 46.
6. Шмелева Т. К. Повышение фагоцитарной активности лейкоцитов крови больных язвенной болезнью желудка после облучения миллиметровыми волнами / Т. К. Шмелева, М. Б. Пославский, В. А. Старшина // Миллиметровые волны в медицине. Сборник статей. Под ред. акад. Н. Д. Девяткова и проф. О. В. Бецкого. – Москва. – 1991. – Т. 1. – С. 240 – 245.
7. Казакова Л. Г. Анализ клеточного состава крови у крыс при низкоинтенсивном крайне высокочастотном электромагнитном облучении / Л. Г. Казакова, Т. И. Субботина, А. А. Яшин // Physics of the Alive. – 1999. – V. 7, N 1. – P. 114 – 117.
8. Киричук В. Ф. Сравнительная оценка влияния различных длин волн КВЧ на некоторые показатели системы свертывания крови у больных стенокардией / В. Ф. Киричук, С. В. Семенова, С. С.

- Паршина и др. // Миллиметровые волны в медицине. Сборник статей. Под ред. акад. Н. Д. Девяткова и проф. О. В. Бецкого. – Москва. – 1991. – Т. 1. – С. 222 – 224.
9. Киричук В. Ф. Влияние совместного воздействия лазера и ЭМИ КВЧ диапазона на некоторые показатели системы свертываемости крови у больных острым инфарктом миокарда / В. Ф. Киричук, С. В. Семенова, С. С. Паршина // Миллиметровые волны в медицине. Сборник статей. Под ред. акад. Н. Д. Девяткова и проф. О. В. Бецкого. – Москва. – Т. 1. – 1991. – С. 225 – 228.
 10. Gorban E. N. The influence of electromagnetic ultrahighfrequency radiation on absorption of iodine by the organic culture of thyroid gland / E. N. Gorban, N. D. Tronko, I. P. Pasteur // Physics of the Alive. – 1996. – V. 4, №1. – P. 133 –136.
 11. Гончарова Л. Н. Применение КВЧ терапии и иглорефлексотерапии при лечении гипертонической болезни / Л. Н. Гончарова, В. В. Собецкий, Т. Н. Афанасьева // Миллиметровые волны в медицине. Сборник статей. Под ред. акад. Девяткова О. В. и проф. О. В. Бецкого. – Москва. – 1991. – Т. 11. – С. 67 – 70.
 12. Лукьянов В. Ф. Применение КВЧ терапии при лечении различных патогенетических вариантов гипертонической болезни / В. Ф. Лукьянов, Т. Н. Афанасьева, О. В. Романова // Миллиметровые волны в медицине. Сборник статей. Под ред. акад. Н. Д. Девяткова и проф. О. В. Бецкого. – Москва. – 1991. – Т. 1. – С. 71 – 75.
 13. Моисеев В. Н. Результаты лечения больных ишемической болезнью сердца электромагнитным излучением миллиметрового диапазона. / В. Н. Моисеев, И. В. Константинов, И. Г. Левыкина // Миллиметровые волны в медицине. Сборник статей. Под ред.

- акад. Н. Д. Девяткова и проф. О. В. Бецкого. – Москва. – 1991. – Т. 1. – С. 48 – 51.
14. Локшина О. Д. Влияние КВЧ терапии на геофизику и физическую работоспособность больных стенокардией / О. Д. Локшина, Н. Д. Грекова, Б. В. Брай // Миллиметровые волны в медицине. Сборник статей. Под ред. акад. Н. Д. Девяткова и проф. О. В. Бецкого. – Москва. – Т. 1. 1991. – С. 52 – 58.
 15. Гапонюк П. Я. Влияние низкоинтенсивного электромагнитного излучения миллиметрового диапазона на биоэлектрическую активность периферических, центральных нервных структур и системную гемодинамику у больных гипертонической болезнью. / П. Я. Гапонюк, А. Е. Столбиков, Т. Ю. Шерковина // Вопросы физиотерапии и курортологии. – 1988. – №3. – С. 14 – 18.
 16. Grundler W. Nonthermal resonant effects of microwaves on the growth of yeast cultures / W. Grundler // Coherent excitation in biological systems. – 1983. – P. 21 – 37.
 17. Grundler W. Mechanisms of electromagnetic interaction with cellular systems / Grundler W., Kaiser F., Walleczek J. // Naturwissenschaften. – 1992. – P. 551 – 559.
 18. Furia L. N. Effect of millimeter-wave irradiation on growth of *Saccharomyces cerevisiae* / Furia L. N., Hill D. W., Gandhi O. P. // IEEE Trans. Biomed. Eng, BME-33. – 1986. – P. 993 – 999.
 19. Gandhi O. P. Some basic properties of biological tissues for potential biomedical applications of millimeter waves / Gandhi O. P. // Microwave power. – 1987. – P. 95 – 304.
 20. Grundler W. Mechanisms of electromagnetic interaction with cellular systems / Grundler W., Kaiser F., Walleczek J. // Naturwissenschaften. – 1992. – P. 551 – 559.

21. Grundler W. Nonthermal effects of millimeter microwaves on yeast growth / Grundler W., Keilmann F. Z. // Naturforsch. – 1978. – P. 15 –21.
22. Веселовский В. П. Биофизическая диагностика инфаркта миокарда по показателям комплексной диэлектрической проницаемости и проводимости составных компонентов крови в полях СВЧ / В. П. Веселовский. – Казань, 1978. – 13 с.
23. Вопросы использования электромагнитных излучений малой мощности крайневых частот (миллиметровых волн) в медицине / Под ред. акад. Н. Д. Девяткова. – Ижевск: Удмуртия, 1991. – 212 с.
24. Иммореев И. Я. Сверхширокополосные радары. Особенности и возможности / И. Я. Иммореев // Радиотехника и электроника. – 2009. – №1. – С. 5 – 31.
25. Юрасова Н. В. Ближнепольное СВЧ зондирования плоскостных сред: автореф. дисс. на соискание наук. степени канд. физ.-мат. наук: спец: 01.04.03 «Радиофизика» / Н. В. Юрасова. – Нижний Новгород, 2006. – 14 с.
26. Применение энергии высоких и сверхвысоких частот в технологических процессах сельскохозяйственного производства. Сборник научных трудов. – Челябинск: ЧИМЭСХ, 1983. – 94 с.
27. Иноземцев В. П. Применение электромагнитных излучений крайневых частот в ветеринарной практике / В. П. Иноземцев, Н. И. Балковой, В. А. Лукьяновский // Ветеринария. – 1993. – №10. – С. 38 – 42.
28. Горюхова А. К. Влияние ЭМП миллиметрового диапазона, лазерного излучения и их комбинированного действия на свойства микроорганизмов / Горюхова А. К. // Электронная промыш-ленность. – 1985. – Вып.39. – С. 6 – 9.

29. Карпов М. А. Лечит втрое быстрее / М. А. Карпов // Изобретатель и рационализатор. – 1981. – Вып. 4. – С. 36 – 38.
30. Grisson D. Dielectric dissipation in Nall and belqw 4,2 K / D. Grisson, W. Haztzwig // J. of Appl. Phys.-1966.-Vol.37,№13.-P. 47-84.
31. Shwan H. P. Microwave radiation: biophysical Considerations and standards criteria / H. P. Shwan // Considerations and standards criteria. IEEE Trans. Biomed. En. – 1972. – Vol. 19, №4. – P. 304 – 312.
32. Жмакин А. И. Физические основы криобиологии. / А. И. Жмакин // Успехи физических наук. – 2008. – №3. – С. 243 – 266.
33. Щеголева Т. Ю. Исследование диэлектрических характеристик биообъектов / Т. Ю. Щеголева. – К.: Наукова думка, 2006. – 285с.
34. Осташко Ф. И. Глубокое замораживание и длительное хранение спермы производителей. / Ф. И. Осташко. – К.: Урожай, 1978. – 278 с.
35. Искин В. Д. Амплитудно-фазовый контроль жидкостей в миллиметровом диапазоне радиоволн / В. Д. Искин // Приборы и системы управления. – 1983. – №5. – С. 22 – 23.
36. Окресс Э. СВЧ энергетика / Под ред. Э. Окресса. – М.: Мир, 1971. – Т. 2. – 272 с.
37. Пиротти Е. М. Применение объемных резонаторов для измерения изменений диэлектрической проницаемости биологических объектов / Е. М. Пиротти, В. А. Мунтян – 2004. – №4. – С.109-113.
38. Бензарь В. К. Техника СВЧ влагометрии / В. К. Бензарь. – Минск: Высш. школа, 1965. – 349 с.
39. Берлинер М. А. Электрические измерения, автоматический контроль и регулирование влажности / М. А. Берлинер. – М.: Энергия, 1965. – 488 с.

40. Биологические эффекты электромагнитной энергии // ТИИЭР, 1980. – Т. 68, №1. – 280 с.
41. Брандт А. А. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах. А. А. Брандт. – М.: Энергия, 1964. – 263 с.
42. Борохов И. В. Анализ методов и технических систем для дистанционного измерения диэлектрических параметров биологических объектов. / И. В. Борохов, Ю. М. Федюшко // Праці Таврійського державного агротехнологічного університету. – 2011. – Вип. 11. , Т. 4. – С. 351 – 357 с.
43. Завьялов А. С. Измерение параметров материалов на СВЧ / А. С. Завьялов. – Томск.: Издательство Томского университета, 1985. – 215 с.
44. Глебович Г. В. Исследование объектов с помощью пикосекундных импульсов / Г. В. Глебович, А. В. Андриянов, Ю. В. Введенский. – М.: Радио и связь, 1984. – 256 с.
45. Ogletree S.T. The developmant of nazroubland time-domain ztleitometry / Ogletree S.T., Makio S.V. – IEEE Trans, 1972. – p. 82.
46. Андриянов А. В. Радиоимпульсный рефлектометр наносекундного диапазона / Андриянов А. В., Булатов Е. И., Введенский Ю. В. // Приборы и техника эксперимента. – 1977. – № 2. – С. 141 – 154.
47. Radioreflectometer. – Microwave S., 1980. – P. 31.
48. Rantala K. Narrouband time-domain reflectorueter in waveguide maintenance: theory, instrument and operating experience / Rantala K., Halme S. // Of the fifth colloquium on microwave. Budapest. – 1974. – P. 18 – 32.
49. Solmo P. Microwave locating reflectoweter / Solmo P., Holleway P. // – Electronics Let. – 1969. – №5. – P. 34 – 39.
50. Власов М. М., Петров В. П. Состояние и перспективы развития ЧМ рефлектометрии / Власов М. М., Петров В. П. В кн.:

Радиотехнические излучения в диапазонах высоких и сверхвысоких частот: тезисы докл. Всесоюзн. конф. – Новосибирск, 1980. – 223 с.

51. Робинсон А. Установление местоположения и распознавание неоднородностей в диэлектрических средах с помощью синтезированных высокочастотных импульсов / Робинсон А., Вейр Н. // ТИИЭР, 1974. – Т. 62, № 1. – 42 с.
52. Андреев Г. А. Радиоволновые системы подповерхностного зондирования / Андреев Г. А., Заенцев Л. В., Яковлев В. В. // Зарубежная радиоэлектроника. – 1991. – № 2. – С. 3 – 23.
53. Михолёв С. С. Подповерхностное зондирование / Михолёв С. С. // Радиоэлектроника за рубежом. – 1990. – № 3. – С. 32 – 63.
54. Lizuka K. Symp on Noise and Clutter Rej in Radars and Imag / Lizuka K. // Sens. – Tokio. – 1984. – С. 12 – 16.
55. Инцука К. Подповерхностная радиолокация / Инцука К., Фройндорфер А. П. // ТИИЭР. – 1983. – Т. 71, № 2. – С. 26 – 34.
56. Астанин Л. Ю. Основы сверхширокополосных измерений / Астанин Л. Ю., Костылёв А. А. – М.: Радио и связь, 1989. – 192 с.
57. Хармут Х. Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи. Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1985. – 376 с.
58. Финкильштейн М. И. Радиолокация земных покровов / М. И. Финкильштейн, В. Л. Мендельсон, В. А. Кутов. – М.: Сов. радио, 1977. – 176 с.
59. Тарусов А. Р. Тенденции развития подповерхностной радиолокации за рубежом / Тарусов А. Р. // Тр. 4-й Международный НТК «Георадар 2004». – Москва, Россия. – 2004. – С. 8 – 9.
60. Масалов С. А. Проблемы и пути развития сверхширокополосной видеоимпульсной георадиолокации / С. А. Масалов, Г. П.

- Почанин // Радиофизика и электроника. – 2005. – Т. 10. – С. 633 – 640.
61. Системы сверхширокополосной радиоэлектроники и подповерхностного зондирования: 2-й международный радиоэлектронный форум (МРФ-2005). – Харьков, 2005. – 1516 с.
 62. Лоутон Р. Э. Импульсные измерения во временной области / Р. Э. Лоутон, С. М. Риац, Дж. Р. Эндрюс // ТИИЭР. – 1986. – № 1. – С. 87 – 92.
 63. Андрианов А. В. Радиоимпульсный рефлектометр наносекунного диапазона / А. В. Андрианов, Е. И. Буратов, Ю. В. Введенский // Приборы и техника эксперимента. – 1977. – № 2. – С. 141 – 158.
 64. Херманис Э. Х. Рефлектометр на основе дискретного стробоскопического преобразователя / Э. Х. Херманис, В. Г. Карплинич // Дискретные стробоскопические преобразователи. – Рига. – 1977. – С. 63 – 71.
 65. Кочемасов В. Н. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией / В. Н. Кочемасов, Л. А. Белов, В. С. Оконешников. – М.: Радио и связь, 1983. – 190 с.
 66. Бартон Д. Справочник по радиолокационным измерениям / Д. Бартон, Г. Вард. – М.: Сов. радио, 1976. – 392 с.
 67. Вишин Г. М. Многочастотная радиолокация. – М.: Воениздат, 1973. – 92 с.
 68. Теоретические основы радиолокации. Под ред. В. Е. Дулевича. – М.: Сов. радио, 1978. – 608 с.
 69. Борохов І. В. Аналіз характеристик рефлектометричних систем для дистанційного вимірювання діелектричних параметрів біооб'єктів. / І. В. Борохов, Ю. М. Федюшко // Вісник Львівського національного аграрного університету. Агроінженерні дослідження. – 2008. – № , т. – с.

70. Справочник по радиолокации. Под ред. М. Скольника. Нью-Йорк, 1970. Пер. с англ. под общ. ред. К. Н. Трофимова. Радиолокационные антенные устройства. Под ред. В. И. Дудника. – М.: Сов. радио, 1977. – Том 2. – 408 с.
71. Левин В. А. Стабилизация дискретного множества частот. – Л.: «Энергия», 1970. – 328 с.
72. Губернаторов О. И. Цифровые синтезаторы частот радиотехнических систем / Губернаторов О. И., Соколов Ю. Н. – Л.: «Энергия», 1973. – 176 с.
73. Зарецкий М. М. Синтезаторы частоты с кольцом фазовой автоподстройки / Зарецкий М. М., Мовшович Н. Е. – Л.: «Энергия», 1974. – 154 с.
74. Галин А. С. Диапазонно-кварцевая стабилизация СВЧ / Галин А. С. – М.: Связь, 1976. – 256 с.
75. Манасевич В. Синтезаторы частот. Пер. с англ. / Манасевич В. Под ред. А. С. Галина, Связь, 1979. – 384 с.
76. Шапиро Д. Н. Основы теории синтеза частот / Д. Н. Шапиро, А. А. Паин. – М.: Радио и связь, 1981. – 264 с.
77. Системы фазовой синхронизации с элементами дискретизации / 2-е издание. Под ред. В. В. Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 1989. – 230 с.
78. Левин Б. А. Синтезаторы частот с системой импульсно-фазовой автоподстройки / Б. А. Левин, В. Н. Малиновский, С. К. Романов. – М.: Радио и связь, 1989. – 232 с.
79. Потапов Ю. И. Новинки СВЧ технологий с лондонской выставки EuMW2001 / Ю. Потапов // Электронные компоненты. – 2011– № 6. – С. 1 – 7.
80. Winchell J. Linge – loop Zythesizer uhg rades Satoow links / Winchell J. // “Microwaves”. – 1980. – № 3, 54, 55. – С. 58 – 60.

81. Пат. 403/19/06 США. Frequency Synthesizer extending method and apparatus USA Secretary of the Army / Rost Gustaf, Bertey-Howes A. № 924640. 328//8.
82. Homer R. C. Microwave – frequency synthesizer / Homer R. C. // Electron. Letters. – 1978. – № 7. – P. 156 – 157.
83. Barnum I. L. A multi-octave microwave Synthesizer // Barnum I. L. // The Microwave Journal. – 1970, № 10. – P. 52 – 54.
84. Gupta P. K. Solid state C-band frequency synthesizer / Gupta P. K. Son S. A. // Proc. Inf. Symp. Jussorw. Calcuta. – 1978. – P. 138 – 141.
85. Mapier R. S. 18-40 GHz Broadband Frequency Synthesizer technique / Mapier R. S. Foster C. E. // The Microwave Journal. – 1977. – №4. – P. 121 – 131.
86. Slinn K. Frequency synthesizes signal sources / Slinn K. // Commun. Inf. – 1981. – № 8. – P. 40 – 43.
87. Белов С. И. Расширение диапазонов субмиллиметрового синтезатора частот до 820 ГГц. / Белов С. И., Герштейн Л. И., Масловский А. С. // Тезисы 3-го Всесоюзного симпозиума по ММ и СВ волнам. – Горький. – 1980. – С. 191 – 192.
88. Электронные компоненты и системы. Каталог продукции, поставляемой фирмой VD MAIS. – М.: Энергия, 2008. – 179 с.
89. Борохов И. В. Обоснование и анализ структурной схемы синтезатора частоты в качестве возбуждателя рефлектометра / И. В. Борохов, А. Н. Мороз // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. – 2011. – № 4/9(52). – 44 – 46 с.
90. Шахгильдян В. В. Системы фазовой автоподстройки частоты / В. В. Шахгильдян, А. А. Ляховкин. – М.: Связь, 1972. – 448 с.
91. Ван-Трис Г. Л. Функциональные методы анализа нелинейного поведения систем фазовой автоподстройки частоты / Ван-Трис Г. Л. // – ТИИЭР – 1984. – С. 957 – 975.

92. Борохов И. В. Анализ стабильности частоты цифрового синтезатора частоты в качестве возбудителя рефлектометра. / И. В. Борохов // Вісник харківського національного технічного університету сільського господарства ім. Петра Василенка. Проблеми енергозабезпечення та енергозбереження в АПК України. – Харків – 2011. – Вип. 116. – С. 140 – 142.
93. Акулов И. И. Стандарты частоты / И. И. Акулов, Е. М. Бороховский. – МО СССР, 1970. – 240 с.
94. Пупков К. А. Функциональные ряды в теории нелинейных систем / К. А. Пупков, В. И. Капалин, А. С. Ющенко. – М.: Наука, 1978. – 448 с.
95. Rice S. O. Volterra Systems With more than one input port (Distortion in a frequency converter) / Rice S. O. // Bell Syst Tech. – 1973. – № 8. – P. 1255 – 1271.
96. Шахгильдян В. В. Системы фазовой автоподстройки с элементами дискретизации / В. В. Шахгильдян, А. А. Ляховкин // – М.: Энергия, 1979. – 224 с.
97. А. С. 1109914 СССР. Цифровой синтезатор частоты / В. Н. Малиновский, С. К. Романов (СССР). – № 33678651/34; опубл. 19.05.84, Бюл. № 31.
98. А. С. 657575 СССР. Устройство для автоматической подстройки частот / Д. Г. Нисневич, Р. С. Нисневич (СССР). № 348753/87; опубл. 21.07.79, Бюл. № 14.
99. А. С. 1054907 СССР. Устройство для автоматической подстройки частоты / В. Н. Малиновский, С. К. Романов (СССР). – № 4568729/33; опубл. 11.09.83, Бюл. № 14.
100. Артым А. А. Частотные методы анализа и синтеза систем ФАП / А. А. Артым, С. В. Трифонов. – М.: Связь, 1976. – 160 с.
101. Дж. Бейнтер Режекторный активный фильтр / Дж. Бейнтер // – Электроника, 1975. – Т. 48. – №20. – С. 48 – 52.

102. Варфоломеев Г. Ф. Спектр помех дробности в системе фазовой АПЧ с дробным делителем частоты / Г. Ф. Варфоломеев // Техника средств связи. Сер. ТРС. – 1978. – Вып. 10. – С. 66 – 71.
103. Нисневич Д. Г. Вычислительные алгоритмы синтеза частот. / Д. Г. Нисневич // Техника средств связи. Сер. ТРС. – 1981. – Вып. 3. – С. 46 – 52.
104. Шахгильдян В. В. Общие принципы построения быстродействующих синтезаторов на основе систем фазовой синхронизации / В. В. Шахгильдян, А. В. Петряков, А. Н. Кабанов // – Электросвязь. – 1983. – № 10. – С. 36 – 42.
105. Губернаторов О. И. К вопросу о побочном излучении в цифровых синтезаторах частот / О. И. Губернаторов, А. Г. Гордиенко, В. Т. Пивовар // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1969. – Т. XII. – № 10. – С. 140 – 143.
106. Альбац М. Е. Справочник по расчету фильтров и линий задержки / М. Е. Альбац. – М.; Госэнергоиздат, 1963. – 200 с.
107. Христиан Э. Таблицы и графики по расчету фильтров (Справочник) / Э. Христиан. Пер. с нем. – М.: Связь, 1975. – 407 с.
108. Гуревич И. Н. Подавление помехи с частотой, кратной шагу сетки, в синтезаторах частоты / И. Н. Гуревич // Техника средств связи. Сер. ТРС. – 1979. – Вып 6. – С. 30 – 41.
109. Уидроу Б. Компенсация помех. Принципы построения и применения / Б. Уидроу // – ТИИЭР, 1975. – № 12. – С. 69.
110. Бристоу Т. А. Применение адаптивных компенсаторов помех для радиосвязи и радиопомех: Экспересс-информация / Т. А. Бристоу // Радиотехника сверхвысоких частот. – 1980. – № 22. – С. 18 – 20.
111. Быховский М. А. Применение многоканальных компенсаторов помех в каналах связи / М. А. Быховский // Радиотехника. – 1984. – №12. – С. 9 – 16.

112. Борохов И. В. Анализ параметров синтезатора с адаптивным компенсатором побочных составляющих спектра выходного сигнала / И. В. Борохов // Общегосударственный научно-производственный и информационный журнал. Энергозбережение. Энергетика. Энергоаудит. – 2011. – № 10(92). – с. 73 – 75.
113. Лосев Ю. И. Адаптивная компенсация помех в каналах связи / Ю. И. Лосев, А. Г. Бердников, Э. Ш. Гойхман. – М.: Радио и связь, 1988. – 208 с.
114. Федюшко Ю. М. Науково-технічні основи імпульсних рефлектометричних систем дослідження діелектричної спектроскопії біоб'єктів: автореф дис. на здобуття наук. ступеня доктора техн. наук: спец. 05.11.17 «Біологічні та медичні прилади і системи» / Ю. М. Федюшко. – Харків, 2010. – 304 с.
115. Уидроу Б., Маккул Д., Болл М. Комплексная форма алгоритма МСКО / Б. Уидроу // ТИИЭР, 1975. – № 3. – с. 49.
116. Уидроу Б., Адаптивная обработка сигнала / Б. Уидроу, С. Стирнз. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
117. Методика (основные положения) определения экономической эффективности использования в народном хозяйстве новой техники, изобретений и рационализаторских предложений. – М.: ВНИИПИ, 1986. – 52 с.