ТЕОРИЯ И ТЕХНИКА РАДИОСВЯЗИ

Научно-технический журнал

№ 1/2018

Воронеж 2018

Главный редактор
докт. техн. наук, проф.
В.И. НИКОЛАЕВ

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ:

Председатель
докт. техн. наук, проф., чл.-кор. РАН
В.И. БОРИСОВ

Зам. председателя
докт. техн. наук, проф.
В.И. НИКОЛАЕВ

докт. физ.-мат. наук, проф.
Э.К. АЛГАЗИНОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф., академик НАН РА
А.С. БАГДАСАРЯН (г. Москва)
докт. техн. наук, проф., академик РАН
А.С. БУГАЕВ (г. Москва)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
Ю.В. ГУЛЯЕВ (г. Москва)
докт. техн. наук, проф.
Ю.Л. КОЗИРАЦКИЙ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф., академик РАН
Н.А. КУЗНЕЦОВ (г. Москва)
докт. техн. наук, с.н.с.
И.И. МАЛЫШЕВ (г. Воронеж)
докт. физ.-мат. наук, проф.
Ю.Б. НЕЧАЕВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.Н. ПОВЕТКО (г. Воронеж)
докт. техн. наук, доцент
А.Ю. САВИНКОВ (г. Воронеж)
докт. физ.-мат. наук, проф., академик РАН
А.С. СИГОВ (г. Москва)
докт. техн. наук, проф.
Ю.С. СУХОРУКОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
Н.М. ТИХОМИРОВ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
Н.Н. ТОЛСТЫХ (г. Воронеж)
докт. техн. наук, проф.
В.А. ЦИМБАЛ (г. Серпухов)

Научно-технический журнал «Теория и техника радиосвязи» издаётся с 1966 года.

Выходит 4 раза в год.

В журнале публикуются статьи ведущих специалистов, докторантов и аспирантов АО «Концерн «Созвездие» (Воронежского НИИ связи) и отрасли по общим вопросам радиосвязи, теоретическим и экспериментальным исследованиям в области передачи непрерывных и дискретных сообщений, проблемам помехоустойчивости и методам передачи информации в условиях высокоорганизованного радиопротиводействия; особенностям построения различных видов систем связи с использованием узкополосных и широкополосных шумоподобных сигналов; вопросам разработки методов совмещения телекоммуникационных, измерительных и управляющих систем, а также другим вопросам областей исследований, соответствующих группе специальностей 05.12.00 «Радиотехника и связь» и смежным специальностям группы 05.13.00 «Информатика, вычислительная техника и управление».

Журнал входит в Перечень изданий, рекомендуемых ВАК РФ
для опубликования основных результатов диссертаций
на соискание учёной степени доктора и кандидата наук.

Учредитель и издатель:

АО «Концерн «Созвездие»

Издание зарегистрировано
в Федеральной службе по надзору в сфере связи,
информационных технологий и массовых коммуникаций.
Свидетельство о регистрации
ПИ № ФС77-36740 от 1 июля 2009 г.

Подписной индекс
в Каталоге российской прессы
№ 72972

Сайт в Интернете:
www.sozvezdie.su

Набор и верстка компьютерные
Формат 60×88 ⅛. Уч.-изд. л. 11,2
Тираж 200 экз. Заказ № 221
Подписано в печать 5.03.2018

© АО «Концерн «Созвездие», 2018

СОДЕРЖАНИЕ

№ 1, 2018

ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ТЕОРИИ РАДИОСВЯЗИ

Управление инфокоммуникационной системой на основе сети самоорганизующихся аниматов
И.В. Дементьев, Д.Ю. Чаркин 5

Имитационное моделирование инфокоммуникационной системы для оценки базовых показателей эффективности ее функционирования на основе процессно-ориентированного подхода
С.А. Житенёв, А.А. Ерыгин, А.Н. Голубинский 10

Анализ структурной устойчивости радиально-узловых сетей радиосвязи
А.В. Кулаев, С.В. Касибин, А.Н. Битков 20

Технология самоактуализации сетей связи в режиме, опережающем режим реального времени системы управления
А.В. Мержвинский, Б.М. Попов 27

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И АЛГОРИТМЫ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ РАДИОСВЯЗИ

Принципы организации вычислительных систем современных и перспективных летательных аппаратов
А.В. Киселев, И.Ф. Гамаюнов 34

Определение координат воздушных целей в многопозиционной системе наблюдения с внешним подсветом и кооперативным приемом на сети наземных приемопередающих станций
В.В. Кирюшкин, В.А. Буланов, А.В. Супрунов 47

Достоверность обработки сигналов от датчиков наблюдения объектов в различных физических полях
В.И. Лютин, Е.Н. Десятирикова, О.Б. Макеева 58

Измерение параметров передающих трактов с цифровой коррекцией нелинейности
В.А. Маковий, М.А. Евсеев 65

Синхронизация одноранговых сетей на основе двустороннего обмена пакетами между узлами
Д.Ю. Чаркин, С.Ю. Алехин, Е.В. Григорьев, А.Е. Лимарев, В.Е. Прохоров 72

Влияние физических параметров подстилающей поверхности на входное сопротивление подвешенной однопроводной антенны
А.С. Щеголеватых 85

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ И ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА РАДИОСВЯЗИ

Потенциальные возможности параметрического контура
Н.Д. Бирюк, О.С. Хорпяков, Ю.В. Сидоров 95

Анализ точности вычислений в цифровых фильтрах
А.В. Велигоша, В.В. Кургузов, Р.И. Струков ……..…..……. 102

Модель микрополосковой антенны для систем специальной связи
В.А. Маковий, О.А. Андреева, Т.И. Касаткина, Р.Н. Андреев …….....….... 107

Минимизация искажений характеристик ПАВ-устройств, обусловленных наличием паразитных элементов конструкции
Т.В. Синицына, А.В. Луканов, А.С. Багдасарян,
А.Т. Гарифулина, А.С. Груздев, С.С. Дорофеева …….....….... 112

УДК 621.3

УПРАВЛЕНИЕ ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМОЙ НА ОСНОВЕ СЕТИ САМООРГАНИЗУЮЩИХСЯ АНИМАТОВ

© Авторы, 2018

И.В. Дементьев, конструктор, e-mail: pochta_dem@mail.ru
Д.Ю. Чаркин, директор НТЦ, e-mail: office@sozvezdie.su
АО «Концерн «Созвездие»

Предлагается подход к построению системы управления инфокоммуникационной системы на основе самоорганизующейся сети аниматов.

***Ключевые слова**: анимат, самоорганизация.*

MANAGEMENT OF THE INFOCOMMUNICATION SYSTEM BASED ON SELF-ORGANIZING ANIMAT NETWORK

© Authors, 2018

I.V. Dementyev, Designer, e-mail: pochta_dem@mail.ru
D.Yu. Charkin, Director of Scientific and Technical Centre, e-mail: office@sozvezdie.su
JSC «Concern «Sozvezdie»

The paper addresses the approach to infocommunication system management, based on self-organized animat network.

***Keywords:** animat, self-organization.*

В настоящее время развитие инфокоммуникационных систем привело к интенсивному развитию средств и способов информационного воздействия на них (кибервоздействий) и, соответственно, средств и способов их защиты. Значимым фактором для управления инфокоммуникационной системой является процесс анализа и оценки её возможного состояния. Предлагается подход к построению системы управления, основанный на применении самоорганизующейся сети аниматов как инструмента анализа и прогнозирования состояния инфокоммуникационной системы.

Аниматы – автономные агенты [1] в системе управления инфокоммуникационной системы. Они представляют собой программные модули, функционирование которых в некоторых аспектах сходно с поведением живых организмов. Данную особенность предполагается использовать для обучения и последующего обнаружения признаков аномального функционирования инфокоммуникационной системы. Причина аномального функционирования инфокоммуникационной системы (кибервоздействие, некорректные действия оператора и т.д.) в данном случае значения не имеет. Местоположение анимата в узле инфокоммуникационной системы предполагает наличие в нем операционной системы. Анимат должен иметь доступ к исходным данным, на основе которых производится расчет, к получателю вычисленного результата и, возможно, к аниматам, осуществляющим аналогичные расчеты в другом узле инфокоммуникационной системы.

Применение аниматов позволит учитывать предыдущие состояния инфокоммуникационной системы при оценке ее состояния и его динамики, действия по управлению и их результаты. Они являются обучающими для сети аниматов, адаптируют эту сеть к конкретной инфокоммуникационной сети, формируя область «нормального» функционирования инфокоммуникационной системы. Остальная часть фазового пространства соответствует «аномальному» функционированию инфокоммуникационной системы. Прогнозирование дальнейшего поведения системы может осуществляться на основании большого количества различных методов, например проверки возвратности случайного блуждания состояния инфокоммуникационной системы в фазовом пространстве [2, 3], бифуркационных методов [4], построения кластера

«нормального» функционирования, а также иных методов. Аниматы функционируют в соответствии с различными алгоритмами и исследуют вектор входных параметров в разных аспектах и также по различным алгоритмам.

Результаты функционирования аниматов – ответы на вопросы:

– является ли текущее состояние «нормальным» или «аномальным»?

– какое состояние инфокоммуникационной системы предсказывается данным аниматом на следующем шаге?

На основе данных ответов, а также ранее оцененной точности прогнозов аниматов принимается решение об общем состоянии системы.

Инфокоммуникационная система представляет собой совокупность системы связи и управления, а также оконечного оборудования (датчиков и исполнительных механизмов), функционирование которого определяется командами и данными, проходящими через систему связи и управления. На рис. 1 приведена типовая структура инфокоммуникационной системы.

Инфокоммуникационная система отличается от системы связи тем, что система связи является лишь её составной частью, необходимой для выполнения оконечным оборудованием своих целевых функций. Модель контура управления в инфокоммуникационной системе приведена на рис. 2.

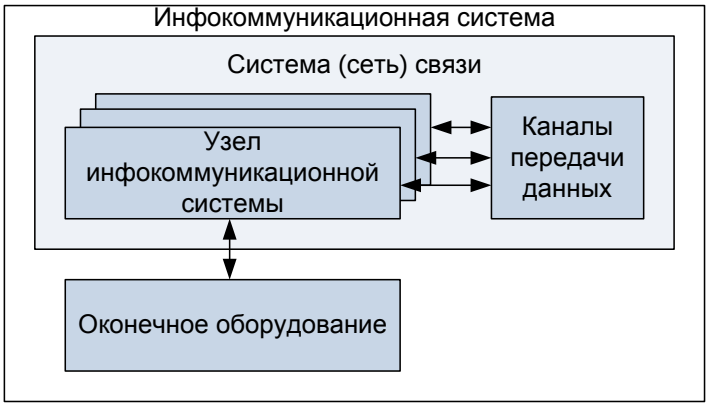


Рис. 1. Структура инфокоммуникационной системы

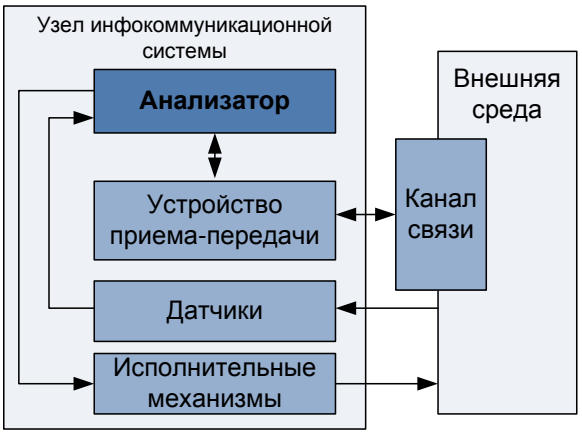


Рис. 2. Контур управления инфокоммуникационной системой

Управление инфокоммуникационной системой может быть:

– централизованным, с выделением некоторого узла, осуществляющего анализ данных и принятие решений;

– распределенным [5], основанным на децентрализованной обработке данных.

Сеть аниматов является распределенной системой анализа динамики инфокоммуникационной системы и предсказания её будущего состояния. Вне зависимости от того, централизованно или распределенно выдаются команды управления в системе, процесс анализа функционирования с использованием сети аниматов становится

распределенным, что позволит уменьшить количество передаваемых в инфокоммуникационной системе *служебных данных, поскольку передаются лишь результаты анализа (прогноз)*.

Применение сети аниматов в инфокоммуникационной системе предполагает выполнение ими функций, анализирующих состояние инфокоммуникационной системы. Сеть аниматов в каждом из узлов инфокоммуникационной системы выполняет следующие функции, каждой из которых соответствует свой вид аниматов:

– аниматы, анализирующие состояние собственного узла инфокоммуникационной системы: данные аниматы исследуют движение точки, соответствующей состоянию узла инфокоммуникационной системы в фазовом пространстве, а также осуществляют прогнозирование явления бифуркации, возвратности состояний системы, формируют кластер нормального функционирования;

– объект, осуществляющий управление сетью аниматов в узле инфокоммуникационной системы (анимат или конечный автомат).

Поскольку аниматы функционируют по принципиально разным алгоритмам, результаты предсказаний (на единых исходных данных) различны. На каждом шаге (в каждом цикле управления) конечный автомат, управляющий аниматами, распределяет суммарное подкрепление между аниматами, ориентируясь, например, на отклонение предсказанных точек в фазовом пространстве от реального состояния системы.

Аниматы должны иметь возможность модифицировать собственные алгоритмы предсказания, чтобы получить наибольшее подкрепление.

Схема управления аниматами, анализирующими и предсказывающими состояние инфокоммуникационной системы, приведена на рис. 3.

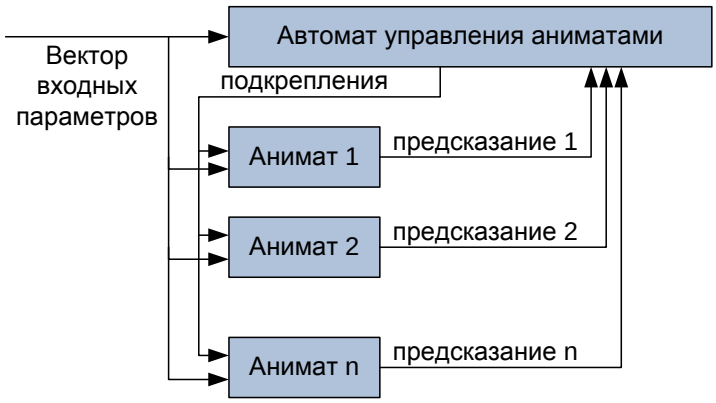


Рис. 3. Схема управления аниматами в узле инфокоммуникационной сети

Алгоритмы предсказания поведения различны и не связаны друг с другом. Это:

– Кластерные методы, формирующие кластер «нормального» функционирования, выход за границы которого определяется как «аномальное» функционирование системы.

– Методы, оценивающие возвратность случайного блуждания (если блуждание возвратно, система в норме). Результат анализа – блуждание возвратно/невозвратно.

– Бифуркационные методы, предсказывающие наличие на фазовой траектории системы особые точки, после прохождения которых система может быть разрушена или её поведение будет невозможно спрогнозировать (особые точки и их тип). Результат расчетов – бифуркации не ожидается/где и когда ожидается бифуркация определенного типа.

– Методы, основанные на вычислении матриц взаимной ковариации для определения синхронно изменяющихся (взаимно коррелированных) параметров. Результат – динамика взаимной корреляции частных показателей качества. Резкие изменения взаимной зависимости этих показателей могут свидетельствовать об аномалии.

Конкретные методы и модели системы выбираются исходя из предполагаемых особенностей функционирования системы (хаотическое функционирование, кластерная структура инфокоммуникационной системы, самоподобие сетевого трафика, особенности протоколов обмена и т.д.).

Выходные данные от системы управления аниматами – набор прогнозов и точность предсказания, определяемая как отличие предсказанного на прошлом шаге состояния системы от

фактического её состояния. Система управления предназначена для поддержания инфокоммуникационной системы в работоспособном (заданном) состоянии.

Аниматы не должны влиять друг на друга, делая «чужие» прогнозы менее точными. Данное требование обуславливает взаимную независимость алгоритмов прогнозирования. Функция подкрепления должна функционально зависеть не от аниматов, а от точности прогноза, поэтому распределение подкреплений аниматам будет вычисляться конечными автоматами.

Поскольку аниматы в узле инфокоммуникационной системы функционируют параллельно в соответствии с различными алгоритмами, не влияя на процесс функционирования друг друга, а процесс распределения подкреплений аниматам осуществляется независимо от них и определяется ранее выданными результатами прогноза, то самоорганизацию в инфокоммуникационной системе предполагается предусмотреть между аниматами в разных узлах, осуществляющими вычисления по одним алгоритмам. В данном случае «удачное» решение по конкретному алгоритму прогноза будет распространяться по сети. Критерием для применения алгоритма соседа будет его лучшая точность, чем собственного.

Таким образом, обмен данными в рамках самоорганизации возможен между аниматами «одного вида», поскольку аниматы «разных видов» имеют разный «геном» и разные «экологические ниши», то есть не могут улучшить аниматы «другого вида», занимающие другие «ниши».

Алгоритмы расчета и прогнозирования могут производить результаты следующего вида:

– Текущее состояние системы является «нормальным» («аномальным»). Данные методы расчета следует назвать «проверка на аномальность». К ним можно отнести бифуркационный метод, метод возвратных блужданий, выделение кластера «нормального функционирования».

– Следующее состояние системы будет x_{t+1}, y_{t+1}, z_{t+1}. К данным методам следует отнести различного рода экстраполирующие алгоритмы. Для данной группы алгоритмов (алгоритмы, осуществляющие прогнозирование следующего состояния узла инфокоммуникационной системы) необходимо проводить анализ следующего (предсказанного) состояния на признак «аномальности».

Распределение подкреплений аниматов для прогнозирующих алгоритмов и алгоритмов, осуществляющих проверку «аномальности» функционирования, должно быть независимым. Более того, эффективность алгоритмов, оценивающих «аномальность» функционирования. проблематично оценить напрямую, до момента краха или неработоспособности системы. Следовательно, для данной группы алгоритмов следует выработать свои критерии для распределения поощрений.

Заключение

В системе управления инфокоммуникационной системой предлагается применение сети самоорганизующихся самообучающихся агентов – аниматов. Достоинством применения аниматов для управления является характерная для имитируемых ими живых организмов адаптивность к априорно неизвестной внешней среде.

Аниматы в узлах инфокоммуникационной сети функционируют в их операционной среде и используют для расчетов исходные данные, имеющиеся в ней или получаемые через нее. Аниматы выполняют анализ функционирования и предварительный прогноз изменения состояния инфокоммуникационной системы по различным видам адаптивно подстраиваемых алгоритмов. Функции аниматов представляют собой «проверки на нормальность/аномальность функционирования» и алгоритмы прогнозирования следующего состояния узла инфокоммуникационной системы. При этом проверка «нормальности/аномальности» может осуществляться как для текущего состояния, так и для предсказанного (расчетного).

Аниматы в сети предсказывают различные результаты, и те из них, которые делают это в наилучшей степени, получают максимальное положительное подкрепление. Аниматы, получившие отрицательное подкрепление, должны со временем модифицировать собственные алгоритмы, чтобы их прогнозы были точнее. Аниматы, производящие расчеты по одному типу алгоритма в различных узлах, самоорганизуются, обмениваясь модификациями алгоритма расчета, согласуясь с их точностью относительно других алгоритмов расчета и прогноза. Самоорганизация в сети аниматов возможна лишь в пределах аниматов «одного вида», расположенных в различных узлах инфокоммуникационной системы.

Литература

1. http://www.keldysh.ru/pages/BioCyber/RT/Nepomn.htm

2. *Fristedt B., Gray L.* A modern approach to probability theory. Birkhäuser. Boston/Basel/Berlin, 1997. S. 165.

3. *Solomon F.* Random walks in a random environment // Ann. Prob. 1975. Vol. 3, No. 1. Pp. 1–31.

4. http://keldysh.ru/papers/2005/prep39/prep2005_39.pdf

5. *Цветков В.Я.* Распределенное управление // Современные технологии управления. №4 (76) [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://sovman.ru/article/7602/

Статья поступила в редакцию 17 августа 2017 года

УДК 623.61

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ИНФОКОММУНИКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ОЦЕНКИ БАЗОВЫХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЕЕ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ НА ОСНОВЕ ПРОЦЕССНО-ОРИЕНТИРОВАННОГО ПОДХОДА

© Авторы, 2018

С.А. Житенёв, ведущий инженер, e-mail: szhitenev@yandex.ru
А.А. Ерыгин, к.т.н., начальник сектора, e-mail: erygin@sozvezdie.su
А.Н. Голубинский, д.т.н., доцент, начальник отдела, e-mail: annikgol@mail.ru
АО «Концерн «Созвездие»

Разработана процессно-ориентированная имитационная модель для оценки влияния принимаемых технических решений по построению инфокоммуникационной системы на базовые показатели эффективности. Проведена апробация разработанной модели и для контрольного примера выполнены расчеты изменения среднего времени передачи информации между должностными лицами по результатам решения задач управления.

Ключевые слова: *инфокоммуникационная система, оценка эффективности, процессно-ориентированный подход.*

SIMULATION MODELING OF THE INFOCOMMUNICATION SYSTEM FOR ASSESSMENT OF BASIC PERFORMANCE FACTORS OF THE SYSTEM ON THE BASIS OF A PROCESS-BASED APPROACH

© Authors, 2018

S.A. Zhitenev, Lead Engineer, e-mail: szhitenev@yandex.ru
A.A. Erygin, Ph.D. (Eng.), Head of Sector, e-mail: erygin@sozvezdie.su
A.N. Golubinsky, Dr.Sci. (Eng.), Associate Professor, Head of department, e-mail: annikgol@mail.ru
JSC «Concern «Sozvezdie»

The process-based simulation mode has been developed to assess impact of technical solutions taken for development of the infocommunication system on performance factors. The developed model has been tested. For the purpose of the final example, mean time of information transfer between officials was calculated based on results of management task solutions.

Keywords: *infocommunication system, performance evaluation, process-based approach.*

В общем случае проектирование инфокоммуникационной системы (ИКС) включает следующие основные стадии: предварительное, эскизное и техническое проектирование, которые предполагают решение комплекса взаимоувязанных научно-технических задач, в том числе и задачу оценки базовых (частных и основных) показателей эффективности функционирования проектируемой ИКС.

В работе [1] в качестве частных показателей эффективности функционирования ИКС предложены $m[t^{и}]$, $\sigma^2[t^{и}]$ – соответственно математическое ожидание и дисперсия времени передачи информации между должностными лицами (ДЛ) по результатам решения задач управления, а в качестве основного показателя – изменение среднего времени передачи информации между ДЛ по результатам решения задач управления $\delta m[t^{и}]$ за счет применения перспективной технологии в ИКС.

При определении базовых показателей эффективности функционирования проектируемой ИКС должны приниматься во внимание множество случайных факторов, и вычисление их аналитическим путем представляется крайне затруднительным, а зачастую и невозможным. Поэтому для определения данных показателей целесообразно использовать имитационное моделирование.

Проектируемая перспективная ИКС является сложной организационно-технической системой большой размерности с множеством взаимодействующих компонентов. При этом компоненты ИКС непрерывно изменяются (модернизируются), а основные процессы, протекающие в ней, сохраняются практически неиз-

 ISSN 1995-7009

менными. К тому же требования к качеству обслуживания предъявляются в отношении процесса передачи информации, а не к отдельным компонентам системы. Однако исходя из проведенного анализа области применения и возможностей существующих систем имитационного моделирования следует, что большинство из них являются объектно-ориентированными. В связи с этим построение с их помощью имитационных моделей ИКС становится трудоемким и высокозатратным мероприятием, что обуславливает использование процессно-ориентированного подхода.

Процессно-ориентированный подход заключается в моделировании процессов, протекающих в системе, наряду с их идентификацией и взаимодействием, а также управлением данными процессами. Преимущество процессного подхода к моделированию ИКС состоит в том, что созданная на его основе имитационная модель ИКС применима практически к любой ИКС вне зависимости от ее состава и размеров. Это, в конечном счете, позволит максимально сократить размерность разрабатываемой модели вследствие ограниченности номенклатуры требующих имитации процессов ИКС в сравнении с количеством используемых объектов.

При построении данной модели процессы любого уровня детализации описываются своей диаграммой состояний – графическим изображением, принятым в стандарте UML, представляющим собой состояния, соединённые переходами. Процессы могут взаимодействовать между собой, посылая друг другу сообщения. Если в диаграмме состояний имеются какие-либо активные переходы и полученное сообщение удовлетворяет требованиям, заданным в свойствах перехода, то данный переход срабатывает. Срабатывание перехода приводит к выполнению связанного с ним действия и передаче управления в то состояние диаграммы состояний, в которое ведет этот переход. Состояния могут быть иерархическими, т.е. содержать другие состояния и переходы. Управление моделируемыми процессами осуществляется путем включения в имитационную модель диспетчера сообщений [2–4].

Указанные обстоятельства определяют актуальность настоящей работы.

Целью работы является разработка процессно-ориентированной имитационной модели ИКС для оценки базовых показателей эффективности ее функционирования.

Моделируемая ИКС представляет собой совокупность территориально распределённых подвижных объектов (узлов связи) с установленными программно-техническими комплексами (ПТК) и каналов связи, соединяющих пары соседних (инцидентных) узлов. Каждый ПТК включает в себя следующие основные типы оборудования: абонентское, коммутационное и каналообразующее. В задачу каналообразующего оборудования входит обеспечение образования канала связи между соседними узлами. Будем предполагать, что канал связи образуется путем соединения при помощи среды распространения двух каналообразующих средств, одно из которых входит в состав одного ПТК, а другое – в состав другого ПТК. В качестве основного коммутационного оборудования ПТК используется «криптомаршрутизатор», представляющий собой три связанных между собой устройства: абонентский маршрутизатор, шифратор и канальный маршрутизатор [5]. В дополнение к функциям маршрутизатора он позволяют шифровать весь проходящий в заданном направлении трафик. При помощи абонентского оборудования, входящего в состав ПТК, например автоматизированных рабочих мест (АРМ), ДЛ по результатам решения задач управления отправляют (получают) информацию.

Основным элементом, относительно которого оценивается эффективность функционирования ИКС, является информационное направление связи (ИНС) [6]. При этом ИНС представляет собой совокупность узлов и каналов связи, обеспечивающих связь между узлом-отправителем и узлом-получателем и определяемых процессами маршрутизации в ИКС (рис. 1).

Применение перспективных телекоммуникационных технологий в проектируемой ИКС приводит к увеличению пропускных способностей каналов связи, что, в свою очередь, увеличивает скорость передачи информации (скорость информационного потока) ИНС в целом. Таким образом, одной из важных задач, которую необходимо рассмотреть при создании перспективной ИКС, является задача планирования пропускных способностей каналов связи в ИНС [6]. Согласно [1] основной показатель эффективности i-го ИНС – относительное уменьшение среднего времени передачи информации $\delta m[t_i^{\text{и}}]$ между ДЛ по результатам решения задач управления за счет увеличения пропускных способно-

стей каналов связи $C_1,...,C_{N-1}$ – можно определить следующим образом:

$$\delta m[t_i^{\text{и}}] = \frac{m[t_i^{\text{и}}] - m'[t_i^{\text{и}}]}{m[t_i^{\text{и}}]} = \frac{H_i}{H_i'}\delta H_i , \qquad (1)$$

где $m[t_i^{\text{и}}] = V_i \,/ H_i$, $m'[t_i^{\text{и}}] = V_i \,/ H_i'$ – среднее время передачи информации в i-м ИНС для существующей технологии и при условии применения перспективной технологии соответственно; V_i – средний объем информации, передаваемой в i-м ИНС; $H_i = H_i\left(C_1,...,C_{N-1}\right)$, $H_i' = H_i'\left(C_1',...,C_{N-1}'\right)$ – средняя скорость передачи информации в i-м ИНС для существующей технологии и при условии применения перспективной технологии соответственно; $\delta H_i = \delta H_i\left(C_1,...,C_{N-1};C_1',...,C_{N-1}'\right) = \left(H_i' - H_i\right)\Big/ H_i$ – относительное увеличение средней скорости передачи информации в i-м ИНС.

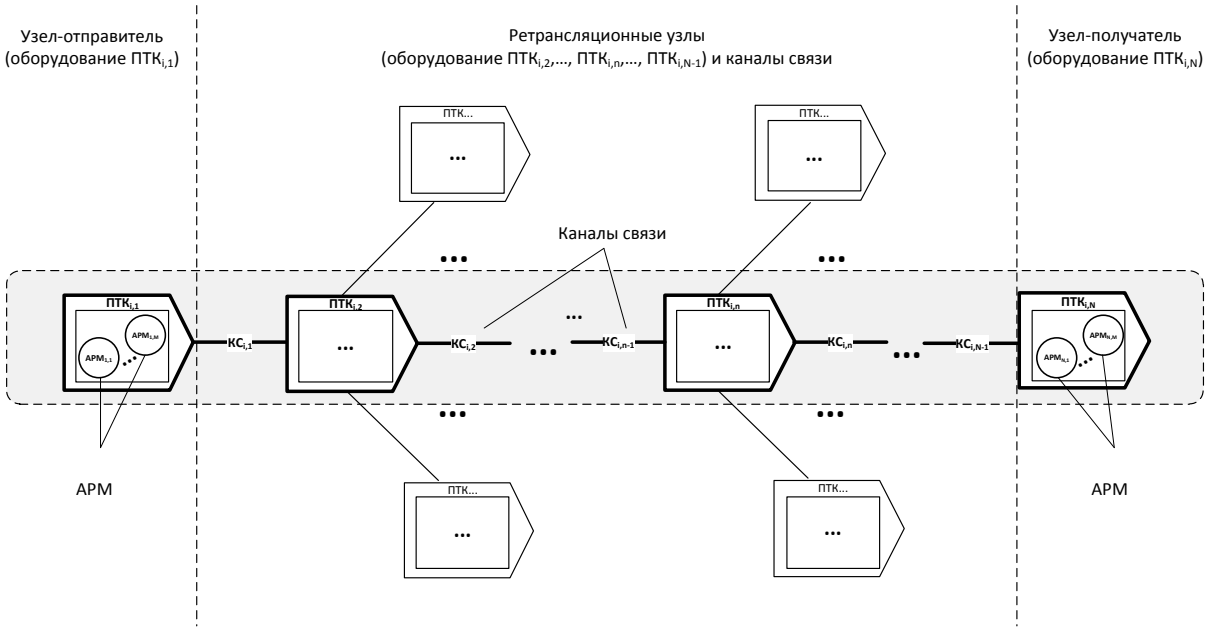


Рис. 1. Модель i-го ИНС в ИКС

Рассмотрим процесс передачи пакетов в i-м ИНС, используя механизм коммутации пакетов с ожиданием [7]. В узле-отправителе формируется поток пакетов, который посылается на «криптомаршрутизатор» в своем ПТК. Там пакеты хранятся до тех пор, пока не пройдут полную обработку, включающую классификацию и фильтрацию пакетов. Затем они по соответствующему каналу связи маршрутизируются в следующий узел связи и далее передаются по цепочке ретрансляционных узлов, которая в итоге приводит к пункту назначения.

Представим маршрутизатор как устройство, в котором функционируют два процесса. Один из них обрабатывает пакеты и направляет их согласно таблице маршрутизации в соответствующий канал связи. Такой процесс называется продвижением. Второй процесс отвечает за заполнение и обновление таблиц маршрутизации (т.е. за выбор маршрута следования в соответствии с заданным алгоритмом маршрутизации). Так как оба маршрутизатора, абонентский и канальный, могут осуществлять туннелирование проходящего через них трафика, то процессы шифрации и туннелирования будут сопровождаться увеличением размера передаваемых пакетов и внесением дополнительной временной задержки в процесс продвижения пакетов. Таким образом, хотя в модели ИКС явным образом не присутствует отдельный объект «криптомаршрутизатор», но фактически осуществляются все процессы, которые протекали бы при наличии такого объекта [5].

Таким образом, основными составляющими процесса передачи пакетов являются следующие подпроцессы с соответствующими целями:

1. Подпроцесс формирования потока пакетов, основной целью которого является создание

потока пакетов в узле-отправителе с заданными параметрами.

2. Подпроцесс передачи пакетов по каналам связи, заключающийся в односторонней передаче пакета от одного узла связи к другому для последующей его обработки.

3. Подпроцесс продвижения пакетов, представляющий собой обработку пакетов (классификация, фильтрация (в т.ч. верификация контрольной суммы), туннелированние и шифрация) и направление их в соответствующий канал связи.

4. Подпроцесс маршрутизации пакетов, отвечающий за выбор маршрута следования в соответствии с заданным алгоритмом маршрутизации.

Рассмотрим более подробно указанные выше подпроцессы.

1. Подпроцесс формирования потока пакетов

Перспективная ИКС должна предоставлять ДЛ в системах управления широкий спектр услуг связи (сервисов), связанных с передачей различных видов информации, таких как речь, видео и данные, с требуемым качеством обслуживания. Одним из приоритетных направлений развития ИКС является интеграция услуг связи, при этом в качестве подхода к интеграции услуг связи используется технология коммутации IP-пакетов. Следствием мультисервисности ИКС, когда множество услуг связи (сервисов) предоставляется посредством единой технологии коммутации IP-пакетов, является то, что процесс поступления IP-пакетов носит переменный (пачечный) характер. Например, определена модель рабочей нагрузки сети (трафика) для просмотра веб-страниц с целью оценки технологии радиопередач в мобильных средствах связи [8]. В данной модели используется процесс поступления пакетов по так называемому принципу «включено–выключено», в котором периоды включения и выключения соответствуют сериям пакетов для загрузки файла и для времени считывания файла соответственно. В ИКС длина передаваемых пакетов и, соответственно, время их формирования (время пакетизации), которое зависит от различных параметров работы ПТК узла-отправителя, может быть либо строго фиксированной величиной, либо варьируется в зависимости от видов предоставляемых услуг (приложений). Таким образом, длина пакета и время пакетизации в общем случае являются случайными величинами, для определения характеристик которых необходимо предварительно произвести сбор и обработку статистических данных по этим величинам для каждого вида предоставляемых услуг (приложений) [6].

Для оценки базовых показателей эффективности функционирования ИКС со сложной структурой трафика и переменным характером поступления данных будем предполагать, что процесс формирования потока пакетов в общем случае характеризуется следующими основными параметрами: номер узла-отправителя; номер узла-получателя; тип трафика («CALL», «ON/OFF», «CBR/VBR»); характеристики следующих случайных величин: T_{CL} – времени длительности вызова, T_{IN} – времени между двумя соседними вызовами, T_{ON} – времени длительности ON-периода, T_{OFF} – времени длительности OFF-периода, $T_{\text{П}}$ – времени формирования пакета (время пакетизации), $L_{\text{ПАК}}$ – длины передаваемого пакета; R – класс качества (приоритет) обслуживания пакета.

Подпроцесс формирования потока пакетов имеет UML-диаграмму состояний, представленную на рис. 2.

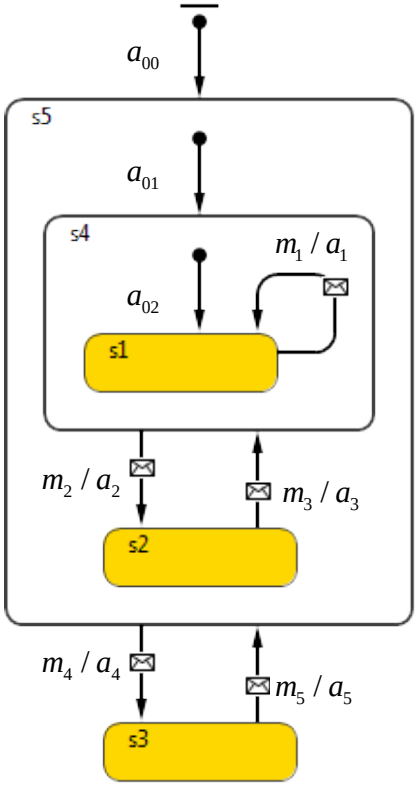


Рис. 2. UML-диаграмма состояний подпроцесса формирования потока пакетов

При создании нового подпроцесса формирования потока пакетов выполняется действие a_{00}, инициализирующее параметры данного подпроцесса.

При переходе в сложное состояние s_5 будет выполняться действие a_{01}, состоящее из следующих операций:

– вычисляется случайное время длительности вызова T_{CL} в соответствии с заданным законом распределения;

– отправляется диспетчеру сообщение m_4 с параметром задержки, равным T_{CL}. Адресатом данного сообщения является сам отправитель сообщения. Через интервал времени, равный T_{CL}, подпроцесс формирования потока пакетов получит сообщение и в соответствии с собственной диаграммой состояний выполнит переход в состояние s_3.

При переходе в сложное состояние s_4 будет выполняться действие a_{02}, состоящее из следующих операций:

– Вычисляется случайное время длительности ON-периода T_{ON} в соответствии с заданным законом распределения.

– Диспетчеру отправляется сообщение m_2 с параметром задержки, равным T_{ON}. Адресатом данного сообщения является сам отправитель сообщения. Через интервал времени, равный T_{ON}, подпроцесс формирования потока пакетов получит сообщение и в соответствии с собственной диаграммой состояний выполнит переход в состояние s_2.

– Вычисляется случайное время, затрачиваемое на создание одного пакета $T_{\text{П}}$ в соответствии с заданным законом распределения.

– Диспетчеру отправляется сообщение m_1 с параметром задержки, равным $T_{\text{П}}$. Адресатом данного сообщения является сам отправитель сообщения. Через интервал времени, равный $T_{\text{П}}$, подпроцесс формирования потока пакетов получит сообщение и в соответствии с собственной диаграммой состояний выполнит переход в состояние s_1.

Получив сообщение m_1, подпроцесс формирования потока пакетов переходит в состояние s_1. При переходе в данное состояние выполняется действие a_1, состоящее из следующих операций:

– Создается подпроцесс маршрутизации пакета, при этом задаются его параметры.

– Диспетчеру отправляется сообщение m_1, адресатом которого является созданный подпроцесс маршрутизации пакета. Так как сообщение должно быть немедленно доведено до адресата, то параметр задержки данного сообщения устанавливается равным нулю.

– Вычисляется случайное время, затрачиваемое на создание одного пакета, $T_{\text{П}}$ в соответствии с заданным законом распределения.

– Диспетчеру отправляется сообщение m_1 с параметром задержки, равным $T_{\text{П}}$. Адресатом данного сообщения является сам отправитель сообщения. Через интервал времени, равный $T_{\text{П}}$, подпроцесс формирования потока пакетов получит сообщение и в соответствии с собственной диаграммой состояний выполнит переход в состояние s_1.

Получив сообщение m_2, подпроцесс формирования потока пакетов переходит в состояние s_2. При переходе в данное состояние выполняется действие a_2, состоящее из следующих операций:

- Вычисляется случайное время длительности OFF-периода T_{OFF} в соответствии с заданным законом распределения.

- Диспетчеру отправляется сообщение m_3 с параметром задержки равным T_{OFF}. Адресатом данного сообщения является сам отправитель сообщения. Через интервал времени, равный T_{OFF}, подпроцесс формирования потока пакетов получит данное сообщение и в соответствии с собственной диаграммой состояний выполнит переход в состояние s_4.

Получив сообщение m_4, подпроцесс формирования потока пакетов переходит в состояние s_3. При переходе в данное состояние выполняется действие a_3, состоящее из следующих операций:

– Вычисляется случайное время между двумя соседними вызовами T_{IN} в соответствии с заданным законом распределения.

– Диспетчеру отправляется сообщение m_5 с параметром задержки, равным T_{IN}. Адресатом данного сообщения является сам отправитель сообщения. Через интервал времени, равный

T_{IN}, подпроцесс формирования потока пакетов получит данное сообщение и в соответствии с собственной диаграммой состояний выполнит переход в состояние s_5.

Таким образом, разработанная модель подпроцесса формирования потока пакетов позволяет имитировать подпроцесс создания потока пакетов в узле-отправителе с заданными параметрами.

2. Подпроцесс передачи пакета по каналу связи

Подпроцесс передачи пакета по каналу связи характеризуется следующими основными параметрами: узел связи 1; узел связи 2; C – пропускная способность (максимальная скорость передачи информации по каналу связи в единицу времени); размер буфера порта, дисциплина обслуживания, например дисциплина обслуживания с относительными приоритетами PQ.

Подпроцесс передачи пакетов по каналу связи имеет UML-диаграмму состояний, представленную на рис. 3.

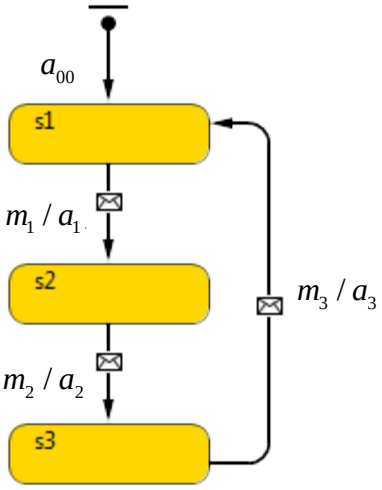


Рис. 3. UML-диаграмма состояний подпроцесса передачи пакета по каналу связи

При создании нового подпроцесса передачи пакетов по каналу связи выполняется действие a_{00}, инициализирующее параметры данного подпроцесса.

Получив сообщение m_1, подпроцесс передачи пакетов по каналу связи переходит в состояние s_2, выполняя при этом действие a_1, включающее следующие операции:

– осуществляется поиск первого в очереди подпроцесса маршрутизации пакета в соответствии с заданной дисциплиной обслуживания;

– вычисляется время передачи пакета в канал связи $T_{\text{ПРД}}$ (или время приема пакета из канала связи в буфер узла назначения (время буферизации)) в соответствии с длиной пакета $L_{\text{ПАК}}$ и пропускной способностью данного канала связи C;

– диспетчеру отправляется сообщение m_2 с параметром задержки, равным $T_{\text{ПРД}}$. Адресатом данного сообщения является сам отправитель сообщения. Через интервал времени, равный $T_{\text{ПРД}}$, подпроцесс передачи пакетов по каналу связи получит данное сообщение и в соответствии с собственной диаграммой состояний выполнит переход в состояние s_2.

Получив сообщение m_2, подпроцесс передачи пакета по каналу связи переходит в состояние s_3, выполняя при этом действие, включающее следующие операции:

– - Вычисляется время распространения сигнала T_{PC} в соответствии с расстоянием между узлами связи $D = \sqrt{\left(X_1 - X_2\right)^2 + \left(Y_1 - Y_2\right)^2}$, где $(X_{1(2)}, Y_{1(2)})$ – координаты узлов связи 1(2) соответственно, и скоростью электромагнитных волн в среде распространения S.

– Диспетчеру отправляется сообщение m_3 с параметром задержки, равным T_{PC}. Адресатом данного сообщения является сам отправитель сообщения. Через интервал времени, равный T_{PC}, подпроцесс передачи пакетов по каналу связи получит данное сообщение и в соответствии с собственной диаграммой состояний выполнит переход в состояние s_1.

– Диспетчеру отправляется сообщение m_2, адресатом которого является найденный подпроцесс маршрутизации пакета (так как сообщение должно быть немедленно доведено до адресата, то параметр задержки данного сообщения устанавливается равным нулю).

– Вычисляется количество подпроцессов маршрутизации пакетов в очереди.

– Если в очереди есть подпроцессы маршрутизации пакетов, то диспетчеру отправляется сообщение m_1 с задержкой, равной нулю. Адресатом данного сообщения является сам отправитель сообщения.

Разработанная модель подпроцесса передачи пакетов по каналу связи позволяет имитировать подпроцесс прохождения пакетов от одного узла связи к другому.

3. Подпроцесс продвижения пакетов

Подпроцесс продвижения пакетов в ретрансляционных узлах характеризуется следующими основными параметрами: координата *X*; координата *Y*; время коммутации; размер буфера ядра; дисциплина обслуживания.

Подпроцесс продвижения пакетов в ретрансляционных узлах имеет UML-диаграмму состояний, представленную на рис. 4.

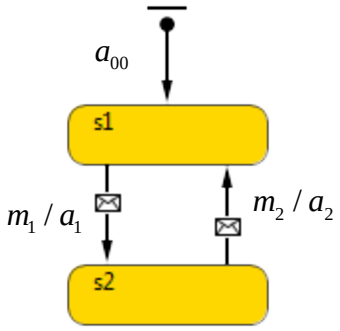


Рис. 4. UML-диаграмма состояний подпроцесса продвижения пакета

При создании нового подпроцесса продвижения пакета выполняется действие a_{00}, инициализирующее параметры данного подпроцесса.

Получив сообщение m_1, подпроцесс продвижения пакета переходит в состояние s_2, выполняя при этом действие a_1, включающее следующие операции:

– Осуществляется поиск первого подпроцесса маршрутизации пакета в соответствии с заданной дисциплиной обслуживания, например дисциплиной FIFO («первым пришёл – первым обслужен»).

– Диспетчеру отправляется сообщение m_2, адресатом которого является найденный подпроцесс маршрутизации пакета. Так как сообщение должно быть немедленно доведено до адресата, то параметр задержки данного сообщения устанавливается равным нулю.

– Вычисляется время обработки пакета T_O; если узел является отправителем или получателем, то время обработки равно 0, иначе равно времени коммутации пакета.

– Диспетчеру отправляется сообщение m_2 с задержкой, равной T_O. Адресатом данного сообщения является сам отправитель сообщения.

Получив сообщение m_2, подпроцесс продвижения пакета переходит в состояние s_1, выполняя при этом действие, включающее следующие операции:

– Вычисляется количество подпроцессов маршрутизации пакетов в очереди.

– Если есть еще подпроцессы маршрутизации пакетов в очереди, то диспетчеру отправляется сообщение m_1 с задержкой, равной нулю. Адресатом данного сообщения является сам отправитель сообщения.

Таким образом, разработанная модель подпроцесса продвижения пакетов в ретрансляционных узлах связи позволяет имитировать подпроцесс обработки пакетов и направление их в соответствующий канал связи.

4. Подпроцесс маршрутизации пакетов

Подпроцесс маршрутизации пакетов характеризуется следующими основными параметрами: узел-отправитель; узел-получатель; длина пакета; класс обслуживания пакета.

Подпроцесс маршрутизации пакетов имеет UML-диаграмму состояний, представленную на рис. 5.

При создании нового подпроцесса продвижения пакета выполняется действие a_{00}, инициализирующее параметры данного подпроцесса.

После создания подпроцесс маршрутизации пакетов переходит в состояние s_1 и будет находиться в данном состоянии до тех пор, пока не получит сообщение m_1. При переходе в состояние s_2 подпроцесс маршрутизации пакетов выполняет действие a_1, состоящее из следующих операций:

– Осуществляется проверка наличия места в буфере.

– Если место есть, то диспетчеру отправляется сообщение m_1 с задержкой, равной нулю. Адресатом данного сообщения является подпроцесс передачи пакетов по каналу связи или подпроцесс продвижения пакетов в ретрансляционных узлах связи в зависимости от того, какой подпроцесс выполняется в данный момент времени.

– Иначе отправляется диспетчеру сообщение m_5 с задержкой, равной нулю. Адресатом данного сообщения является сам отправитель сообщения.

Получив сообщение m_2, подпроцесс маршрутизации пакетов переходит в состояние s_3 и находится в нем, пока не будет закончена обработка пакета. Данное сообщение может быть создано либо освободившимся подпроцессом передачи пакетов по каналу связи, либо подпроцессом продвижения пакетов в ретрансляционном узле связи:

– Поверка доставки пакета получателю.

– Если пакет доставлен, то отправляется диспетчеру сообщение m_3 с задержкой, равной нулю. Адресатом данного сообщения является сам отправитель сообщения.

– Иначе диспетчеру отправляется сообщение m_4 с задержкой, равной нулю. Адресатом данного сообщения является сам отправитель сообщения.

Получив сообщение m_4, подпроцесс маршрутизации пакетов переходит в состояние s_1. При переходе в состояние s_1 подпроцесс маршрутизации пакетов выполняет действие, состоящее из следующих операций:

– фиксируется время задержки пакета на данном интервале связи;

– в соответствии с протоколом маршрутизации определяется следующий подпроцесс для обслуживания пакета.

Разработанная модель подпроцесса маршрутизации пакетов позволяет имитировать подпроцесс выбора маршрута следования в соответствии с заданным алгоритмом маршрутизации.

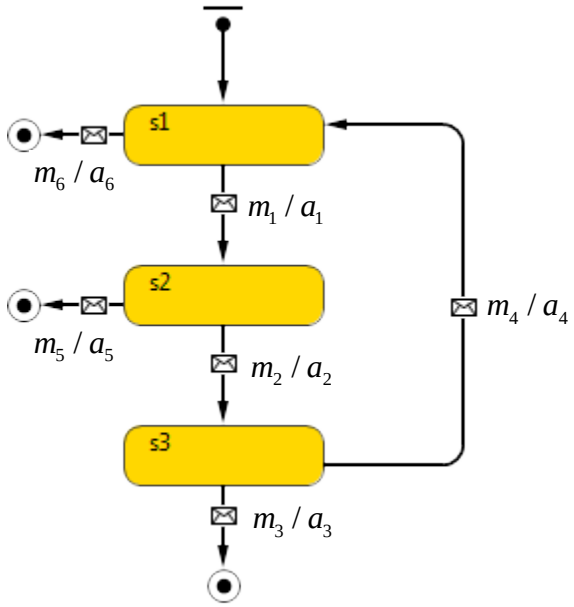


Рис. 5. UML-диаграмма состояний подпроцесса маршрутизации пакетов

Для апробации модели рассмотрим следующий пример. Пусть в результате решения некоторой задачи управления ДЛ-отправителю необходимо передать при помощи ИКС ДЛ-получателю сообщение размером 2,2 Мбайт. Исходное сообщение разбивается на пакеты по 1300 байт, всего 1693 пакета, и отправляется с интервалом между отправкой пакетов 1 мс. Предположим, что для заданных условий ИНС состоит из 10 ретрансляционных узлов связи и 11 каналов связи (рис. 1), при этом ИНС работает в недогруженном режиме и очереди в маршрутизаторах практически отсутствуют. Также будем полагать, что узел-отправитель находится от узла-получателя на расстоянии 10 км. Длина служебной части составляет 200 байт, т.е. доля служебной части пакета по отношению к общей длине составляет порядка 10 %, задержка коммутации в каждом ретрансляционном узле связи составляет 2 мс. Для данного контрольного примера было проведено моделирование процесса на основе разработанной имитационной модели и выполнены расчеты для одного из ИНС. На рис. 6 представлены зависимости относительного уменьшения среднего времени переда-

чи информации между ДЛ $\delta m[t^{и}]$ от относительного увеличения пропускной способности $\delta C = C^{/} - C/C$. Моделирование проводилось при использовании перспективной технологии в ИКС, приводящей к увеличению пропускных способностей каналов связи.

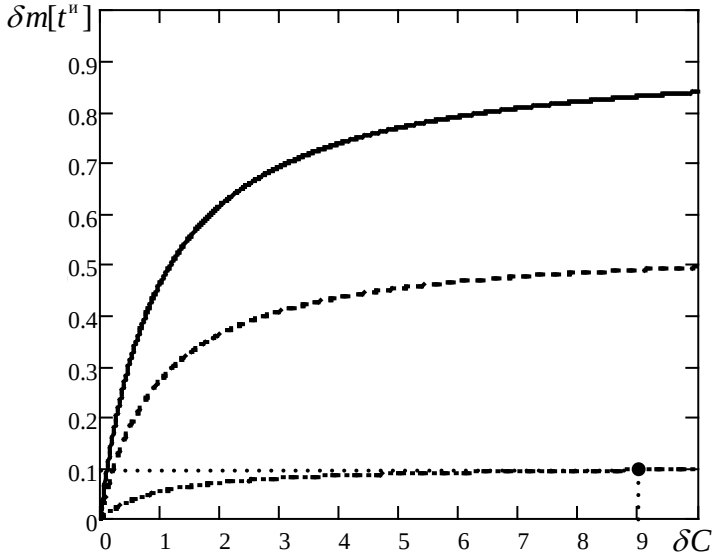


Рис. 6. Зависимость относительного уменьшения среднего времени передачи информации $\delta m[t^{и}]$ между ДЛ по результатам решения задачи управления от относительного увеличения пропускной способности каналов связи δC при различных номинальных пропускных способностях каналов связи:
1 Мбит/с 10 Мбит/с 100 Мбит/с

Из рис. 6 видно, что для номинальной пропускной способности каналов связи 100 Мбит/с при ее относительном увеличении в 10 раз (что соответствует 1 Гбит/с, т.е. $\delta C = 9$) относительное снижение среднего времени передачи информации между ДЛ составит всего ~10%. Данные обстоятельство указывает на значимость оценки целесообразности увеличения пропускной способности канала связи с точки зрения повышения эффективности работы ИКС.

Выводы

Разработана процессно-ориентированная имитационная модель для оценки влияния принимаемых технических решений по построению ИКС на базовые показатели эффективности. Проведена апробация разработанной модели для контрольного примера и выполнены расчеты изменения среднего времени передачи информации между ДЛ по результатам решения задач управления $\delta m[t^{и}]$ за счет применения перспективной технологии в ИКС, приводящей к увеличению пропускных способностей каналов связи. Разработанная модель может использоваться для выявления «узких мест» и поиска конструктивных решений повышения эффективности работы инфокоммуникационной системы в целом.

В разработанной модели были приняты следующие допущения и упрощения, которые позволили с достаточной точностью оценивать требуемые показатели эффективности функционирования ИКС: объекты ИКС разнесены в пространстве, следовательно, они могут находиться в разной радиоэлектронной обстановке, которая в модели не учтена; на канальном уровне не учтено наличие обратного потока квитанций о доставке пакета. В качестве направлений дальнейшего развития исследований указанные допущения целесообразно будет учесть.

Литература

1. *Житенёв С.А., Сухоруков Ю.С., Голубинский А.Н.* Оценка эффективности функционирования инфокоммуникационной системы в процессе управления конфликтом // Теория и техника радиосвязи. 2017. № 3. С. 11–20.

2. *Хлопяк В.Г.* Развитие теории агрегативных систем – каноническая форма имитационной модели // Материалы конференции «ИММОД–2005». СПб.: ФГУП ЦНИИТС, 2005.

3. *Хлопяк В.Г.* Моделирование систем массового обслуживания на основе Х-агрегатов // Материалы конференции «ИММОД–2009». СПб.: ФГУП ЦНИИТС, 2009.

4. *Хлопяк В.Г.* Верификация агрегативных систем // Материалы конференции «ИММОД–2007». СПб.: ФГУП ЦНИИТС, 2007.

5. Методология реализации имитационной модели адаптивной мультисервисной сети специального назначения [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://mashtab.org/company/massmedia/ articles/ metodologiya_realizacii_imitacionnoj_modeli_adaptivnoj_mul_tiservisnoj_seti_special_nogo_naznacheniya.

6. *Назаров А.Н., Сычев К.И.* Модели и методы расчета показателей качества функционирования узлового оборудования и структурно-сетевых параметров сетей связи следующего поколения. Красноярск: Изд-во ООО «Поликом», 2010. 389 с.

7. *Таненбаум Э., Уэзеролл Д.* Компьютерные сети. 5-е изд. СПб.: Питер, 2015. 960 с.

8. UMTS TR 101 112 «Процедуры отбора технологий радиопередачи для Универсальной системы мобильной связи». 1998.

Статья поступила в редакцию 25 декабря 2017 года

УДК 621.396.6

АНАЛИЗ СТРУКТУРНОЙ УСТОЙЧИВОСТИ РАДИАЛЬНО-УЗЛОВЫХ СЕТЕЙ РАДИОСВЯЗИ

© Авторы, 2018

А.В. Кулаев, к.т.н., сотрудник, e-mail: kulaev@yandex.ru
С.В. Касибин, к.т.н., сотрудник, e-mail: svkasibin@yandex.ru
А.Н. Битков, к.т.н., сотрудник, e-mail: bitkov123@yandex.ru
ФГКВОУВО «Академия ФСО Российской Федерации»

Приведен набор показателей, влияющих на структурную устойчивость радиально-узловых сетей радиосвязи, и представлена методика формирования устойчивых радиально-узловых структур сетей КВ радиосвязи, основанная на поэтапном синтезе с анализом выбранных показателей устойчивости на каждом этапе.

Ключевые слова: *сеть КВ радиосвязи, структурная устойчивость, радиально-узловая сеть связи, остовное дерево, вероятность связности, линейный функционал связности.*

ANALYSIS OF STRUCTURAL STABILITY OF RADIAL-NODE RADIO COMMUNICATION NETWORKS

© Authors, 2018

A.V. Kulaev, Ph.D. (Eng.), Member, e-mail: kulaev@yandex.ru
S.V. Kasibin, Ph.D. (Eng.), Member, e-mail: svkasibin@yandex.ru
A.N. Bitkov, Ph.D. (Eng.), Member, e-mail: bitkov123@yandex.ru
Federal State-Owned Military Educational Institution «Russian Federation Federal Security Guard Service Academy»

The paper addresses a set of indicators influencing the structural stability of radial-node radio communication networks and presents a method for formation of stable radial-node structures for HF radio networks based on a phased synthesis and analysis of selected stability indicators at each stage.

Keywords: *HF radio network, structural stability, radial-node communication network, spanning tree, probability of connectivity, linear connectivity.*

В последние годы во многих странах наблюдается рост интереса специалистов к системам КВ радиосвязи. К преимуществам систем КВ радиосвязи относятся высокая оперативность установления прямой связи на большие расстояния, простота организации радиосвязи с подвижными объектами, возможность обеспечения связи в труднодоступных местах и на больших расстояниях, высокая мобильность средств КВ радиосвязи, относительная простота восстановления связи в случае нарушения, низкая стоимость одного канала на километр дальности связи.

Важную роль играет КВ радиосвязь и в чрезвычайных ситуациях – при организации и проведении аварийно-спасательных работ, координации действий различных организаций и служб в районах стихийных бедствий.

Вместе с тем следует отметить и основные недостатки, присущие КВ радиосвязи: сильное затухание сигнала на трассе радиосвязи, наличие замираний (как быстрых, так и медленных) радиосигнала, ограниченная ёмкость используемого диапазона частот, существенная зависимость качества радиосвязи от времени суток, времени года и состояния ионосферы.

Одной из острых проблем, стоящих сейчас перед КВ радиосвязью, является организация устойчивой радиосвязи в сети КВ радиосвязи, охватывающей несколько региональных центров РФ. Основная проблема, стоящая при построении такой сети, заключается в обоснованном выборе структуры связей (сетевой структуры) между ретрансляционными (узловыми) и оконечными пунктами. Иными словами, требуется синтезировать структуру сети КВ радиосвязи, обладающей максимально возможной структурной устойчивостью при ограниченных затратах на ее построение.

Решению данной проблемы посвящен ряд работ [1–7], однако в них структурная устойчивость сетей связи анализируется по весьма ограниченному набору показателей, который не всегда позволяет синтезировать максимально устойчивую структуру. В связи с этим в настоящей статье проведен анализ структурной устойчивости таких сетей.

 ISSN 1995-7009

Проведенный анализ показал, что для анализа и синтеза сетей связи по критерию устойчивости целесообразно рассматривать следующий набор показателей:

1. Вероятность связности между парами узлов связи (УС) $P_{x,y}$.

Является комплексным показателем, зависящим от всех существенных свойств графа $G(N,M)$, и представляет собой вероятность существования хотя бы одного пути успешного функционирования между выбранной парой УС. Рассчитывается при помощи одного из известных методов анализа структурной надежности двухполюсных сетей связи: полного перебора состояний элементов сети связи, прямого перебора простых цепей, двудольных графов, разложения булевой функции относительно особого элемента, корреляционного метода и других. Для всей сети в целом определяется путем суммирования и усреднения вероятностей связности всех ребер сети с весовыми коэффициентами (по нагрузке, числу пользователей и др.) [2]. Чем больше результирующая за сеть связи вероятность связности, тем большей живучестью она обладает. При фиксированном числе элементов сети вероятность связности в основном определяется структурой сети. Чем разветвленнее структура, тем больше стоимость построения сети связи.

2. Средняя длина маршрута π.

Определяется путем нахождения кратчайших маршрутов доставки информации между всеми парами УС сети, суммирования их длин и деления полученной величины на число найденных маршрутов. Среднюю длину маршрута можно рассчитывать относительно:

– числа УС или ребер (длины сети) графа сети связи, при этом под длиной сети в данном случае понимается количество ребер графа сети связи;

– протяженности трассы в километрах.

Чем меньше средняя длина маршрута, тем в среднем меньшая доля соединений разрушается при удалении (поражении) конкретного ребра связи, тем большей живучестью обладает структура сети связи. Средняя длина маршрута напрямую связана со стоимостью построения сети.

3. Связность УС (ранг) сети.

Связность (ранг) УС H_i определяется количеством инцидентных ему ребер. Для сети в целом средняя связность $\overline{H}$ определяется путем деления суммы связностей отдельных УС на число УС в структуре сети. Чем больше средняя связность УС сети, тем более разветвлена сеть, тем большей живучестью она обладает.

Чем меньше дисперсия связности УС сети $D(H)$, тем более равномерно нагружены элементы сети связи и, следовательно, в ней меньше элементов, поражение которых приводит к значительной потере качества функционирования сети связи.

Средняя связность УС сети косвенно влияет на стоимость построения сети, так как чем больше связность УС, тем в среднем больше должна быть емкость коммутационного оборудования, находящегося на нем, а чем больше средняя связность структуры сети, тем в среднем больше затраты на создание линий связи.

Если в анализируемой сети связи дисперсия связности $D(H)$ близка к средней связности H, то сеть связи равномерно нагружена (сбалансирована) и не имеет элементов, уязвимость которых выше остальных.

4. Линейный функционал связности (ЛФС).

ЛФС определяется выражением [4]

$$K = \sum_{i=1}^{N} \varphi_i \left(\frac{H_i}{N - N_i} + \frac{N_i}{N} \right),$$

$$\sum_{i=1}^{N} \varphi_i = 1, \;\; N_i \le N, \;\; H_i \le N_i, \qquad (1)$$

где i – номер узла в сети связи;

N – общее число узлов;

H_i – ранг (связность) *i*-го узла;

N_i – число узлов, с которыми *i*-й узел может иметь связь в сети;

φ_i – коэффициент веса *i*-го узла.

По физическому смыслу ЛФС подобен средней связности сети, однако данный показатель дает более адекватную оценку в условиях, когда структура сети в результате поражения ее элементов распадается на несколько независимых фрагментов. ЛФС также косвенно влияет на стоимость построения сети связи аналогично средней связности УС сети.

5. Число остовных деревьев $T(G)$.

Остовным деревом графа *G* называется всякий граф, являющийся деревом (связным графом, не имеющим циклов, у которого *N* вершин и $N-1$ ребер), вершины и ребра которого содержатся в графе *G*. Наличие в структуре сети хотя бы одного остовного дерева означает, что она является связной. Отсутствие же таковых приводит к ее несвязности.

Очевидно, что чем больше остовных деревьев содержится в структуре, тем более связной и живучей оказывается сеть. Одним из главных достоинств данного показателя является его высокая чувствительность к организации связей между вершинами. Кроме того, для определения числа остовных деревьев существует достаточно много конструктивных методов и алгоритмов. Наиболее приемлемой для анализа живучести сетей является следующая теорема: в графе G без петель число остовных деревьев равно минору любого из элементов главной диагонали квадратной матрицы s_j^i порядка N [1, 4]:

$$s_j^i = \begin{cases} \deg N_i, \ i = j; \\ -1, \quad i \neq j, \ \left[N_i, N_j\right] \in N; \\ 0, \quad i \neq j, \ \left[N_i, N_j\right] \notin N, \end{cases} \qquad (2)$$

где $\deg N_i$ – степень вершины N_i в графе G;

$\left[N_i, N_j\right]$ – ребро, соединяющее вершины N_i и N_j; N – множество вершин графа G.

Число остовных деревьев возрастает с увеличением количества ребер в графе сети и уменьшается с увеличением числа УС. Данный показатель в малой степени влияет на стоимость создания сети связи, так как в сетях с одинаковым числом элементов количество остовных деревьев может отличаться на несколько порядков.

6. Число соединений в ребрах сети β_i, $i = 1...M$.

Число соединений в ребрах сети представляет собой относительную нагрузку ребер сети, которая в данном случае служит одновременно характеристикой расходов, уязвимости и устойчивости сетевых структур в условных единицах. Данный показатель определяется путем нахождения кратчайшего маршрута (нескольких кратчайших) между всеми парами УС сети, суммирования числа соединений во всех ребрах структуры сети с учетом найденных маршрутов и деления числа соединений в рассматриваемом ребре на общее число соединений во всей сети [5–7].

Для практических расчетов в большей степени представляет ценность отношение максимального числа соединений в ребре к среднему числу соединений в ребрах $\beta_{\max} \diagup \beta$. Чем меньше данное отношение, тем равномернее нагружены ребра графа, меньше их уязвимость и выше живучесть сети связи.

7. Уязвимость элементов сети может быть определена и по распределению нагрузки в сети. При этом большей уязвимостью обладает тот элемент, в котором циркулирует большая нагрузка. Данный показатель в дополнение к числу соединений в ребрах сети учитывает специфику конкретных сетей связи. Чем более равномерно распределена нагрузка в сети, тем большей живучестью она обладает.

8. Доля оставшихся соединений при поражении наиболее значимого элемента сети α представляет собой отношение числа соединений, оставшихся после поражения наиболее значимого элемента сети, к числу соединений в сети в условиях нормального функционирования. Чем более разветвленной является структура сети связи и чем более равномерно нагружены ее элементы, тем больше значение данного показателя.

9. Отношение ЛФС при поражении наиболее значимого УС к его исходному значению λ_K.

Данный показатель представляет собой отношение ЛФС, рассчитанного при поражении наиболее уязвимого УС, к значению данного показателя, рассчитанного для исходной структуры сети. Чем более разветвленной является структура сети связи и чем более равномерно нагружены ее элементы, тем больше значение данного показателя. По сравнению с долей оставшихся соединений, являясь комплексным показателем, в большинстве случаев дает более адекватную оценку устойчивости сети при поражении наиболее значимого УС.

В общем случае методика формирования сетевых структур по критерию устойчивости предполагает минимизацию затрат на развертывание сети при выполнении требований по устойчивости функционирования и, соответственно, включает ряд этапов. При этом поиск рационального варианта основывается на преобразовании исходной структуры типа «звезда» в направлении снижения уязвимости ее основных элементов при контроле ограничений на затраты по развертыванию сети и показатели устойчивости [3].

Проведем анализ структурной устойчивости различных вариантов построения радиально-узловых сетей КВ радиосвязи, основанных на преобразовании структуры типа «звезда». При этом последовательно рассмотрим все простейшие сетевые структуры, получаемые при преобразовании структуры типа «звезда», представленные на рис. 1. Расчет выбранных показателей устойчивости для данных сетевых структур приведен в таблице (при расчете вероятности связности предполагалось, что все ребра сети имеют одинаковую вероятность выживания (существования), равную 0,5).

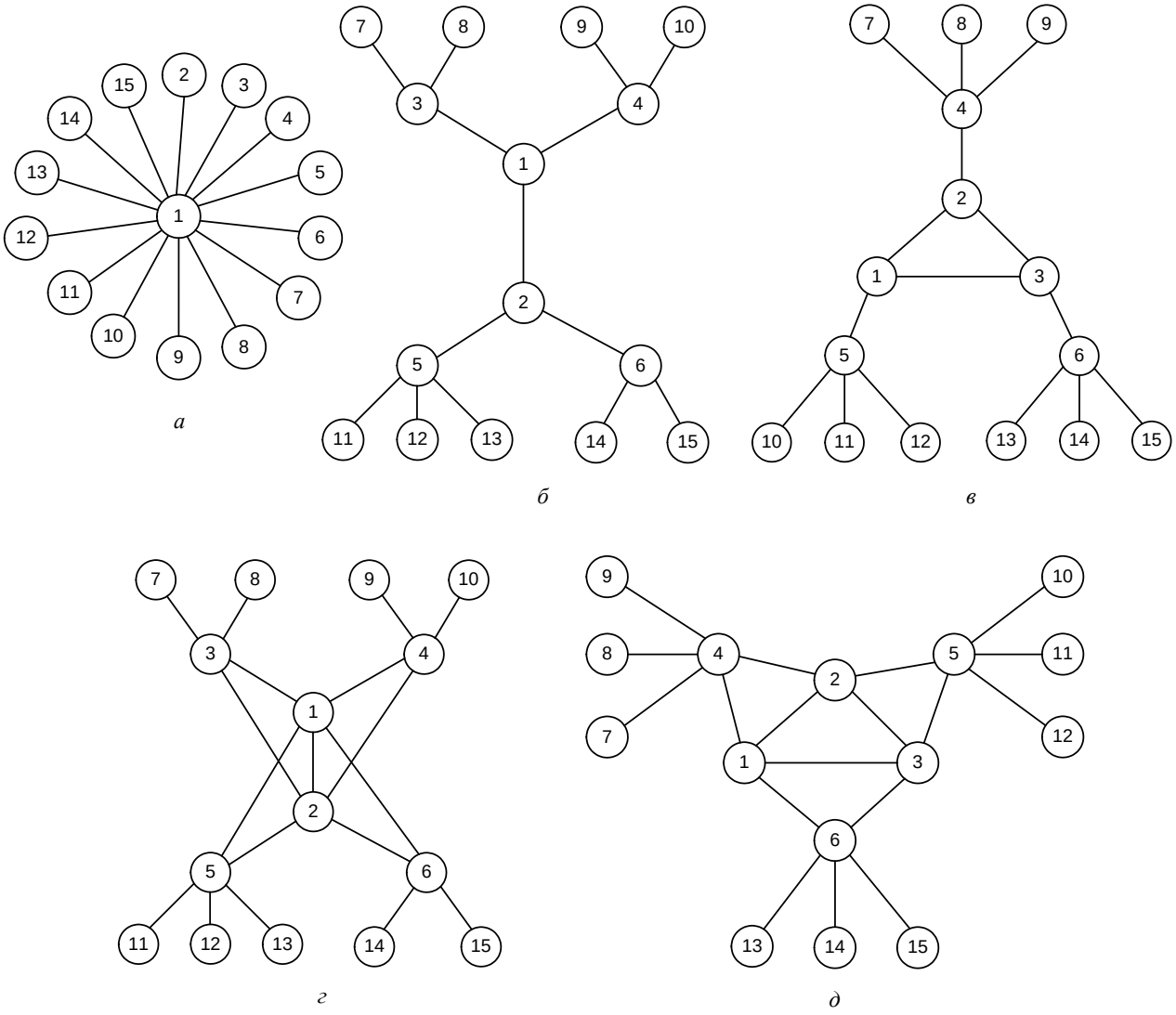


Рис. 1. Формирование структуры радиально-узловой сети связи

Этап № 1. Выбор начальной структуры.

Наиболее простой из класса радиально-узловых является структура типа «звезда» (рис. 1 *а*). К достоинствам данной структуры можно отнести (см. таблицу):

– минимальную среднюю длину маршрутов $\pi = 1{,}87$ в сети;

– максимальную устойчивость ребер $\beta_{\max}/\beta = 1$ и региональных узлов $\alpha = 0{,}87$ (их поражение не влияет на остальные элементы сети связи);

– одинаковую уязвимость ребер по нагрузке, составляющую 7,15 % от общей нагрузки в сети.

Однако данная структура имеет существенный недостаток, заключающийся в полной потере связности при поражении центрального (корневого) УС, в связи с чем для нее $\alpha = 0$, $\lambda_K = 0$.

С целью устранения недостатка структуры типа «звезда» необходимо преобразования направить на повышение устойчивости корневого узла. Кроме того, согласно теории любое преобразование структуры сети должно быть одновременно направлено на достижение:

– минимальной уязвимости дуг по нагрузке (числу соединений) на основе равномерного по уровням иерархии распределения нагрузки (числа соединений);

– минимальной средней относительной длины соединений в сети.

Выполнение этих условий означает повышение устойчивости данных сетевых структур, а также снижение затрат на построение сети.

Этап № 2. С целью обеспечения требуемых показателей устойчивости осуществляется преобразование структуры сети в направлении создания «двухкаскадной звезды» (рис. 1 *б*), в кото-

рой связь корневого и оконечных узлов организуется через две дуги.

При этом, во-первых, функции корневого узла распределяются между двумя значимыми региональными узлами. Полученные корневые узлы образуют узловые районы, учитывающие тяготение пользователей и административно-территориальное деление региона. Во-вторых, учитывая иерархию ведомственной системы управления или административно-территориальное деление региона, к корневым узлам подключаются региональные узлы, к региональным по двухкаскадной схеме – оконечные узлы.

Таблица

Результаты расчета показателей структурной устойчивости для рассматриваемых радиально-узловых сетей

	звезда (рис. 1 *а*)	2 узла (рис. 1 *б*)	3 узла (рис. 1 *в*)	2 узла 2 линии (рис. 1 *г*)	3 узла 2 линии (рис. 1 *д*)
Число УС	15	15	15	15	15
Число ЛС	14	14	15	18	18
Вероятность связности	0,5	0,5	0,5	0,607	0,603
Средняя длина маршрута	1,87	3,18	3,17	2,66	2,6
Отношение максимального числа соединений в ребре к их среднему числу	1	2,35	1,98	1,81	1,53
Средняя связность	1,87	1,87	1,87	2,4	2,4
Дисперсия связности	10,52	1,18	1,6	3,04	3,04
Число остовных деревьев	1	1	3	48	54
Доля оставшихся соединений при поражении наиболее значимого УС (номер УС)	0 (1) 0,87 (2–15)	0,32 (1, 2) 0,63 (3, 4, 5, 6)	0,49 (1, 2, 3) 0,52 (4, 5, 6)	0,63 (3, 4, 5, 6) 0,76 (1,2)	0,54 (3, 4, 5) 0,78 (1, 2, 3)
Отношение ЛФС при поражении наиболее значимого УС к его исходному значению (номер УС)	0 (1) 0,995 (2–15)	0,192 (1,2) 0,428 (3,4,5,6)	0,292 (1, 2, 3) 0,341 (4, 5, 6)	0,402 (3, 4, 5, 6) 0,836 (1,2)	0,309 (3, 4, 5) 0,879 (1, 2, 3)
Уязвимость ребер по нагрузке – максимальная нагрузка в ребрах (в % от циркулирующей в сети нагрузки)	7,15	16,77 (1–2) 10,78 (1–3, 1–4, 2–5, 2–6) 4,19 (остальные)	13,21 (1–4, 2–5, 3–6) 7,51 (1–2, 1–3, 2–3) 4,2 (остальные)	10,03 (1–5,1–6) 8,41 (2–3) 8,09 (1–3)	8,01 (1–4, 1–5, 3–6, 2–5, 2–6, 3–4) 4,58 (остальные) 3,91 (1–2, 1–3, 2–3)

Анализ полученных показателей устойчивости для данной структуры (см. таблицу) показывает, что по сравнению с вариантом 1 (рис. 1 *а*):

– значительно уменьшилась дисперсия связности – $D(H)=1{,}18$, характеризующая равномерность распределения уязвимости элементов;

– работоспособность сети частично сохраняется при поражении одного из корневых узлов № 1 или № 2, так что $\lambda_K = 0{,}192$, $\alpha = 0{,}32$ (сохраняется 32% соединений).

Вместе с тем анализ структуры «двухкаскадная звезда» показывает (см. таблицу), что:

– сеть по-прежнему обладает низкой разветвленностью, характеризующей «минимальное сечение» сети: ранг УС сети составляет $\overline{H} = 1{,}87$; вероятность связности и число остовных деревьев не изменилось – $P_{x,y} = 0{,}5$, $T(G)=1$;

– увеличилась средняя длина маршрутов – $\pi = 3{,}18$;

– возросла неравномерность распределения числа соединений по ребрам – $\beta_{\max}/\overline{\beta} = 2{,}35$ и по нагрузке – 6,77 % (для УС № 1, 2), 10,78 % (для УС № 1–3, 1–4, 2–5, 2–6), 4,19 % (для остальных УС), что характеризует их уязвимость.

При этом особенно низкой уязвимостью обладает ребро 1–2, соединяющее корневые узлы. Потеря данного ребра делает граф несвязным и

приводит к потере 16,77 % нагрузки, циркулирующей в сети связи. В связи с этим следует отметить, что структура сети, приведенная на рис. 1 *б*, хотя по некоторым показателям в плане устойчивости и лучше структуры «звезда», но все равно обладает сравнительно низкой структурной устойчивостью.

Этап № 3. С учетом полученных на втором этапе данных для повышения устойчивости корневых УС необходимо их функции распределить между большим числом УС сети. В этой связи целесообразно сформировать сетевую структуру с тремя корневыми УС (рис. 1 *в*). Результаты расчета данной сетевой структуры представлены в таблице. Можно выделить следующие достоинства данной структуры сети связи:

– низкая дисперсия связности – $D(H)=1,6$;

– максимальная из рассмотренных вариантов устойчивость корневых УС № 1, 2, 3 – $\alpha=0,49$, $\lambda_K=0,292$, близкая к устойчивости региональных УС;

– меньшая по сравнению со вторым этапом неравномерность распределения числа соединений – $\beta_{\max}/\overline{\beta}=1,98$ и нагрузки по ребрам сети связи – 13,21 % (для УС № 1–4, 2–5, 3–6), 7,51 % (для УС № 1–2, 1–3, 2–3), 4,2 % (для остальных УС).

Вместе с тем недостаточная разветвленность сетей, характеризующая «минимальное сечение» сети, во всех рассмотренных вариантах $\overline{H}=1,87$, $T(G)=1$ или 3 и высокая уязвимость ее элементов не позволяют планировать обходные пути и, соответственно, достичь требуемых показателей устойчивости.

Дальнейшего увеличения показателей устойчивости можно достичь путем повышения связности – увеличения числа ребер, идущих от корневых к региональным УС.

Этап № 4. Данная структура (рис. 1 *г*) предполагает привязку региональных УС к каждому из корневых узлов № 1 и № 2 и, соответственно, организацию в каждом направлении двух независимых маршрутов, соответствующей введенной избыточности. При этом по сравнению со вторым этапом (рис. 1 *б*):

– уменьшается неравномерность распределения соединений – $\beta_{\max}/\overline{\beta}=1,81$ и нагрузки по ребрам сети – 10,03 % (для УС № 1–5, 1–6), 8,41 % (для УС № 2 и 3), 8,09 % (для УС № 1–3);

– увеличивается вероятность связности;

– снижается значимость корневых УС и соединяющего их ребра, при этом региональные УС становятся более уязвимыми, чем корневые УС (для корневых УС $\alpha=0,76$, $\lambda_K=0,836$, для региональных УС $\alpha=0,63$, $\lambda_K=0,402$);

– значительно возрастает отношение ЛФС при поражении корневых УС к его исходному значению, что свидетельствует о сохранении возможности соединений для всех остальных УС при поражении корневых узлов (то есть появляются обходные маршруты на отдельных ИНС – $T(G)=48$).

Полученный выигрыш достигается на основе возрастания стоимости построения сети. Вместе с тем для данной структуры наиболее уязвимыми становятся ребра, соединяющие региональные и корневые УС (нагрузка в ребрах 1–5, 1–6 ≈10%, в ребрах 2–3, 1–3 ≈8 %). Однако распределение нагрузки близко к равномерному.

Этап № 5. Данная структура (рис. 1 *д*) предполагает привязку региональных УС к двум ближайшим корневым узлам № 1–3 и, соответственно, организацию в каждом направлении двух независимых маршрутов, соответствующей введенной избыточности. При этом по сравнению с четвертым этапом (рис. 1 *г*):

– уменьшилась средняя длина маршрута: 2,6 против 2,66;

– уменьшилась неравномерность распределения соединений по ребрам сети: $\beta_{\max}/\overline{\beta}=1,53$ против $\beta_{\max}/\overline{\beta}=1,81$;

– увеличилось число остовных деревьев: 54 против 48;

– незначительно увеличилась устойчивость сети при поражении одного из корневых УС.

Вместе с тем для данного варианта характерны следующие недостатки:

– уменьшилась вероятность связности: 0,603 против 0,607;

– уменьшилась устойчивость сети при поражении одного из региональных УС: $\alpha=0,54$, $\lambda_K=0,309$ против $\alpha=0,63$, $\lambda_K=0,402$.

Выводы

1. На основе проведенного анализа можно сделать вывод, что 4-й и 5-й варианты построения сетей (рис. 1 *г* и *д*) мало различаются по устойчивости. Действительно, данные варианты одинаковы по числу узлов и линий связи и получены, в

основном, за счет переключения линий связи между корневыми узлами. В результате отсутствие количественных изменений элементов исследуемой сети не позволяет получить качественного роста показателей устойчивости (как для этапов 1–3) в рамках заданной радиально-узловой структуры сети.

Дальнейшее изменение структуры либо приведет к нарушению радиально-узлового принципа построения сети, либо, при возрастающих затратах, не позволит получить экономический эффект по сравнению с вариантами 4 и 5. Так как в ходе формирования структуры достигнута требуемая разветвленность сети ($\overline{H} > 2,4$), то выбор осуществляется в пользу более экономичного варианта построения при лучшей вероятности связности (как комплексного показателя). Дальнейшего повышения показателей устойчивости можно достичь на основе построения многолинейных ребер при комплексном использовании различных видов связи и их территориального разноса.

2. Синтезированные структуры сетей связи, приведенные на рис. 1 *г* и *д*, обладают достаточно хорошими показателями структурной устойчивости при ограниченных затратах на их построение, поэтому могут быть рекомендованы в качестве базовых для развертывания действующих радиально-узловых сетей связи.

Литература

1. *Дудник Б.Я., Овчаренко В.Ф., Орлов В.К.* Надежность и живучесть систем связи / Под ред. Б.Я. Дудника. М.: Радио и связь, 1984. 216 с.

2. *Филин Б.П.* Методы оценки структурной надежности сетей связи. М.: Радио и связь, 1988. 220 с.

3. *Зелингер Н.Б., Чугреев О.С., Яновский Г.Г.* Проектирование сетей и систем передачи дискретных сообщений. М.: Радио и связь, 1984. 176 с.

4. *Макашенко А.И., Миронов А.Е., Саитов И.А.* Методы решения типовых структурно-сетевых задач / Под ред. А. И. Макашенко. Орёл: Академия ФСО России, 2006. 157 с.

5. *Птицын Г.А.* Обеспечение живучести развивающихся сетей при ограничении затрат // Технологии и средства связи. № 2. 2001. С. 93–95.

6. *Птицын Г.А.* Живучесть сетей связи // Электросвязь. № 2. 2001. С. 20–22.

7. *Птицын Г.А, Ивин Ю.И.* Динамика нагрузки дуг и живучести развивающихся сетей сообщения // Электросвязь. № 4. 2003. С. 34–37.

Статья поступила в редакцию 19 декабря 2017 года

УДК 621.391.23

ТЕХНОЛОГИЯ САМОАКТУАЛИЗАЦИИ СЕТЕЙ СВЯЗИ В РЕЖИМЕ, ОПЕРЕЖАЮЩЕМ РЕЖИМ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ

© Авторы, 2018

А.В. Мержвинский, начальник отдела, e-mail: meralb@mail.ru
Б.М. Попов, консультант, e-mail: bmp49@yandex.ru
АО «Концерн «Созвездие»

Для обеспечения функционирования системы управления в режиме реального времени система связи должно работать в режиме, опережающем режим реального времени системы управления, что предполагает непрерывную опережающую адаптацию сетевых структур к вариациям в тематике и интенсивности пользовательских запросов, их самоактуализацию. Предлагается технология создания природоподобного механизма опережающей адаптации сетевых структур, базирующегося на фундаментальном природном явлении инертности и симбиотическом взаимодействии, отличительным признаком которого является наращивание (развитие) используемого ресурса.

Ключевые слова: *системы управления реального времени, системы связи, искусственный интеллект.*

SELF-ACTUALIZATION OF COMMUNICATION NETWORKS IN THE MODE ADVANCING THE REAL TIME OF THE CONTROL SYSTEM

© Authors, 2018

A.V. Merzhvinsky, Head of department, e-mail: meralb@mail.ru
B.M. Popov, Consultant, e-mail: bmp49@yandex.ru
JSC «Concern «Sozvezdie»

To ensure operation of the control system in a real-time mode, communication system shall operate in the mode advancing the real time of the control system that implies continuous advancing adaptation of network structure to the variations in user query topics and rates as well as their self-actualization. The method for developing such nature-like technology, based on fundamental natural inertia phenomenon and widespread symbiotic cooperation, distinguished by building-up (developing) resources being used, is proposed.

Keywords: *real time control systems, communication systems, artificial intelligence.*

Организационно современные системы связи, используемые системами управления, состоят из служб и сетей связи. Построение их таково, что возможно независимое друг от друга развитие и, соответственно, независимое рассмотрение. Причём в функциональном аспекте службы связи образуют надсистему по отношению к сетям, и их целесообразно считать принадлежностью системы управления. Поэтому далее, в соответствии с [1], под системой связи будем понимать сети связи, а именно их логистически-материальную составляющую, к которой относятся системы передачи, оконечные средства, линии связи, узлы и всё, что касается организации производства и предоставления связных ресурсов, и виртуальную (логическую) составляющую – всё, что связано с транспортировкой сообщений и коммутацией пакетов (метаболизм).

В идеальном варианте предоставление услуг связи для системы управления, функционирующей в режиме реального времени, должно осуществляться мгновенно, без временной задержки на реализацию процесса подготовки требуемого сетевого соединения, или с реактивностью, значительно превосходящей темп событий, определяющий реальный масштаб времени системы управления. В некоторых системах управления с детерминированным числом объектов управления для этого применяется стратегия с предварительным распределением и закреплением каналов связи за транспортными объектами. При столь жёсткой организации системы связи система управления получает канал связи мгновенно, и предоставление услуг связи здесь является по сути вневремённым (безынерционным). Однако эта стратегия слишком ресурсоёмка, уязвима в плане живучести и, по понятным причинам, не может быть распространена

на системы с переменным составом и большим числом объектов управления, охваченных сетью связи – такой сетью, которая, в общем случае, не является полносвязной, но любой узел которой можно соединить с любым другим узлом той же сети транзитом через другие узлы этой же сети составным каналом связи, образуемым из простых каналов связи с помощью средств коммутации. Далее будет показано, что при учёте принципов построения и характера совместного функционирования систем управления и сетей связи представляется возможным нахождение иной стратегии, обеспечивающей непрерывное поддержание системы связи в алертном состоянии (high degree of alert**),** то есть в состоянии готовности к незамедлительному предоставлению необходимых услуг связи – соединению любых транспортных объектов системы управления. Такой режим функционирования системы связи допустимо реферировать как режим опережения реального времени системы управления с той степенью достоверности, в какой само время реферируется часами.

Но выполнение процедур принятия и исполнения решений с реактивностью, сопоставимой с темпом смены событий в объекте управления, не является единственным требованием к системе, функционирующей в режиме реального времени. Не менее важным фактором является сохранение этого уровня реактивности на неопределённо длительном интервале времени, поскольку реальное время бесконечно. То есть в плане подобия природе возникает необходимость решения «проблемы бессмертия», которая в природе решена применительно к популяциям, а не к отдельным особям. Обратим внимание: популяции, в симбиозе с внешней средой, «приспособились к смерти» за счёт разных форм избыточности, исходно присущих популяции, и в результате такого приспособления обрели избыточность в форме бессмертия, манифестирующего себя в явлении эволюции. Систему связи в определённом аспекте можно рассматривать как популяцию сетевых структур, и поэтому представляется реальным предложить организмическую (природоподобную) концепцию функционирования сети, приводящую её к неопределённо длительному функционированию в режиме, опережающем режим реального время системы управления. При поиске целесообразно руководствоваться известным из системного анализа принципом симморфоза, которым констатируется, что эффективные системы действуют таким образом, чтобы структуры организации соответствовали максимальным потребностям для реализации ею целевой функции, но не превосходили их.

Современные системы и сети связи имеют массу достоинств, но не лишены недостатков [2]. Большинство декларируемых недостатков ассоциируется с недостаточной предсказуемостью их поведения. Провайдеры и даже многие пользователи услуг сетей связи знают закон Меткальфа, но мало кто помнит о том, что нагруженным сетям свойственно проявление обратного эффекта Меткальфа (inverse Metcalfe effect) при большом наполнении сети активными пользователями.

Разумеется, неоднократно предпринимались и предпринимаются попытки реализации алгоритмическим путём преадаптации сетевых структур к вариациям в потоках спонтанных запросов транспортных объектов системы управления. Эти попытки реализуются посредством прогнозирования, с опорой на соответствующие математические модели. Но, опережая реальное время, мы не можем в то же время апеллировать к текущим параметрам состояния, и прогнозирование в данном случае граничит с пророчеством, не имеющим к науке отношения. Поэтому для наделения сетей связи свойством и механизмом опережающей адаптации (актуализации), то есть свойством выполнять спонтанные запросы системы управления без подготовки – без реализации процедур анализа и синтеза, − необходим иной, неалгоритмический подход.

Следует отметить, что низкая предсказуемость поведения сетей связана не с их логистическо-материальной составляющей, а с виртуальной. Как показано в [3], для виртуальной составляющей сетей связи – сетей с коммутацией пакетов − характерна множественность и текучесть состояний, причём изменения этих состояний не связаны друг с другом не только причинно-следственными, но и закономерными связями, что при высокой загруженности сетей практически исключает обеспечение предсказуемости их поведения даже на коротком интервале времени методами, которые основаны на теории автоматического управления, и методами традиционного системного анализа. Причина низкой эффективности мониторинга и администрирования существенно нагруженных сетей даже не в том, что они отвлекают на себя значительную часть ресурса, а в том, что принципиально невозможно логическим путём справиться с проблемами физического плана. Невозможно уследить за пространственно распределёнными спонтанно возникающими событиями. В соответствии с теоремой Поппера, если в системе действует предсказывающее устройство, то её поведение непред-

сказуемо, как непредсказуемы предсказания. Кроме того, чтобы в логическом смысле «было» перешло в «стало», не требуется время, и потому логическое описание непригодно для описания возможностей, реализуемых из способности к «превосходству». Пример – Ахиллес и черепаха. В результате такого неуместного мониторинга и администрирования сеть начинает вести себя как человек, поражённый болезнью Паркинсона, когда мозг пытается отправлять мышцам команды на расслабление и напряжение, но часть команд теряется или запаздывает. В результате мышцы постоянно пытаются то сократиться чуть сильнее, то наоборот расслабиться, в результате – тремор.

Применение к управлению сетями регламентов, основанных на теории автоматического управления и на методах теории массового обслуживания, невозможно ещё и потому, что для описания сетевой динамики до сих пор нет адекватного языка. Например, в [4] отмечено, что такое понятие, как пропускная способность, применяемое для характеристики отдельных линий и каналов связи, в общем случае никак не характеризует сеть связи. На качественные и количественные характеристики сетей передачи данных значительно большее влияние оказывает скорость логической обработки сообщений в узлах сети связи, чем чисто физическая характеристика – пропускная способность линий связи, соединяющих узлы сети. В этих сетях кроме пользовательского (профильного) трафика имеются значительные объёмы трафика служебного, то есть трафика, порождаемого процессами реализации протоколов взаимодействия. В некоторых ситуациях интенсивность потоков служебного трафика в сети достигает объёмов, сопоставимых с потоками пользовательского трафика, а обработка служебного трафика более затратная, чем пользовательского. Более того, при определённом развитии событий в сети служебный трафик, в отличие от пользовательского, начинает неограниченно расти, что вызывает поглощение служебным трафиком всего ресурса сети и её блокировку. Негативные тенденции, в отличие от позитивных, не требуют поддержки, они имеют врождённую способность к росту и самоорганизации: если система перестает репрессировать происходящие негативные изменения, начинается их цепная реакция. Для описания этих сетевых явлений нет адекватного языка [5] и, соответственно, отсутствуют математические модели.

Представление сетевого языка не является целью данной работы, его выработка – весьма масштабный проект. Но отдельные попытки привнесения в сферу сетевых организаций терминов и понятий из других, более освоенных сфер, в частности из физики и биологии, будут сделаны. Ввиду отсутствия собственных понятий, следует проявить толерантность к терминам, привлечённым из иных сфер, чтобы можно было не только осмысленно говорить о сетевых процессах на интуитивно понятном языке, но и искать пути их логического осмысления.

Сказанное выше относительно проблематичности управления сложными системами не ново. Ещё Эшби и Тьюринг своими принципами и теоремами теоретически обрекали сложные системы на неуправляемость. Так, принцип необходимого разнообразия Эшби утверждает, что «эффективное функционирование системы может быть обеспечено только в том случае, когда разнообразие (неопределенность) системы управления не меньше разнообразия (неопределенности) управляемого объекта, разнообразие системы не менее разнообразия внешней среды». В соответствии с теоремой Тьюринга существует порог сложности системы, за которым любое ее (системы) описание (т.е. любая ее модель) будет сложнее самой системы – минимальное описание и есть сама система. Совмещая принцип с теоремой, приходим к выводу: эффективное управление сложной системой без её интеллектуализации по сути утопия.

Проблема недостаточной предсказуемости в сетях с коммутацией пакетов не является новой, она возникла одновременно с появлением этих сетей, и современные телекоммуникационные технологии, несмотря на отсутствие общего решения, имеют ряд частных решений природоподобного типа по нейтрализации данного негативного сетевого свойства. Так, создатели современных коммерческих сетей связи, базируясь на учёте достаточно очевидного обстоятельства, своеобразно обошли проблему недостаточной предсказуемости, включая проблему служебного трафика. Суть названного обстоятельства состоит в том, что не существует управления самого по себе. В реальности управление и контроль функционирования любых объектов, в конечном счете, сводится к выполнению процедур перераспределения (концентрации) ресурсов, перераспределения, которое способствует интенсификации процессов, ведущих к достижению цели (повышению степени организованности) в результате данного перераспределения. Однако известно, что управление при отсутствии ресурсов или их изобилии не актуально, а при значительном из-

бытке ресурсов – не критично. Поэтому приемлемое качество функционирования современных коммерческих телекоммуникационных сетей обеспечивается за счёт большой избыточности пропускной способности линий связи и скорости обработки в узлах сети связи по отношению к циркулирующим в них потокам трафика. Негативный фактор отсутствия предсказуемости здесь в значительной степени элиминируется избыточностью ресурса, или, иначе говоря, непредсказуемость поглощается избыточностью.

Казалось бы, решение проблемы найдено, пусть и ломовым путём, без интеллектуализации, и нет смысла искать иные подходы. Однако, во-первых, решение найдено не для тех сетей, которые обеспечивают функционирование систем в реальном времени. Во-вторых, в специальных сетях связи избыток не может быть большим, поэтому любой избыток должен быть как-то задействован, не должен лежать мёртвым грузом, должен быть нормализован, актуализирован. И, в-третьих, сети самоценны сами по себе, как инструмент исследования интеллектуальных процессов.

В классическом системном анализе выделяют четыре типа поведения системы: броуновское – когда каждый элемент системы ведет себя непредсказуемо; лапласовское – детерминированное поведение, когда, зная текущее поведение каждого элемента, можно описать все прошлое и все будущее системы; марковское − когда поведение системы зависит от предыдущего состояния, но не зависит от предпредыдущего. Для марковских цепей разработан мощный математический аппарат. Но есть самое сложное поведение – дарвиновское, которое связано с так называемой гистерезисной преемственностью. Состояние системы зависит от предпредыдущего состояния больше, чем от предыдущего. Это поведение характерно для систем живого и в смысле эффективности управления является наиболее эффективным, не требует специальных средств управления. Под этот четвертый тип поведения пытались создать внятную математическую модель такие математики, как Колмогоров. Но задача оказалась не по силам. Впрочем, практика показывает, что математический, алгоритмический подход к построению сложных кибернетических систем излишне абсолютизирован.

Система связи отрабатывает спонтанные запросы системы управления. И в этом аспекте характер её функционирования является броуновским. Но продуктивность управления в системах с броуновским поведением, где какая-либо упорядоченность отсутствует, близка к нулю. Придать поведению системы связи детерминированный или марковский характер невозможно из-за спонтанности запросов на обслуживание. Остаётся самое сложное поведение, дарвиновское, и, как будет показано далее, именно оно практически без затрат может быть навязано системе связи. Лозунг «анархия – мать порядка» имеет в кибернетике сомнительную репутацию, и мы, учитывая, что смена состояния в системе с дарвиновским поведением зависит от предпредыдущего состояния больше, чем от предыдущего, вправе поставить вопрос, а кто «дедушка и бабушка» порядка? Далее будет показано, что прапредками порядка в системах с дарвиновским поведением являются симбиоз и инерция. Именно анализ их действия позволит выявить основополагающий принцип действия, наделяющий систему «коэрцитивной силой», переводящей поведение системы связи из броуновского в дарвиновский (гистерезисный) тип. И уже здесь будем искать решение проблемы опережения реального времени. Логика не позволяет выявить в отдельных проявлениях наличие глобального принципа действия. Только интуитивно, через отдельные примеры проявления можно выявить тот основополагающий принцип, в соответствии с которым может быть задействован избыточный ресурс как на реализацию опережающей адаптации (самоактуализации) сети связи, так и на её интеллектуализацию.

На недавней сессии Intel Developer Forum была продемонстрирована действующая реализация крупной mesh-сети. По сути это стандартная беспроводная сеть 802.11, в дополнение к системе базовых точек доступа способная «достраивать» себя за счет подключенных в нее клиентских устройств – персональных компьютеров, КПК, сотовых телефонов. Таким образом, все клиенты в ее рамках становились узлами сети и могли принимать участие в передаче данных, что, естественно, сделало всю структуру более гибкой, надежной и производительной за счет появления дополнительных путей прохождения информации. Здесь, в факте экспансии интернета на ресурсы своих пользователей, легко усмотреть широко распространенное в природе явление симбиоза, облигатным признаком которого является наращивание (развитие) используемого ресурса.

Более тонкое проявление симбиоза в технических системах, обеспечивающего уже не просто предсказуемость поведения, а самоактуализацию в режиме опережения реального времени, можно усмотреть на примере кэш-памяти – ассоциативного запоминающего устройства (АЗУ), быстродействующей буферной памяти ограни-

ченного объема. В процессе работы вычислительной системы отдельные программы или блоки информации загружаются из основной (медленной) памяти в кэш-память, в принципе это может быть просто оперативная память на фоне памяти внешних устройств. При обращении к программе или за данными сначала проверяется их наличие в кэш-памяти. Если необходимая информация находится в кэш-памяти, она быстро извлекается. Это кэш-попадание. Если необходимая информация в кэш-памяти отсутствует (кэш-промах), то она выбирается из основной памяти, передается в работу и одновременно заносится в кэш-память. Повышение быстродействия вычислительной системы достигается в том случае, когда кэш-попадания реализуются намного чаще, чем кэш-промахи. Определение наиболее часто используемой информации производится не алгоритмически (это невозможно, спонтанность). Сохранение использованной информации в кэш-памяти позволяет «отбирать» информацию, которая чаще всего используется. Метод доказал свою эффективность по факту, так как, несмотря на спонтанность отдельных запросов, любой совокупности запросов свойственна некоторая серийность, определяемая наличием интеллекта у пользователей. Интеллекту свойственен консерватизм, он сторонится губительной новизны. Для исключения переполнения кэш-памяти – выбора отбрасываемой записи – используются разные стратегии вытеснения, но они просты и реализуются алгоритмически, без приложения интеллекта. В качестве симбионтов здесь выступают интеллект пользователей вычислительной системы и механизм кэш-памяти. В данном случае интеллект, не прилагая каких-либо специальных направленных усилий, при сохранении инерции в характере и типе запросов к вычислительной системе, проявляет себя в составе и содержании кэш-памяти, проявляет в форме, релевантной своим текущим установкам. В результате наращивается не только ресурс возможностей кэш-памяти – её преадаптация (актуализация), но и сам интеллект популяции пользователей, осуществляя экспансию на используемую среду и получая свои бонусы развития. А, как известно, к продуктивному взаимодействию способны только системы (организации), имеющие общий инвариант. Фактически интеллект пользователей, в результате своей экспансии, в определённом аспекте организует в кэш-памяти свой «филиал», с которым у него общий инвариант, безусловно, есть, и симбиотическое взаимодействие здесь становится формой проявления его экспансии.

В [6] рассматривается модель симбиотических объединений систем естественного и искусственного интеллектов, включенных в организованные и организуемые технические среды, в которых интеллектуальные симбионты выступают проявлением различных форм межсистемных объединений различной материальной природы, где проявляется активная форма преобразования и структурирования среды. Там же, в [6], введено понятие диффузного интеллекта как синергетического взаимного объединения искусственного и естественного интеллектов в организованной среде. Введение автором понятия диффузного интеллекта представляется нам наиболее ценным результатом, поскольку процесс диффузии инерционен, а значит, консервативен, не требует внешней поддержки. Далее автор отмечает, что естественный интеллект активен и избирателен по своей природе; он упрощает среду деятельности до уровня, позволяющего ее операционализировать и тем самым активно преобразовывать в нужном направлении. Проще, чем автор, говоря, интеллект индуктивен и, следовательно, экспансивен по своей природе, как электричество. Представляется реальным создать уравнения экспансии интеллекта по аналогии с уравнениями Максвелла.

Но, по нашему мнению, делить интеллект на интеллект естественный и искусственный неправомерно. С тем же основанием можно было бы делить электрический ток на естественный и искусственный, но ток есть ток, нет смысла его дифференцировать. То же электричество ещё середине XVIII века считалось неким трудноуловимым флюидом, каким сейчас является интеллект. После открытия лейденской банки в 1745 году электричество научились сохранять, а далее и транспортировать из одной лейденской банки в другую, в конце концов, использовать в промышленных целях и масштабах, и процедура его транспортирования позволила обнаружить способы получения механических эффектов. И, хотя физическая сущность электричества до сих пор не определена, это не мешает нам его производить и широко использовать. Мы гораздо чаще, чем думаем, применяем методы, которые нельзя рационально обосновать. Следует отметить, если бы электричество не имело планетарного масштаба, то никаких его закономерных проявлений не наблюдалось бы. Неопределённость нейтрализуется избыточностью, закономерность обеспе-

чивается запредельной избыточностью. Такова логистика природы и механизма любой природной закономерности. И мы, предположив планетарный масштаб интеллекта, не будем мучить себя вопросом, что это такое. Пусть этим занимаются метафизики и метаматематики. Пойдём по испытанному пути инженеров-электриков, научимся его накапливать, распространять, и, наконец, – использовать.

Для развития идеи рассмотрим ещё несколько случаев накопления и экспансии интеллекта. Например, подход к благоустройству английского парка. Англичане не прокладывают дорожки в новых парках, пока по газонам не походят люди. Потому что люди всё равно ходить будут там, где удобней всего, самыми оптимальными, по их разумению, маршрутами. В результате дорожки не только хранят следы отдельных путников и информацию об их типичных передвижениях, но несут и информацию о характере их интеллектуальных решений по передвижению. Причём эта информация, как проявление общего инварианта, содержит в себе и инструкцию по её применению для следующих путников. Элементарная кибернетическая мысль – удар топора управляется предыдущей засечкой. В результате экспансии интеллекта путников в исходно ничем не обусловленной субстанции газонов образуется филиал интеллекта путников в форме структур актуальных для действия, превращающихся в действующие структуры при появлении на них очередных путников.

Яркий пример применения техники для экспансии интеллекта приведён в [7]. «Тележка на колесах со спицами служит не только для перевозки зерна или других грузов; эта тележка «перевозит» идею «тележки на колесах со спицами» – из одного сознания в другое». Здесь, посредством индукции интеллекта, «идея овладевает массами». В [8] доказано, что практически все знания человек получает из коллективного сознания.

В биологии принято считать, что организмы сами организуют себя, но источником организации, вопреки тому, что утверждает синергетика, отталкивающаяся от неравновесной термодинамики, выступает не хаос, а интеллект. То есть, вопреки общепризнанным предубеждениям, корректнее будет сказать, что не растение организует себя, а интеллект, осуществляя экспансию, обременяет (осеняет) собой вещество. В результате этой экспансии он проявляет (обнаруживает, манифестирует) себя в структурах растения. Интеллект, диффундируя, наращивает базу предсказуемости, «портит статистику» и тем самым реализует существование организма.

Теперь, когда для осознания (манифестации) идеи преадаптации посредством трансляции интеллекта сделано всё возможное, покажем её применение к достижению поставленной нами цели, к самоактуализации сетей связи в режиме, опережающем реальное время. Делаем это с учётом, что избыточность всегда будет сопутствовать сетям, обеспечивающим работу системы управления в режиме реального времени; избыток здесь не запас, а «средство нанесения главного удара». Поскольку инерционность проявляется на всех уровнях реальности, то, как будет показано далее, благодаря этому обстоятельству можно организовать работу сети так, чтобы в сети избыток ресурса действительно был «средством нанесения главного удара», то есть концентрировался в нужное время в нужном месте сети. И такая непрерывная «нормализация» сетевого ресурса – самоактуализация сети – может быть осуществлена без затрат, посредством синтеза без анализа, как бы по инерции.

Сети связи, как и любые сети, состоят из узлов и соединяющих их линий, а конкретно – из узловых станций (с функциями коммутации) и многоканальных линий связи, соединяющих эти станции. К узловым станциям через оборудование доступа абонентскими линиями подключены терминалы потребителей услуг связи. Сеть, в общем случае, не является полносвязной, но любой узел сети можно соединить с любым другим узлом той же сети транзитом через другие узлы этой же сети составным каналом связи, образуемым из простых каналов связи с помощью средств коммутации станций. Простой (несоставной) канал представляет собой часть пропускной способности линии связи, напрямую соединяющей два узла. Сетевые станции, имеющие общий канал сигнализации, при организации соединений оперируют не только простыми каналами, но и уже имеющимися их агрегациями (соединениями), представляя их рекурсивно: деталь для построения соединения – это 1) простой канал, а также 2) деталь для построения соединения, к которой подключён простой канал.

Созданные соединения не следует разрушать после освобождения, а, по аналогии с механизмом кэш-памяти, предлагается сохранять для повторного применения (использования) до тех пор, пока не понадобятся одиночные транзитные участки этих составных каналов (или совокупно-

сти, состоящие из уже соединённых одиночных участков) для образования новых составных каналов − каналов для удовлетворения новых предпочтений потребителей. В результате такой стратегии, за счёт большей инерционности (активности) предпочтений тех или иных пользователей (транспортных объектов), возникает фильтрующий (вырезающий) «медленный» процесс концентрации пропускной способности на наиболее востребованных направлениях связи, обеспечивается накопление ресурса сетевых соединений между наиболее активными транспортными объектами для работы в наиболее актуальных направлениях связи. Причём данный «вырезающий процесс» имеет консервативный характер, не требует для своей реализации какого-либо ресурса и выполнения процедур анализа, но результат его действия имеет предметно-физическую специфику, поскольку, несмотря на свою медленность, он опережает реальное время в части приведения структуры сети в актуальное состояние. Отметим, делает он это непрерывно, поскольку актуальность системы находится за её пределами, и никакая её внутренняя комбинация структур не может быть объявлена заранее окончательно актуальной. Понятно, что не имеет смысла говорить об актуальности в отсутствие какой-либо стабильности, но в отсутствие стабильности предпочтений потребителей предлагаемый способ, по крайней мере, безвреден. При полной же стабильности актуализироваться неактуально.

В синергетике и биологии популяций симбиотические взаимодействия описываются уравнениями Лотки–Вольтерра. Решение этого уравнения применительно к симбиотическому взаимодействию системы с надсистемой выявляет в среде системы устойчивый динамический ландшафт, называемый в синергетике аттрактором. Но какой-либо практической ценности данные решения в нашем случае не представляют. Аттрактор, аналог гистерезиса, устойчиво проявляется в системах, наделённых «коэрцитивной» силой, но не имеет фиксированной формы. Синтез возможен, если есть фактор, который итожит процесс становления. Фактором, обеспечивающим синтез аттрактора, является стабильность в предпочтениях пользователей, их серийность. Изменяется серийность, меняется и аттрактор. При высокой серийности все новации, влекущие реорганизацию, идут от маргинальных пользователей, а мейнстрим эксплуатирует организованные ресурсы. Более ценным для конкретного технологического воплощения является понимание того, что фактически здесь происходит экспансия (трансляция) интеллекта пользователя на структуры сети. То есть самый ценный продукт – интеллект пользователя, который поступает в сеть в результате её симбиотического взаимодействия с потребителями услуг, не «вылетает в трубу» после разового использования. Он накапливается (наследуется, воплощается) в структурах сети, наращивая интеллект сети до уровня интеллекта потребителей, в аспекте готовности к немедленному предоставлению запрашиваемых услуг. Причём интеллектуализация сети в форме её актуализации, основываясь на инерционности предпочтений потребителей, происходит непрерывно с опережением реального времени, без затрат каких-либо ресурсов, экологически, без отходов в форме служебного трафика, поскольку необходимый синтез производится без реализации процедур анализа. Такая технология актуализации является явно природоподобной, то есть истинной стелс-технологией, поскольку диффузионные явления относятся к классу первичных природных явлений. Важно отметить, что для получения столь существенного преимущества имеющиеся принципы и методы реализации сетей связи не подлежат коренному пересмотру.

Литература

1. *Попов Б.М.* Учение о системах и структурах организаций. Воронеж: ОАО «Концерн «Созвездие», 2009.

2. *Шнепс М.А.* Телекоммуникации для экстренных и военных нужд: параллели // Intenational Journal. 2014. Vol. 2, no. 7.

3. *Мержвинский А.В., Попов Б.М.* Сети, самоактуализирующиеся в процессе функционирования // Материалы X Международного симпозиума по фундаментальным и прикладным проблемам науки. М.: РАН МСМНТ, 2015. Т. 1. С. 84–93.

4. *Мержвинский А.В., Попов Б.М.* Природоподобные технологии в сетях связи // Сборник докладов XXII МНТК «Радиолокация, навигация, связь», 19–21 апреля 2016 г. Воронеж: НПФ «САКВОЕЕ» ООО. Т. 2. С. 699–705.

5. *Гельфанд И.М.* Два архетипа в психологии человечества // Экология и жизнь. 2010. № 2.

6. *Сергеев С.Ф.* Интеллектуальные симбионты в эргатических системах // Научно-технический вестник СПбГУ ИТМО. 2013. № 2 (84). С. 149–154.

7. *Броуди Р.* Психические вирусы. Как программируют ваше сознание. М.: Поколение, 2007.

8. *Попов Б.М.* За пределами искусственного интеллекта. Воронеж: ОАО «Концерн «Созвездие», 2016.

Статья поступила в редакцию 7 декабря 2017 года

УДК 681.324

ПРИНЦИПЫ ОРГАНИЗАЦИИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ СОВРЕМЕННЫХ И ПЕРСПЕКТИВНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

© Авторы, 2018

А. В. Киселев, преподаватель, e-mail: kalv756@gmail.com
И.Ф. Гамаюнов, к.т.н., доцент, e-mail: ilyagama@gmail.com
ВУНЦ ВВС «ВВА имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

Рассматриваются основные принципы построения и функционирования перспективных бортовых цифровых вычислительных систем в авиационном приборостроении.

***Ключевые слова**: комплекс бортового оборудования, бортовая вычислительная система, интегрированная вычислительная среда, интегрированная модульная авионика.*

PRINCIPLES OF ARRANGEMENT OF COMPUTER SISTEMS FOR MODERN AND PROSPECTIVE AIRCRAFT

© Authors, 2018

A.V. Kiselev, Teacher, e-mail: kalv756@gmail.com
I.F. Gamayunov, Ph.D. (Eng.), Associate Professor, e-mail: ilyagama@gmail.com
Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh)

The paper addresses basic principles of design and operation of advanced onboard digital computer systems in the aircraft instrument engineering.

***Keywords**: avionics, onboard computer system, integrated computing environment, integrated modular avionics.*

Бортовые цифровые вычислительные системы (БЦВС) современных летательных аппаратов (ЛА) представляют собой сложные технические объекты, решающие в составе ЛА различные функциональные задачи: определения пилотажно-навигационных параметров в режиме взлета, горизонтального полета, посадки ЛА; слежения за техническим состоянием бортового оборудования; координации работы всех бортовых подсистем; сбора, хранения, обработки и выдачи экипажу на средства индикации объективной информации, получаемой как от информационно-измерительной системы ЛА, так и от органов управления информационно-управляющего поля кабины.

Для проектирования вычислительной системы перспективного ЛА необходимо решить следующие задачи: повышения надежности комплекса бортового оборудования; минимизации затрат на обслуживание оборудования, затрат на его разработку; обеспечения информационной и технологической независимости; обеспечения масштабируемости.

В соответствии с современными тенденциями развития бортовых комплексов архитектура БЦВС основывается на следующих принципах [4, 5, 8, 10, 11]:

– аппаратной и функциональной интеграции бортовых вычислительных систем и датчиков, автономных и радиотехнических систем навигации, систем связи;

– модульности построения основных вычислительных систем на основе единой сетевой информационно-управляющей системы с распределенными ресурсами и высокоскоростными шинами обмена;

– открытости архитектуры, обеспечивающей возможность наращивания и модернизации комплекса;

– использования новейших технических решений в области электроники и информационных технологий;

– внутрипроектной унификации как аппаратных средств, так и программного обеспечения;

– межпроектной унификации для всех типов военных самолетов, как перспективных, так и модернизируемых.

Перспективная архитектура БЦВС базируется на сетевых технологиях с применением высокоскоростных последовательных внутриси-

 ISSN 1995-7009

стемных интерфейсов, допускающих коммутацию электрических межмодульных соединений и возможность построения динамически реконфигурируемых вычислительных структур.

Проблема проектирования перспективного комплекса бортового оборудования (КБО) относится сегодня к приоритетным направлениям развития авиационной промышленности Российской Федерации. Основные научные исследования в этой области осуществляются специалистами авиаприборостроения в рамках поиска новых концепций проектирования аппаратного [1–7] и программного [8, 9] обеспечения и в рамках внедрения новых технологий, материалов и элементной базы [10, 11] в образцы авиационной продукции.

Поиск новых концепций проектирования аппаратного и программного обеспечения направлен на совершенствование структурной организации бортовых систем с целью удовлетворения непрерывно возрастающих требований:

– по обеспечению экономичности владения и удобства обслуживания ЛА;

– по обеспечению заданной точности расчетов пилотажно-навигационных параметров;

– по обеспечению заданных надежностных характеристик приборного оборудования и т.д.

Внедрение новых технологий, материалов и элементной базы в образцы авиационной продукции направлено на изменение технико-экономических показателей КБО с целью придания бортовым системам новых качеств или с целью совершенствования количественных показателей существующей аппаратуры.

Основным интернациональным результатом работы специалистов в области разработки архитектуры и компонентов КБО сегодня является утвержденная фирмой *ARINC* (*Aeronautical Radio Inc*., США) и развиваемая отечественными специалистами концепция интеграции бортовой аппаратуры – концепция *IMA* (*Integrated Modular Avionics*), основы которой изложены в стандарте *ARINC* 651 «*Design Guidance for Integrated Modular Avionics*». Стандарт определил новое направление в совершенствовании авиационного приборостроения [12–15] и наметил перспективы развития авиационной промышленности на десятилетия вперед.

На современном этапе разработчиками авионики достигнуты определенные успехи в решении частных задач проектирования отдельных компонентов за счет внедрения в разработки перспективной технологии функциональной, программной и аппаратной интеграции оборудования.

Перспективным представляется подход, получивший название «управление избыточностью» комплексов бортового оборудования, рассматривающий вопросы проектирования и целесообразного распоряжения избыточными ресурсами (вычислительными, информационными, временными) современных и перспективных комплексов бортового оборудования летательных аппаратов [16–21].

Целью данной статьи является обсуждение проблематики проектирования интегрированных вычислительных систем, составляющих вычислительное ядро перспективных КБО.

Типовые архитектуры и конструктивные решения

Под архитектурой бортовой вычислительной системы (БВС) понимают принципы организации, определяющие состав аппаратных и программных средств, их функции и порядок взаимодействия.

Структура БВС рассматривается как аппаратурная реализация архитектуры, выполненная с ориентацией на конкретное применение. Работая в режиме разделения времени, БВС должна иметь высокий информационно-вычислительный потенциал, высокий уровень надежности и развитые средства взаимодействия элементов системы между собой и с аппаратурой КБО.

Федеративно-централизованные БВС имеют детерминированную системно-ориентированную структуру. Ресурс этих БВС распределен между информационными каналами посредством аппаратно реализованных подсистем. Состав задач, решаемых в каждой из этих подсистем, определяется в процессе разработки, перераспределение задач между подсистемами в процессе эксплуатации БВС не предусматривается. На рубеже 90-х годов подобные БВС исчерпали практически все свои возможности и перестали отвечать постоянно возрастающим требованиям к перспективным КБО.

Для решения задач перспективных КБО необходима функционально-ориентированная архитектура системы, вычислительный ресурс которой может динамически перераспределяться между информационными каналами. Структура таких БВС обеспечивает комплексную обработку по единому алгоритму информации, поступающей от разных датчиков, и позволяет выбирать

для решения задачи тот тракт, в котором эта обработка будет наиболее эффективна. При этом отказ одного из датчиков будет приводить не к отказу БВС, а лишь к незначительному снижению качества реализуемого алгоритма, что в итоге повысит устойчивость системы к реализации заданного класса алгоритмов.

Функционально-ориентированную БВС для перспективных КБО целесообразно организовывать по типу интегрированной вычислительной среды (ИВС). В ИВС изначально отсутствует жесткое распределение средств вычислительной техники (СВТ) по информационным каналам КБО, а значит, и нет аппаратурно реализованных подсистем. На время выполнения каждой функции в ИВС формируется вычислительная структура (виртуальная вычислительная система), которая обеспечивает оптимальную реализацию совокупности алгоритмов, соответствующей данной функции. Совокупность виртуальных ВС, обеспечивающих выполнение всех функций данного КБО, определяет общую структуру ИВС.

Вычислительный ресурс современных БВС образуется совокупностью трех различающихся ресурсов, обеспечивающих комплексную обработку информации, обработку сигналов и решение задач управления подвижным объектом. Задачи комплексной обработки реализуются на бортовых вычислительных машинах общего назначения (БЦВМ-ОН), которые принципиально могут объединяться в вычислительную среду. Для обработки сигналов необходимы БЦВМ-ОС, которые так же могут быть объединены в вычислительную среду. Обе эти среды рационально интегрировать в единую ИВС. Для решения задач управления подвижным объектом требуется повышенная надежность СВТ, поэтому необходимы БЦВМ, обеспечивающие хранение программ в постоянной памяти и содержащие достаточное для многократного резервирования количество каналов ввода–вывода. В целях обеспечения требуемого уровня надежности этот ресурс целесообразно физически изолировать от остальных.

Таким образом, структуру ИВС образует конечное множество машин, часть из которых работает в режиме горячего резерва. Система информационного обмена организована таким образом, что каждая БЦВМ-ОН может работать с любой БЦВМ-ОС, а каждая БЦВМ-ОС может получать данные от любого информационного канала КБО. Количество машин, образующих среду, зависит от конкретного применения и может меняться в достаточно широких пределах, что, однако, не влияет на общую организацию ИВС и законы ее функционирования. Это позволяет рассматривать ИВС в качестве ядра комплекса, инвариантного к решаемым задачам и режимам функционирования КБО.

Комплекс перспективных подвижных объектов может быть представлен ядром и вычислительными системами, не вошедшими в состав этого ядра.

Ядро вычислительной системы, организованное как ИВС, обеспечивает решение задач, максимально независимых от конкретного состава бортового оборудования. Подобное качество позволяет использовать ядро в КБО различного функционального назначения с минимальными доработками в части замены объектных программ.

Для построения ИВС необходимы БЦВМ нового поколения, создание которых возможно на основе высокопроизводительных микропроцессоров.

В настоящее время определены базовые микропроцессоры (МП), на основе которых проводится разработка отечественных унифицированных машин БЦВМ-ОН и БЦВМ-ОС. Для высокопроизводительных управляющих машин выбран микропроцессор МП 1В579 (аналог МП *Super SPARK* фирмы *SUN*). Управляющие машины средней производительности рекомендуется строить на базе микропроцессора МП 1В578 (аналог МП R3081 фирмы *MIPS*) и системной шины *VME*. Для БЦВМ-ОС сигнальной обработки рекомендован микропроцессор МП 1В577 (аналог *DSP*-процессора 96002 фирмы *Motorola*) и специальная высокоскоростная шина.

Для построения БЦВМ-ОС предложен базовый комплект модулей, содержащий:

– модуль обработки сигналов (МОС), включающий четыре процессора МП 1В577, работающих с тактовой частотой до 50 МГц, обеспечивающих производительность до 300 млн оп/с с плавающей запятой;

– модуль процессора данных (МПД), построенный на процессорах МП 1В577 и 1В578;

– модуль приема и буферизации данных (МБД).

Возрастание величины передаваемого информационного трафика в перспективных системах реального времени в основном продиктовано необходимостью сохранить превосходство в скорости анализа внешней информационной обстановки.

Увеличение трафика передаваемой информации предполагается в следующих прикладных областях: организация связей с быстродействующими информационными датчиками; цифровая обработка сигналов; формирование и обработка 2D/3D отображений; решение задач ориентации и навигации.

При выборе организации перспективных систем информационного обмена (СИО), рассчитанных на эксплуатацию в «жестких» условиях, необходимо принимать во внимание следующие требования к ее функциональным характеристикам:

– корреляцию по отношению к базовым стандартам общего применения;

– рыночную жизнеспособность и возможность применения коммерческих компонент СВТ;

– нечувствительность в широком диапазоне к длинам соединений, поддержку электрических и оптических реализаций физической среды;

– поддержку различных топологий среды на основе переключательных средств;

– надежность и отказоустойчивость топологий физической среды;

– применение эффективного протокола передачи данных при функционировании в режиме реального времени и минимизацию временных задержек;

– масштабируемость состава сетевого оборудования и функциональных характеристик в применяемых системах при невысоком уровне затрат на модернизацию;

– простота и возможность широкого применения во встраиваемых системах.

Сетевые технологии информационного обмена КБО

Определим перечень информационных технологий, которые могут явиться кандидатами для применения в качестве перспективной связной технологии КБО ЛА.

При определении наиболее перспективных кандидатов рассмотрим широкий диапазон перспективных разрабатываемых сетевых технологий информационного обмена:

– *Fibre Channel* (*FC-ANSI X3T11*);

– *Scalable Coherent Interface* (*SCI-ANSI/IEEE 1596-92*);

– *Myrinet* (расширение базового внутрисистемного интерфейса *VME*);

– *Fast Ethernet* (расширение *ISO 8802.3*);

– *ATM* (стандартизация не завершена);

– *Firewire* (*IEEE 1394-95*);

– *Serial Express* (разрабатываемая технология на базе *SCI* и *Firewire*).

Fibre Channel (*FC*) – стандарт *ANSI* с гибкой технологией передачи информации, которая обеспечивает высокую степень целостности и надежности передачи данных с информационными скоростями от 133 Мбит/с до 4 Гбит/с. Эта технология обмена стандартизована на канальном и сетевом протокольных уровнях. Гетерогенная схема соединений обеспечивает активное и интеллектуальное взаимодействие от десятков до нескольких тысяч узлов, сопряжение которых может осуществляться посредством физических линий связи различного типа (электропроводные, оптоволоконные, смешанные).

Fibre Channel имеет следующие характеристики:

– максимальная однонаправленная информационная скорость – 100 Мбит/с;

– максимальная двунаправленная информационная скорость – 200 Мбит/с;

– поддерживаемая информационная скорость – 100 Мбит/с;

– размер пакета – переменный, до 2 Кбайт;

– техническая скорость передачи (тактовая частота) – 1062 МГц;

– физические соединения – витая пара, коаксиал, волоконная оптика;

– кодирование информации в среде – 8B/10B;

– максимальная длина связей – до 10 м при электропроводных связях, до 10 км при оптических связях;

– область применения – каналы ввода/вывода, локальные сети, рабочие станции, дисковые массивы;

– стандартизация – семейство стандартов, формируемых комитетом *ANSI X3T11*;

– поставщики оборудования – *Ancor, AT&T, IBM, Sun, Systran* и др.;

– минимальное количество оборудования на плате – приемопередатчик, контроллер.

Scalable Coherent Interface (*SCI*) регламентируется стандартом *IEEE 1596-92* и определяет максимальную скорость передачи – 1 Гбит/с при использовании последовательного канала. При параллельном канале скорость определяется выбранным форматом шины, например 1 Гбайт/с при 8 разрядной передаче данных. Кодирование информации на логическом уровне осуществляется кодовыми символами (17/20). Передаваемая информация представляется в виде пакетов, содержащих один или несколько символов. Мак-

симальный размер пакета данных составляет 256 байт.

Физическая среда в настоящее время организуется посредством использования переключателей с полюсностью 4x4 или кольцевой топологии.

Основные характеристики *SCI*:

– максимальная однонаправленная информационная скорость – 500, 1000 Мбит/с;

– максимальная двунаправленная информационная скорость – 1000, 2000 Мбит/с;

– поддерживаемая информационная скорость – 400 или 2000 Мбит/с;

– размер пакета – 0, 16, 32, 64 или 256 байт;

– техническая скорость передачи (тактовая частота) – 50 или 250 МГц;

– физические соединения – коаксиал, дифференциальные связи, волоконная оптика;

– максимальная длина связей – до 10 м при электропроводных связях, до 10 км при оптических связях;

– область применения – межплатные соединения, соединения на задней панели, изделия *SAN*, рабочие станции;

– поставщики оборудования – *Dolphin, Vitesse*;

– минимальное количество оборудования на плате – одна интерфейсная микросхема при параллельных связях, три интерфейсных схемы при последовательных связях.

Myrinet является развитием и расширением базового внутрисистемного интерфейса VME с использованием конструктивов данного интерфейса; она позволяет организовывать масштабируемые сети с пакетной передачей данных между *VME*-модулями, крейтами и системами с одной стороны и внешними рабочими станциями с другой со скоростями обмена информацией порядка 1 Гбайт/с.

Основные характеристики:

– максимальная однонаправленная информационная скорость – 160 Мбит/с;

– максимальная двунаправленная информационная скорость – 320 Мбит/с;

– поддерживаемая информационная скорость – 155 Мбит/с;

– техническая скорость передачи (тактовая частота) – 80 МГц;

– физические соединения – дифференциальные связи, волоконная оптика;

– максимальная длина связей – до 3 м при электропроводных связях, до 500 м при оптических связях;

– область применения – локальные сети;

– поставщики оборудования – *Myricom*;

– минимальное количество оборудования на плате – одна интерфейсная микросхема.

Serial Express (SE) – последовательная шина на базе *Fire Wire*, поддерживающая высокие скорости (1 Гбит/с) и большие расстояния. Стандарт *IEEE 1394-95* (*Fire Wire*) – высокоскоростная одноранговая периферийная последовательная шина, принятая в 1995 г. широким кругом компаний по производству бытовой и компьютерной техники. Соединенные кабелем *Fire Wire* устройства могут непосредственно обмениваться информацией друг с другом, без вмешательства со стороны главного процессора для управления или маршрутизации потока информации, что довольно часто блокирует передачу данных, значительно снижая общую производительность системы. Данный стандарт отражает растущую потребность в недорогой последовательной шине ввода/вывода, обеспечивающей цифровое взаимодействие мультимедийных устройств.

Основные характеристики, определяемые данной информационной технологией:

– максимальная однонаправленная информационная скорость – 125 Мбит/с;

– максимальная двунаправленная информационная скорость – 250 Мбит/с;

– поддерживаемая информационная скорость – 250 Мбит/с;

– техническая скорость передачи (тактовая частота) – 1200 МГц;

– физические соединения – коаксиал, волоконная оптика;

– максимальная длина связей – метры;

– область применения – внешние соединения периферийных устройств для PC-систем;

– поставщики оборудования – *Apple; Sony, Microsoft, Intel* и др.

При переходе к созданию вычислительной среды с динамической реконфигурацией возникает возможность реализации распределенных многомашинных или многопроцессорных систем на основе концепций «креативности» и разработки архитектурно регулярных масштабируемых вычислительных средств, объединенных универсальными средствами сетевых межсоединений с возможностью их электронной коммутации.

Таким образом, рекомендуемая для комплексирования перспективной БВС, решающей задачи ориентации и навигации, информационная технология должна обладать модульностью своих функционально-логических характери-

стик, тем самым поддерживая противоречивые требования к единым средствам передачи данных различных уровней и объединяя их в единую технологию.

Перспективные внутренние интерфейсы

Рассмотрим требования, предъявляемые к внутренним интерфейсам БВС КБО ЛА.

Недостатком параллельных магистралей является ограниченная длина, поэтому они не позволяют создавать распределенные системы, компоненты которых разнесены на значительные расстояния. Системы на базе параллельных шин плохо масштабируются, в связи с чем на их базе затруднительно строить системы разного назначения и сложности. Параллельные магистрали требуют много контактов, поэтому занимают существенную (если не большую) часть разъема платы, они восприимчивы к электромагнитным помехам, для их функционирования нужно много энергии, они громоздки и дороги.

Современные высокоскоростные последовательные интерфейсы позволяют обеспечить очень высокую скорость передачи информации, соизмеримую с возможностями параллельных магистралей, они проще, дешевле, резервирование таких интерфейсов легче обеспечить, их легче встраивать в аппаратуру, они занимают меньше места, потребляют мало энергии, с ними проще обеспечить передачу информации на большие расстояния.

Основная проблема параллельных магистралей – недостаточная пропускная способность. При существующих скоростях работы процессора параллельные шины не успевают осуществлять ввод–вывод в нужном темпе. В качестве временной меры используют дополнительные шины, которые размещают на плате наряду с основной шиной и объединяют с ней при помощи специального интерфейса – моста (рис. 1). Решить проблему пропускной способности позволяют лишь коммутируемые структуры. Коммутируемая структура (switched fabric) обеспечивает очень быстрое непосредственное соединение источника данных с приемником («точка–точка»), причем одновременно могут соединяться и обмениваться данными много пар подключенных к ней устройств.

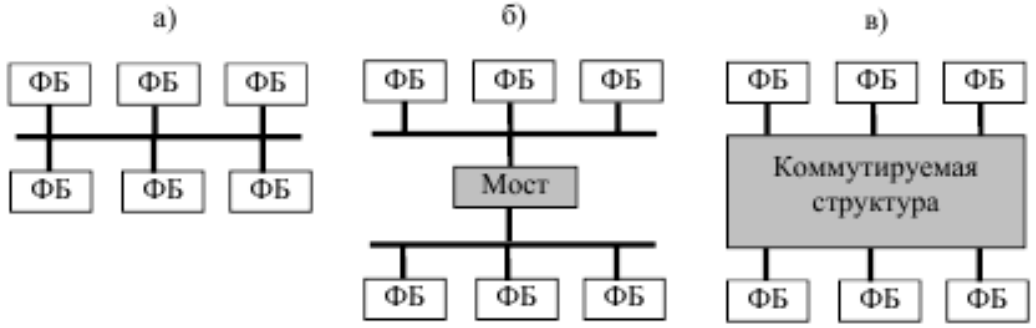


Рис. 1. Внутренние интерфейсы БВС ЛА:
а – параллельная шина; б – шины, объединяемые мостами; в – коммутируемая структура;
ФБ – функциональный блок

Такая структура содержит несколько коммутаторов, соединенных между собой и с функциональными блоками компьютера. Структуры компьютера с параллельной магистралью и на базе коммутируемой структуры в принципе похожи (рис. 2). Отличие состоит в том, что, когда параллельная магистраль занята обменом двух устройств, остальные вынуждены ждать своей очереди, а в коммутируемой структуре обеспечивается множество одновременных сеансов соединений, и за счет этого ее пропускная способность достигает значений в сотни и тысячи Гбит/с.

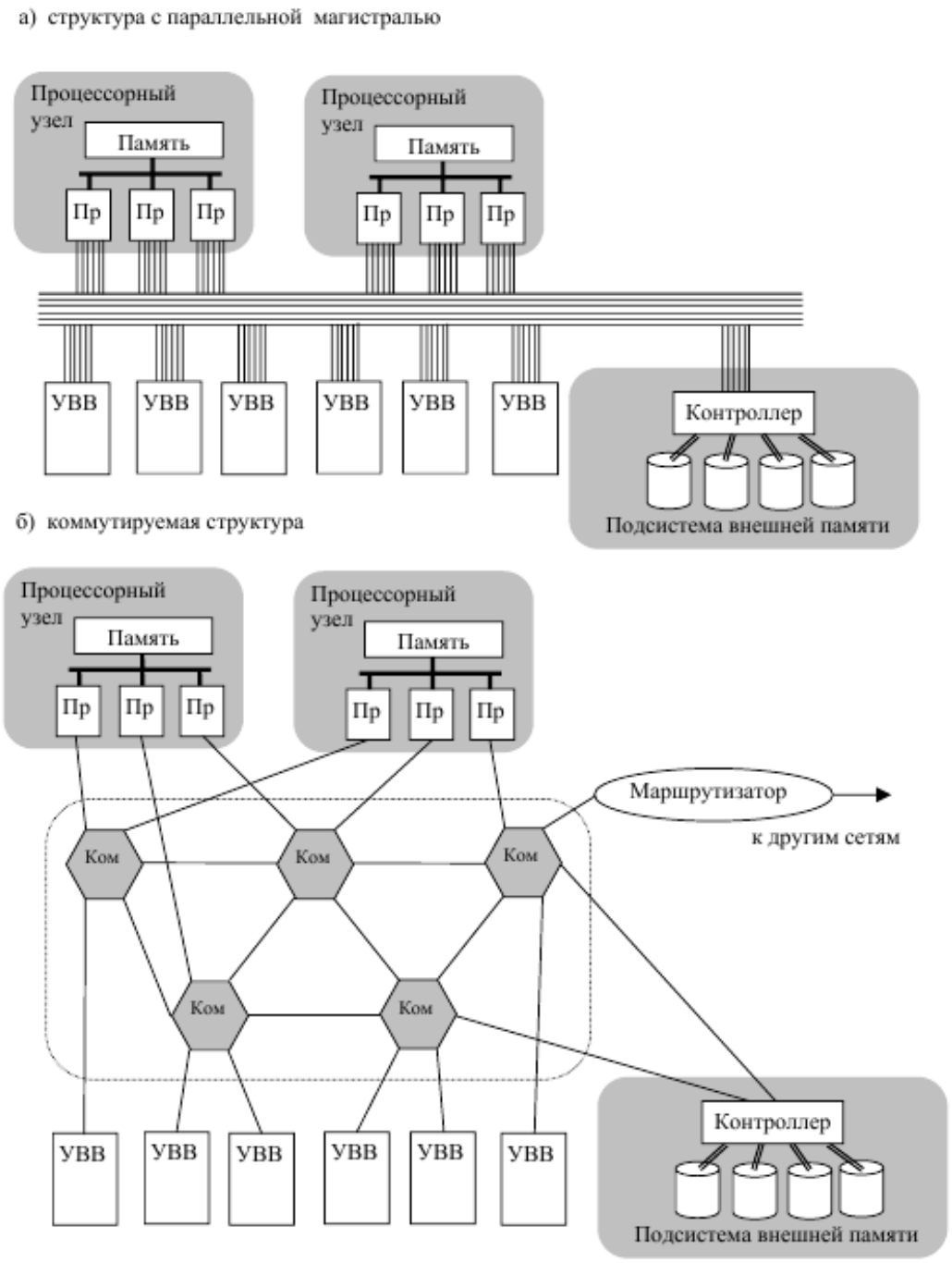


Рис. 2. Параллельная магистраль и коммутируемая структура:
Пр – процессор, УВВ – устройство ввода–вывода, Ком – коммутатор

В проектах известных сегодня отечественных образцов [1, 2, 3, 6, 7, 11, 12] БЦВС в качестве внутрисистемного интерфейса используются интерфейсы ARINC664 (Gigabit Ethernet 1000Base-SX, AFDX), CompactPCI (PICMG 2.0, D3.0), PCI Express, RapidIO, VME64x и др.

Построение БЦВС на основе последовательных внутрисистемных интерфейсов типа ARINC664 с высокой скоростью передачи данных требует включения в состав БЦВС специализированных устройств сопряжения (контроллеров), обеспечивающих взаимодействие быст-

родействующих компонентов БЦВС с менее производительными бортовыми интерфейсами.

Построение БЦВС на основе параллельных внутрисистемных интерфейсов типа CompactPCI, PCI Express, RapidIO (LP-LVDS), VME64x с большим количеством проводников во внутрисистемном интерфейсе сегодня не может обеспечивать высокую отказоустойчивость БЦВС при работе интерфейса в гигагерцовом диапазоне частот и, следовательно, отказобезопасность работы БЦВС в целом.

Таким образом, тип внутрисистемного интерфейса является определяющим в выборе архитектуры БЦВС. Перспективная архитектура БЦВС базируется сегодня на сетевых технологиях с применением высокоскоростных последовательных внутрисистемных интерфейсов, допускающих коммутацию электрических межмодульных соединений и, следовательно, возможность построения динамически реконфигурируемых вычислительных структур.

Облик перспективной распределенной бортовой вычислительной системы

БЦВС должна обеспечивать построение интегрированных комплексов при минимальных задержках передачи информации. Для этого развитие архитектуры БЦВС происходит в направлении, обеспечивающем создание на борту ЛА ИВС. Для создания ИВС БЦВС представляется в виде совокупности ядра, нескольких локальных вычислительных сетей отдельных комплексов и вычислительных средств нижнего уровня для сбора и первичной обработки информации.

Отдельно следует выделить важность обеспечения стандартизации интерфейсов для сопряжения компонент БЦВС.

Для обеспечения все более растущих требований к вычислительной производительности, ядро вычислительной системы реализуется в виде многопроцессорной вычислительной системы, в которой отдельные вычислители также могут быть многопроцессорными.

Процессоры ядра БЦВС объединяются между собой в единую вычислительную сеть нового типа – так называемую «переключательную сеть». Переключательная сеть является многоканальной сетью связи, предназначенной для повышения эффективности обмена. Переключательная сеть строится на основе многовходовых переключателей (коммутаторов), предназначенных для быстрого перенаправления потоков информации. С помощью переключательной сети объединяется множество вычислителей между собой, а также выполняется их сопряжение с более низкими уровнями вычислительной системы. Применение многовходовых коммутаторов обеспечивает минимальные задержки передачи информации.

Для создания переключательной сети используется стандарт SCI/RT (Scalable Coherent Interface / Real Time), который также называется стандартом расширяемого связного интерфейса РСИ. Другое название переключательной сети – «когерентная» сеть.

Стандарт SCI/RT обеспечивает создание распределенной «рефлективной» памяти. В распределенной «рефлективной» памяти вся поступающая информации с очень малыми задержками обновляется в памяти каждого процессора. Это обеспечивает возможность интегрированного решения задач коллективом процессоров при высокой степени надежности.

На рис. 3 изображен пример структуры БЦВС ЛА, построенной на основе переключательной сети. Верхний уровень системы представляется ядром БЦВС, которое состоит из нескольких высокопроизводительных процессоров, подключенных к переключательной сети. Информационно-управляющее поле ЛА сопрягается с процессорами верхнего уровня с помощью интерфейса передачи видеоинформации. К переключательной сети также подключаются линии передачи информации локальных вычислительных сетей (ЛВС) отдельных комплексов, которые представляют более низкий уровень системы. В состав ЛВС отдельных комплексов входят БЦВМ, решающие их функциональные задачи. Самый нижний уровень системы представляется цифровыми вычислительными устройствами ЦВ и центрами коммутации ЦК для сбора информации от датчиков и приемников информации Д.

Сложность построения БЦВС на основе переключательной сети заключается в необходимости применения сложных многовходовых электронных коммутаторов, выполняющих одновременно несколько коммутационных процессов множества интерфейсов. Коммутатор переключательной сети выполняет три функции:

– коммутацию цепей передачи информации;

– концентрацию (мультиплексирование) – сбор информации;

– деконцентрацию (демультиплексирование) – распределение информации.

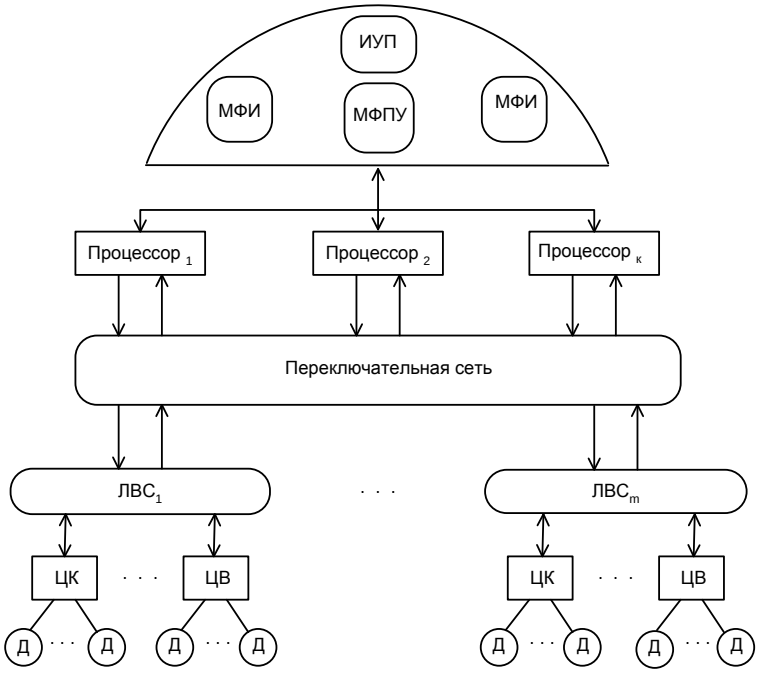


Рис. 3. Структура БЦВС на основе переключательной сети

На рис. 4 изображен пример структуры переключательной сети ядра БЦВС, реализованной с помощью так называемого «нокаутного» коммутатора, построенного на основе N интерфейсов с топологией типа «шина», который обеспечивает наибольшую эффективность информационного обмена.

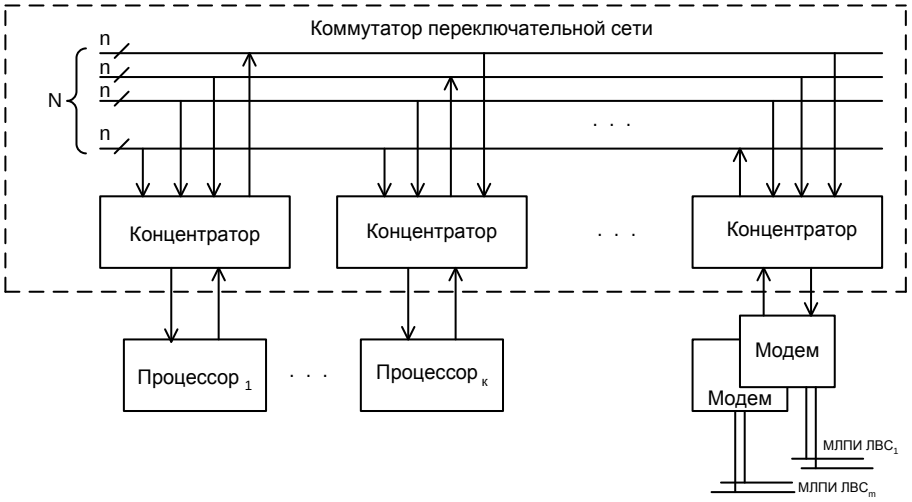


Рис. 4. Структура ядра БЦВС на основе переключательной сети

Коммутатор выполняет одновременную передачу множества пакетов информации между узлами переключательной сети. К концентраторам переключательной сети подключаются процессоры ядра системы и модемы локальных вычислительных сетей более низких уровней, предназначенные для отдельных систем и комплексов.

Коммутатор состоит из N концентраторов, объединенных с помощью N интерфейсов, которые в совокупности реализуют интерфейс переключательной сети. Каждый концентратор является электронным устройством, соединяющим все узлы переключательной сети. С одной стороны, концентраторы подключаются к N интерфейсам переключательной сети, а с другой стороны – к шинам соответствующих процессоров и модемам локальных вычислительных сетей.

Концентраторы выполняют передачу, прием и буферизацию информации. Каждый концен-

тратор подключен к шинам переключательной сети с помощью одного выходного порта и N–1 входных портов. Передача пакетов информации между узлами переключательной сети синхронизируется заданными интервалами времени. Пакеты информации имеют фиксированный объем. Каждый концентратор передает через свой выходной порт в одну из шин переключательной сети свой пакет информации и принимает из остальных шин пакеты информации от других узлов. При передаче пакетов информации они сопровождаются адресами и принимаются, если адрес пакета совпадает с адресом концентратора. В каждом интервале времени одновременно выполняется несколько коммутационных процессов. При этом реализуются связи между узлами сети по принципу «каждый с каждым». Коммутатор обеспечивает высокую пропускную способность переключательной сети и малые задержки передачи информации.

Для обеспечения высокого уровня отказоустойчивости и живучести БЦВС используется резервирование и взаимозаменяемость. Предусматривается, что до 30 процентов оборудования бортовой вычислительной системы должно работать в режиме горячего резерва.

Перспективным является дальнейшее развитие технологии высокоскоростных волоконно-оптических сетей (технология FC – Fiber Channel). Существующие стандарты AS4074 (AS4075) предусматривают построение сети с радиальной топологией «звезда» и маркерным методом доступа с подключением большого числа абонентов при высокой скорости передачи информации.

Для сбора информации от датчиков будут продолжать применяться существующие стандарты на МКИО со скоростями передачи 1 Мбит/с (ГОСТ 26765.52-87, MIL STD 1553B) и 20 Мбит/с (ГОСТ Р 50832-95, STANAG 3910), а также модернизации этих стандартов для повышения скорости передачи информации.

Для передачи видеоинформации используется стандарт STANAG 3350.

По мере развития элементной базы имеет место поэтапное развитие БЦВС.

На первом этапе развития предусматривается дальнейшая разработка БЦВС, построенных по магистрально-модульному принципу с федеративно-централизованным управлением, при использовании для связи в системе мультиплексных каналов по ГОСТ 26765.52-87 и ГОСТ Р 50832-95 и радиальных каналов по ГОСТ 18977-79. Для обеспечения независимости от особенностей аппаратуры конкретных типов применяются стандартные внутрисистемные интерфейсы, например VME, CPCI.

На втором этапе предусматривается развитие магистрально-модульных БЦВС, реализуемых в виде локальных вычислительных сетей реального времени, на основе применения многопроцессорных БЦВМ и системы мультиплексных каналов.

На третьем этапе предусматривается реализация ядра БЦВС в виде переключательной вычислительной сети.

Указанные направления развития архитектуры обеспечивают следующие свойства БЦВС:

– эффективность вычислительной системы (способность решать все необходимые задачи комплекса с высокой точностью и минимальными временными задержками);

– открытость системы, которая позволяет наращивать вычислительную систему программными и минимальными аппаратными средствами;

– масштабируемость системы, то есть способность применять систему для комплексов с различным объемом бортового оборудования;

– интегрированность системы, которая обеспечивает оптимальную комплексную обработку всей имеющейся информации;

– использование относительно небольшого числа связей;

– отказоустойчивость и живучесть;

– автоматизация контроля и технической эксплуатации как самой системы, так и комплекса в целом;

– стандартизация аппаратуры и программного обеспечения,

– устойчивость к смене поколений средств вычислительной техники;

– снижение сроков проектирования и модернизации системы;

– снижение темпа роста стоимости при развитии системы.

Одним из путей практической реализации перспективных бортовых цифровых вычислительных систем является построение вычислительных систем с применением технологии коммутируемых высокоскоростных интерфейсов SpaceWire в качестве внутрисистемного интерфейса, а также в качестве внешнего интерфейса для подключения сетевых абонентов в составе летательного аппарата.

Структурная схема перспективной БЦВС, разработанной в ФГУП «СПб ОКБ «Электроавтоматика» им. П.А. Ефимова» [2, 9], представлена на рис. 6. БЦВС построена на основе унифицированных конструктивно-функциональных модулей (КФМ). В качестве КФМ выступают разные по назначению модули:

– вычислительные модули, производящие сложные расчеты для управления полетом ЛА;

– модули ввода–вывода, обеспечивающие функции обмена информацией по последовательным каналам, мультиплексным каналам обмена, разовым командам;

– графические модули, обрабатывающие изображение для его вывода на средства бортовой индикации;

– модули постоянной памяти, предназначенные для хранения функционального программного обеспечения;

– модули электропитания, обеспечивающие преобразования напряжения бортовой резервированной сети во вторичные напряжения, необходимые для электропитания модулей.

Структурная схема перспективной БЦВС представлена на рис. 5.

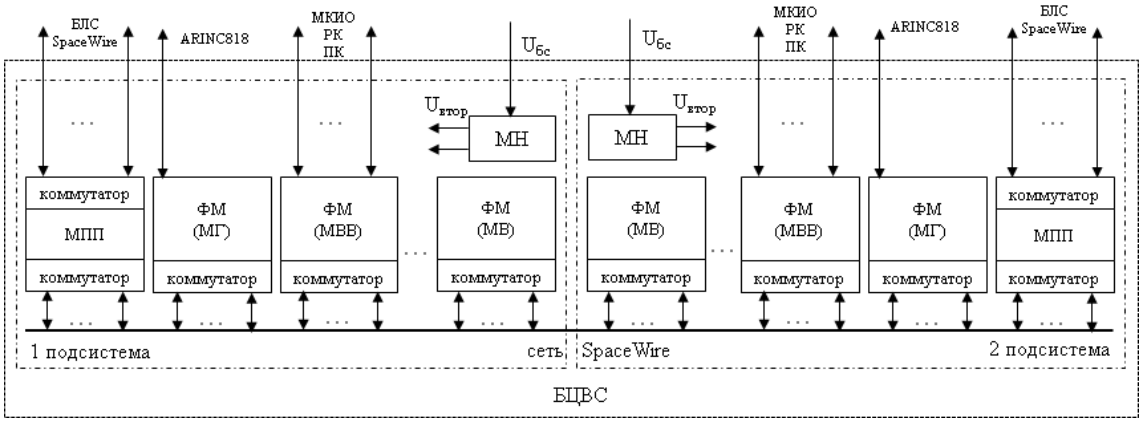


Рис. 5. Структурная схема БЦВС

В основу архитектуры вычислительной системы положены сетевые топологии коммутации модулей «двойная звезда» и «полносвязная сеть» (рис. 6).

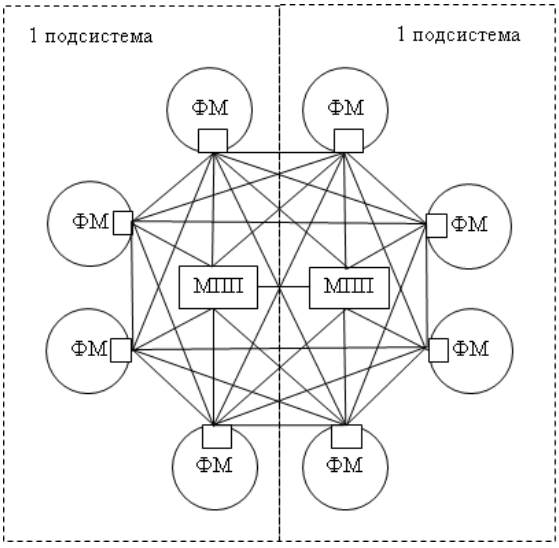


Рис. 6. Комбинационная схема сетевой топологии БЦВС

Комбинационная схема, представленная на рис. 6, повышает надежность благодаря возможности полного резервирования каналов связи при подключении по топологии «двойная звезда», обеспечивает резервирование каналов и максимальные значения пропускной способности благодаря использованию топологии «полносвязная сеть», а в качестве дополнительного эффекта обеспечивает программно-управляемое исполнение функциональных задач авионики.

Заключение

Подводя итоги обзора современного состояния и перспектив развития интегрированных бортовых вычислительных систем, применяемых в авиационном приборостроении, необходимо отметить, что техническую основу проектирования изделий структур IMA сегодня составляют [22, 23]:

– бортовая информационная сеть сбора и распределения в реальном масштабе времени поступающей от различных датчиков информации об окружающей ЛА обстановке (датчиков переднего и заднего обзора, аэрометрических датчиков и пр.), а также информации для устройств, представляющих собой аналоговые и цифровые средства измерения, средства анализа и преобразования данных;

– семейство унифицированных цифровых вычислительных модулей обработки и передачи данных, образующих в совокупности мультипроцессорный суперкомпьютер, конструктивно оформленный в виде стандартного крейта (число крейтов на борту зависит от числа функциональных задач и от производительности вычислительных средств конструктивно-функциональных модулей);

– математическое, алгоритмическое и программное обеспечение, включающее операционные системы реального времени, осуществляющее функции планирования и диспетчеризации вычислений и распределения вычислительных ресурсов (при назначении ресурсов выполнение задачи осуществляется вычислительными средствами конструктивно-функциональных модулей низшего уровня).

Первостепенными авиационными объектами проектирования в классе структур IMA должны стать:

– унифицированная интегрированная вычислительная система самолетовождения с открытой архитектурой;

– интегрированная система самолетовождения и индикации;

– интегрированная система самолетовождения, индикации и управления для различных самолетов гражданской и военной авиации.

Литература

1. Абросимов О.В. и др. Базовая несущая конструкция платформы интегрированной модульной авионики. Патент на полезную модель №106404 U1 RU, МПК G06F 1/16. №2010129389/08. Заявл. 15.07.2010. Опубл. 10.07.2011.

2. Богданов А.В. и др. Платформа интегрированной модульной авионики. Патент на полезную модель №108868 U1 RU, МПК G06F 9/00, №2011121962/08. Заявл. 01.06.2011. Опубл. 27.09.2011.

3. Герлих Х. Модульная система авионики самолета. Патент №2413655 C2 RU, МПК B64C 19/00. №2008123940/11. Заявл. 16.11.2006. Опубл. 10.03.2011. Бюл. №7.

4. Джанджгава Г.И. Авионика пятого поколения: новые задачи – новая структура. Вестник авиации и космонавтики. 2001. № 5. С. 8–10.

5. Евгенов А.В. Направления развития интегрированных комплексов бортового оборудования самолетов гражданской авиации. Авиакосмическое приборостроение. 2003. № 3. С. 48–53.

6. Егоров К.А. и др. Платформа интегрированной модульной авионики. Патент №2413280 C1 RU, МПК G06F 9/02. №2009127190/08. Заявл. 14.07.2009. Опубл. 27.02.2011. Бюл. №6.

7. Егоров К.А. и др. Платформа интегрированной модульной авионики. Патент на полезную модель №88462 C1 RU, МПК G06F 9/00. №2009127040/22. Заявл. 14.07.2009. Опубл. 10.11.2009.

8. Ефанов В.Н. Открытые архитектуры в концепции авионики пятого поколения // С.Д. Бодрунов. Мир авионики. 2004. № 5. С. 20–28.

9. Жаринов О.О. Принципы построения крейта бортовой многопроцессорной вычислительной системы для авионики пятого поколения // Б.В. Видин, Р.А. Шек-Иовсепянц. Научно-технический вестник СПб ГУ ИТМО. 2010. Вып. 68. С. 21–27.

10. Михайлуца К.Т. Основные архитектурные концепции информационно-вычислительной среды бортового оборудования перспективных летательных аппаратов // Е.Э. Чернышев, Ю.Е. Шейнин. Современные технологии извлечения и обработки информации. СПб: Радиоавионика, 2001. 175 с.

11. Севбо В. Многопроцессорный вычислительный комплекс для задач «жесткого» реального времени // А. Орлов, А. Лошаков. Современные технологии автоматизации. 2007. №3. С. 32–38.

12. Чуянов Г.А., Косьянчук В.В., Сельвесюк Н.И. Перспективы развития комплексов бортового оборудования на базе интегрированной модульной авионики // Известия ЮФУ. Технические науки. 2013. № 3 (140). С. 55–62.

13. Федосов Е.А., Косьянчук В.В., Сельвесюк Н.И. Интегрированная модульная авионика // Радиоэлектронные технологии. 2015. № 1. С. 66–71.

14. Руководство Р-297 «Руководство по вопросам разработки и квалификации интегрированной модульной авионики». М.: Авиаиздат, 2015.

15. Квалификационные требования КТ-178В. Требования к программному обеспечению бортовой аппаратуры и систем при сертификации авиационной техники. М.: Авиаиздат, 2004.

16. Агеев А.М., Бронников А.М., Буков В.Н., Гамаюнов И.Ф. Супервизорный метод управления избыточностью технических систем // Изв. РАН. Теория и системы управления. 2017. № 3. С. 72–82.

17. Ageev, A.M., Bronnikov, A.M., Bukov, V.N. & Gamayunov, I.F. Supervisory control method for redundant technical systems // J. Comput. Syst. Sci. Int. 2017. V. 56(3). P. 410–419. DOI: 10.1134/S1064230717030029.

18.Буков В.Н., Бронников А.М., Агеев А.М., Гамаюнов И.Ф. Аналитический подход к формированию конфигураций технических систем // Автоматика и телемеханика. 2017. № 9. С. 67–83.

19. Bukov, V.N., Bronnikov, A.M., Ageev, A.M. & Gamayunov, I.F. An Analytic Approach to Constructing Configurations of Technical Systems // Automation and Remote Control. 2017. V. 78. No. 9. P. 1600–1613. DOI: 10.1134/S0005117917090053

20. Гамаюнов И.Ф. Генерирование альтернативных решений в задаче управления избыточностью технических комплексов // Автоматика и телемеханика (в работе).

21. Агеев А.М. Конфигурирование избыточных комплексов бортового оборудования // Изв. РАН. Теория и системы управления (в работе).

22. Буков В.Н., Бронников А.М. Тестирование конфигураций избыточных интегрированных комплексов оборудования // Автоматика и телемеханика (в работе).

23. Буков В.Н., Бронников А.М., Агеев А.М., Гамаюнов И.Ф. Интеграция комплекса оборудования выбранной конфигурации // Автоматика и телемеханика (в работе).

24. RTCA DO-297/EUROCAE WG-60. Integrated Modular Avionics (IMA) Development Guidance and Certification Considerations. RTCA. 2005.

25. SAE ARP4754/EUROCAE ED-79. Certification Considerations for Highly Integrated or Complex Aircraft Systems. SAE. 2013.

Статья поступила в редакцию 17 января 2018 года

УДК 621.396.98

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ВОЗДУШНЫХ ЦЕЛЕЙ В МНОГОПОЗИЦИОННОЙ СИСТЕМЕ НАБЛЮДЕНИЯ С ВНЕШНИМ ПОДСВЕТОМ И КООПЕРАТИВНЫМ ПРИЕМОМ НА СЕТИ НАЗЕМНЫХ ПРИЕМОПЕРЕДАЮЩИХ СТАНЦИЙ

© Авторы, 2018

В.В. Кирюшкин, к.т.н., доцент, начальник кафедры, e-mail: kiryushkin.vlad@mail.ru
В.А. Буланов, адъюнкт, e-mail: bulanovac9@gmail.com
А.В. Супрунов, курсант
ВУНЦ ВВС «ВВА им. профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж)

В работе исследована точность определения координат воздушных целей в многопозиционной системе наблюдения с внешним подсветом и кооперативным приемом на сети наземных приемопередающих станций. Показано, что предложенная конфигурация многопозиционной системы наблюдения обеспечивает повышение в 4-5 раз точности определения координат воздушной цели в сравнении с системами с централизованной обработкой.

***Ключевые слова**: многопозиционная система наблюдения, наземные приемопередающие станции, кооперативный прием.*

DETERMINATION OF AIR TARGET COORDINATES IN MULTISTATIC OBSERVATION SYSTEM WITH EXTERNAL ILLUMINATION AND COOPERATIVE SIGNAL PICK-UP IN THE NETWORK OF GROUND TRANSMIT-RECEIVE STATIONS

© Authors, 2018

V.V. Kiryushkin, Ph.D (Eng. Sci.), Associate Professor, Head of Chair, e-mail: kiryushkin.vlad@mail.ru
V.A. Bulanov, Postgraduate, e-mail: bulanovac9@gmail.com
A.V. Suprunov, Cadet
Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh)

This paper addresses investigation of the accuracy of air target coordinates determination in the multistatic observation system with external illumination and cooperative signal pick-up in the network of ground transmit-receive stations. It is shown that the offered configuration of the multistation observation system provides improvement of air target coordinates determination 4–5 times in comparison with systems with the centralized computing.

***Keywords**: multistatic observation system, ground transmit-receive stations, cooperative signal pick-up.*

В настоящее время множество отечественных и зарубежных теоретических и экспериментальных исследований [1–13] посвящено многопозиционным неизлучающим системам наблюдения с внешним подсветом сигналами глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС). В последних работах [12–13] показано, что использование сигналов наземных передатчиков (псевдоспутников) для подсвета воздушных целей наряду с сигналами навигационных спутников ГНСС позволяет значительно уменьшить погрешность оценки местоположения воздушной цели. Однако в основном все работы были посвящены системам наблюдения с централизованной обработкой сигналов от различных спутников и псевдоспутников в одном наземном приемнике. Целью настоящей работы является разработка алгоритма и исследование точности определения координат воздушных целей в многопозиционной системе наблюдения с внешним подсветом и кооперативным приемом на сети наземных приемопередающих станций.

Постановка задачи

Рассмотрим многопозиционную систему наблюдения, состоящую из M синхронизированных приемопередающих станций (ППС), размещенных в узлах равномерной наземной сети с координатами $\left(x_i, y_i, z_i\right)$, где i=1, 2, …, M – номер ППС. Каждая такая станция представляет собой одноканальный передатчик, излучающий на общем частотном канале фазокодоманипулированный (ФКМ) сигнал с манипуляцией по закону псевдослучайной последовательности (ко-

довое разделение каналов) и *M*-канальный приемник, обеспечивающий раздельный прием сигналов всех *M* передатчиков такой сети. При этом в каждом канале приемника используются два канала корреляционного приема ФКМ-сигнала: первый канал – для оценки задержки сигнала, распространяющегося от передатчика до приемника по кратчайшему расстоянию (сигнал прямого распространения), а второй – для оценки задержки сигнала передатчика, рассеянного воздушной целью Ц с неизвестными координатами (x, y, z), находящейся в зоне действия такой системы наблюдения (рассеянный сигнал) [6, 7]. Мощность рассеянного сигнала будет достаточной для обработки его в приемнике при выполнении просветных условий радиолокации, когда значение бистатического угла «передатчик – цель – приемник» $\beta \geq 130°$ [1]. Рассеянный сигнал выделяют на фоне сигналов прямого распространения одним из оценочно-корреляционно-компенсационных методов [7, 14].

На основании централизованной обработки результатов кооперативного приема рассеянного сигнала всех передатчиков на всех приемниках сети необходимо определить неизвестные координаты воздушной цели.

Алгоритм определения координат воздушной цели

Для синтеза алгоритма определения координат воздушной цели декомпозируем рассмотренную многопозиционную систему наблюдения на *M* отдельных бистатических радиолокационных станций (БРЛС), состоящих из одного передатчика ПД^i (i=1, 2, …, M) и N приемников ПМ^j (j=1, 2, …, N), для которых выполняются просветные условия радиолокации относительно Ц и ПД^i (рис. 1).

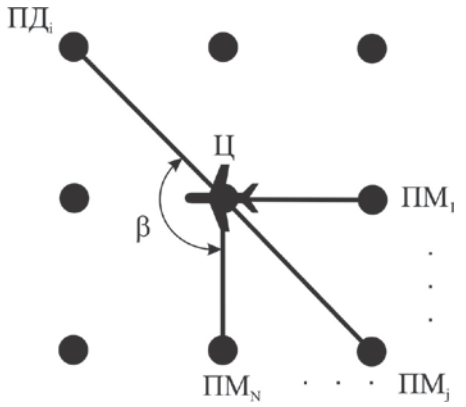


Рис. 1. Конфигурация отдельной БРЛС в горизонтальной плоскости

Тогда для i-ой БРЛС измерения дальности по сигналу от передатчика ПД^i, рассеянному воздушной целью Ц и принятому в приемнике ПМ^j, будут иметь вид:

$$r_j^{\text{i}} = r_0 + r_j + \varepsilon, \qquad (1)$$

где $r_0 = \left[(x_i - x)^2 + (y_i - y)^2 + (z_i - z)^2 \right]^{1/2}$ – дальность пути «ПД^i–Ц», $r_j = \left[(x_j - x)^2 + (y_j - y)^2 + (z_j - z)^2 \right]^{1/2}$ – дальность пути «Ц–ПМ^j», ε – случайная погрешность измерения дальности (рис. 2).

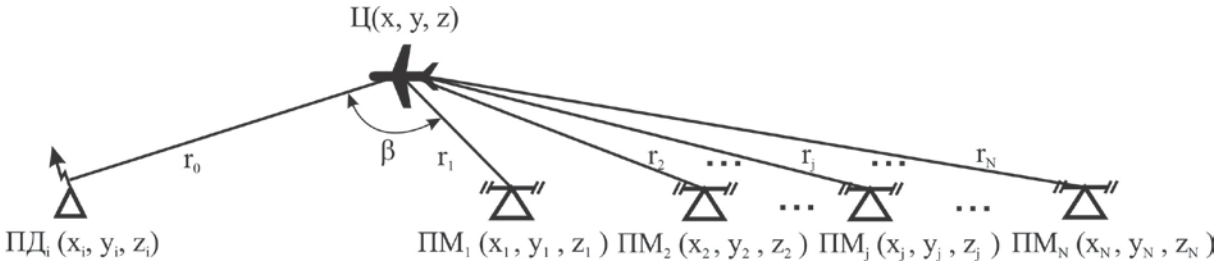


Рис. 2. Конфигурация отдельной БРЛС в вертикальной плоскости

Для реализации разностно-дальномерного метода определения координат измерения одного, например первого, приемника такой БРЛС r_1^i вычитается из измерений сигналов всех остальных приемников БРЛС r_j^i [1, 11]. Тогда для N приемников, для которых выполняется условие просветной радиолокации [1], получают систему из N–1 уравнений

$$\Delta r_j^i = r_j^i - r_1^i = r_j - r_1 + \varepsilon, \qquad (2)$$

где j=2, 3, …, N – номер приемника БРЛС; Δr_j^i – разность измеренных дальностей от цели до первого и до j-го приемника БРЛС.

Для решения полученной системы нелинейных уравнений воспользуемся итерационным методом наименьших квадратов [15], для чего запишем систему нелинейных уравнений (2) в обобщенном виде

$$\mathbf{R}^i = \mathbf{R}^i(\mathbf{q}, \mathbf{Q}), \qquad (3)$$

где $\mathbf{R}^i$ – (N–1)-мерный вектор измерений разностей дальностей от цели до приемников, $\mathbf{q} = \begin{bmatrix} x & y & z \end{bmatrix}^T$ – вектор истинных координат воздушной цели, $\mathbf{Q}$ – матрица координат наземных ППС.

Решение уравнения (3) представляет собой процесс многократной (итерационной) обработки результатов навигационных измерений [15]:

$$\hat{\mathbf{q}}_k = \hat{\mathbf{q}}_{k-1} + \left(\left(\mathbf{C}_{k-1}^i \right)^T \mathbf{P}^i \mathbf{C}_{k-1}^i \right)^{-1} \left(\mathbf{C}_{k-1}^i \right)^T \mathbf{P}^i \delta \mathbf{R}_{k-1}^i, \qquad (4)$$

где $\hat{\mathbf{q}}_{k-1} = \left(\hat{x}_{k-1}, \hat{y}_{k-1}, \hat{z}_{k-1} \right)^T$ – оценка вектора координат цели на k–1 итерации вычислений; $\delta \mathbf{R}_{k-1}^i = \mathbf{R}^i - \hat{\mathbf{R}}_{k-1}^i$ – (N–1)-мерный вектор разностей (невязок) измеренных $\mathbf{R}^i$ и рассчитанных на k–1 итерации $\hat{\mathbf{R}}_{k-1}^i$ разностей дальностей; $\mathbf{C}_{k-1}^i$ – матрица наблюдений, $\mathbf{P}^i$ – матрица, обратная корреляционной матрице погрешностей измерений дальностей.

Для бистатических разностно-дальномерных измерений на сети наземных ППС элементы вектора невязок $\delta \mathbf{R}_{k-1}^i$ будут вычисляться по формулам:

$$\delta\left(\Delta r_{j,k-1}^i \right) = \Delta r_j^i - \hat{r}_{j,k-1} + \hat{r}_{1,k-1}, \qquad (5)$$

$$\hat{r}_{j,k-1} = \left[\left(x_j - \hat{x}_{k-1} \right)^2 + \left(y_j - \hat{y}_{k-1} \right)^2 + \left(z_j - \hat{z}_{k-1} \right)^2 \right]^{1/2}, \qquad (6)$$

$$\hat{r}_{1,k-1} = \left[\left(x_1 - \hat{x}_{k-1} \right)^2 + \left(y_1 - \hat{y}_{k-1} \right)^2 + \left(z_1 - \hat{z}_{k-1} \right)^2 \right]^{1/2}. \qquad (7)$$

Матрица наблюдений $\mathbf{C}_{k-1}^i$ для одной БРЛС имеет размерность $(N-1) \times 3$ и определяется по формулам

$$\mathbf{C}_{k-1}^i = \left[\mathbf{C}_{21,k-1}^i \ldots \mathbf{C}_{j1,k-1}^i \ldots \mathbf{C}_{N1,k-1}^i \right]^T, \qquad (8)$$

$$\mathbf{C}_{j1,k-1}^i = \left[\left(\cos\alpha_j - \cos\alpha_1 \right) \quad \left(\cos\beta_j - \cos\beta_1 \right) \quad \left(\cos\gamma_j - \cos\gamma_1 \right) \right], \qquad (9)$$

$$\cos\alpha_j = \frac{x_j - \hat{x}_{k-1}}{\hat{r}_{j,k-1}}, \ \cos\beta_j = \frac{y_j - \hat{y}_{k-1}}{\hat{r}_{j,k-1}}, \ \cos\gamma_j = \frac{z_j - \hat{z}_{k-1}}{\hat{r}_{j,k-1}}, \qquad (10)$$

$$\cos\alpha_1 = \frac{x_1 - \hat{x}_{k-1}}{\hat{r}_{1,k-1}}, \ \cos\beta_1 = \frac{y_1 - \hat{y}_{k-1}}{\hat{r}_{1,k-1}}, \ \cos\gamma_1 = \frac{z_1 - \hat{z}_{k-1}}{\hat{r}_{1,k-1}}. \qquad (11)$$

Для всей многопозиционной системы наблюдения с внешним подсветом и кооперативным приемом на сети наземных ППС, т.е. для всей совокупности M БРЛС, описанный выше алгоритм может быть записан с учетом следующих замечаний.

Совокупный вектор измерений будет представлять собой вектор размерности $M \times 1$, элементами которого являются векторы измерений $\mathbf{R}^i$ отдельных БРЛС:

$$\mathbf{R} = \left[\mathbf{R}^1 \ \mathbf{R}^2 \ \ldots \mathbf{R}^i \ \ldots \mathbf{R}^M \right]^T. \qquad (12)$$

Аналогично, совокупный вектор невязок измерений запишется в виде

$$\delta \mathbf{R}_{k-1} = \left[\delta \mathbf{R}_{k-1}^1 \ \delta \mathbf{R}_{k-1}^2 \ \ldots \ \delta \mathbf{R}_{k-1}^i \ \delta \mathbf{R}_{k-1}^M \right]^T, \qquad (13)$$

а совокупная матрица наблюдений будет включать в себя матрицы направляющих косинусов $\mathbf{C}_{k-1}^{i}$ отдельных БРЛС

$$\mathbf{C}_{k-1} = \left[\mathbf{C}_{k-1}^{1}\ \mathbf{C}_{k-1}^{2} \ldots \mathbf{C}_{k-1}^{i} \ldots \mathbf{C}_{k-1}^{M} \right]^{T}. \quad (14)$$

Тогда сам алгоритм определения координат воздушной цели на основе метода наименьших квадратов [15] и модифицированного разностно-дальномерного метода [11] запишется в привычном виде

$$\hat{\mathbf{q}}_k = \hat{\mathbf{q}}_{k-1} + \left(\mathbf{C}_{k-1}^{T} \mathbf{P} \mathbf{C}_{k-1}^{T} \right)^{-1} \mathbf{C}_{k-1}^{T} \mathbf{P} \delta \mathbf{R}_{k-1}. \quad (15)$$

При этом совокупная матрица $\mathbf{P}$, обратная корреляционной матрице погрешностей измерений дальностей, будет представлять собой диагональную матрицу, диагональными элементами которой являются матрицы $\mathbf{P}^{i}$ отдельных БРЛС, а остальные элементы представляют нулевые матрицы соответствующих размеров

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{P}^{1}\ \mathbf{0} \ldots \mathbf{0} \ldots \mathbf{0} \\ \mathbf{0}\ \mathbf{P}^{2} \ldots \mathbf{0} \ldots \mathbf{0} \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ \mathbf{0}\ \mathbf{0}\ \ldots \mathbf{P}^{i} \ldots \mathbf{0} \\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots \\ \mathbf{0}\ \mathbf{0}\ \ldots \mathbf{0} \ldots \mathbf{P}^{M} \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Точность оценки вектора $\hat{\mathbf{q}}$ координат воздушной цели для всей многопозиционной системы наблюдения с внешним подсветом и кооперативным приемом на сети наземных ППС определяется корреляционной матрицей погрешностей [15]

$$\mathbf{K}_q = \left(\mathbf{C}_{k-1}^{T} \mathbf{P} \mathbf{C}_{k-1} \right)^{-1}. \quad (17)$$

Контроль влияния геометрии многопозиционной системы наблюдения на точность определения координат воздушной цели осуществляется путем вычисления значений геометрического фактора [15]

$$\Gamma = \sigma_{\varepsilon}^{-1} \sqrt{Sp\left(\mathbf{K}_{\mathbf{q}} \right)}, \quad (18)$$

где $Sp(\ )$ – след матрицы, σ_{ε} – среднеквадратическое отклонение (СКО) случайной погрешности измерения дальности ε.

Описанный алгоритм реализован в среде программирования *MATLAB.*

Методика исследования

Исследование точности оценки координат воздушной цели в многопозиционной системе наблюдения с внешним подсветом и кооперативным приемом на сети наземных ППС было проведено методом имитационного моделирования. Структурная схема имитационной модели приведена на рис. 3.

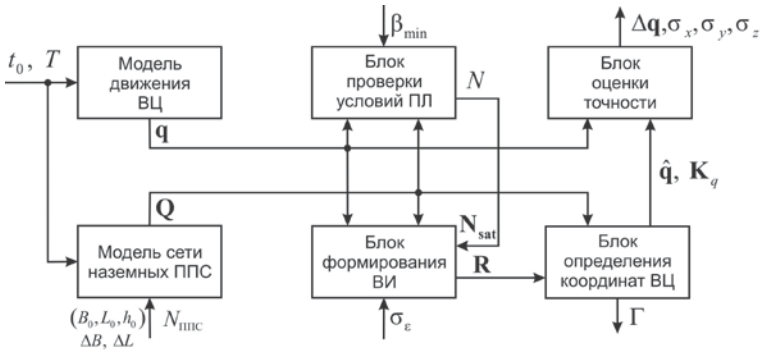


Рис. 3. Структурная схема методики исследования

В состав имитационной модели входят: модель движения ВЦ (воздушной цели), модель сети ППС, блок проверки условий ПЛ (просветной локации), блок формирования ВИ (вектора измерения), блок определения вектора координат ВЦ и блок оценки точности (определения координат воздушной цели).

В качестве модели движения воздушной цели использована траектория полета самолета, сформированная в среде авиасимулятора в виде массива значений вектора $\mathbf{q}$ истинных координат воздушной цели. Время начала t_0 и длительность T полета воздушной цели являются исходными данными модели.

На выходе модели сети наземных ППС формируется матрица $\mathbf{Q}$ координат наземных приемопередающих станций. Исходными данными являются геодезические координаты центральной ППС сети (B_0, L_0, h_0), количество ППС $N_{\text{ППС}}$ и шаг размещения ППС в сети ΔB, ΔL.

В блоке проверки условий просветной локации для каждого *i*-го ПД и *j*-го ПМ на основании сформированных вектора $\mathbf{q}$ и матрицы $\mathbf{Q}$ в каждый момент времени вычисляется значение бистатического угла «ПД_i – Ц – ПМ_j»

$$\beta_j = \arccos\left[\frac{r_0^2 + r_j^2 - \left(r_j^{iП}\right)^2}{2 \cdot r_0 \cdot r_j}\right], \qquad (19)$$

где $r_j^{iП} = \left[(x_j - x_i)^2 + (y_j - y_i)^2 + (z_j - z_i)^2\right]^{1/2}$ – дальность траектории прямого распространения навигационного сигнала «$\text{ПД}_i - \text{ПМ}_j$». Проверка условий просветной локации осуществляется путем сравнения полученного значения β_j с заданным минимальным значением бистатического угла $\beta_{\min} = 130°$ [1]

$$\beta_j \geq \beta_{\min}. \qquad (20)$$

На выходе блока в каждый момент времени формируется значение N количества ППС, удовлетворяющих условию (20), а также вектор $\mathbf{N_{sat}}$ номеров таких ППС.

Блок формирования вектора измерений формирует вектор $\mathbf{R}$ в соответствии с (12). Элементами вектора являются разностно-дальномерные измерения Δr_j^i в соответствии с (2). При этом считается, что случайные составляющие погрешности измерения дальности ε представляют собой Гауссовские шумы с нулевым математическим ожиданием и заданным СКО σ_ε.

Блок определения вектора координат воздушной цели на основе вектора разностно-дальномерных измерений $\mathbf{R}$ и матрицы координат ППС $\mathbf{Q}$ формирует оценку $\hat{\mathbf{q}}$ вектора координат воздушной цели и ковариационной матрицы погрешностей $\mathbf{K}_q$ методом наименьших квадратов в соответствие с (4) – (17) [8–13]. При этом вычисляется значение геометрического фактора [15] в соответствие с (18).

Блок оценки точности определения координат обеспечивает сравнение полученной оценки $\hat{\mathbf{q}}$ с истинным вектором состояния $\mathbf{q}$ и формирование вектора абсолютных ошибок оценки координат

$$\Delta\mathbf{q} = \hat{\mathbf{q}} - \mathbf{q}. \qquad (21)$$

Сравнение векторов осуществляется отдельно по каждой координате и представляется в виде графиков временных зависимостей абсолютных ошибок $\Delta x = \hat{x} - x$, $\Delta y = \hat{y} - y$, $\Delta z = \hat{z} - z$, на которых также отражается динамика изменения СКО формируемой оценки по соответствующим координатам $2\sigma_x$, $2\sigma_y$, $2\sigma_z$, где σ_x^2, σ_y^2, σ_z^2 – диагональные элементы формируемой ковариационной матрицы $\mathbf{K}_q$ погрешностей.

Кроме того, в этом же блоке формируется график временной зависимости абсолютной радиальной погрешности определения координат воздушной цели $\Delta R = \left[\left(\hat{x} - x\right)^2 + \left(\hat{y} - y\right)^2 + \left(\hat{z} - z\right)^2\right]^{1/2}$, на котором отражается динамика изменения СКО формируемой радиальной погрешности $2\sigma_R$, где $\sigma_R = \left[\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2\right]^{1/2}$.

Результаты исследований

Результаты исследований, проведенных с использованием приведенного выше алгоритма, показаны на рис. 4–12. Исследования проводились для истинной траектории воздушной цели, сформированной в среде авиасимулятора и показанной на рис. 4 сплошной кривой в геодезической системе координат (*B* – широта, *L* – долгота, *h* – высота). Жирными треугольниками на рис. 4 обозначены ППС наземной сети. Для исследований использованы 9 ППС, размещенных в узлах равномерной сети с шагом 50 км по широте и долготе. Полет воздушной цели осуществлялся в районе центральной ППС так, чтобы обеспечить примерно одинаковые бистатические геометрические условия для всех ППС сети. Для задания начального значения высоты полета воздушной цели приемники были смещены по высоте на уровень минус 3000 м. СКО случайной ошибки разностно-дальномерных измерений было выбрано $\sigma_\varepsilon = 5$ м и для простоты считалось постоянным на протяжении всего сеанса измерений.

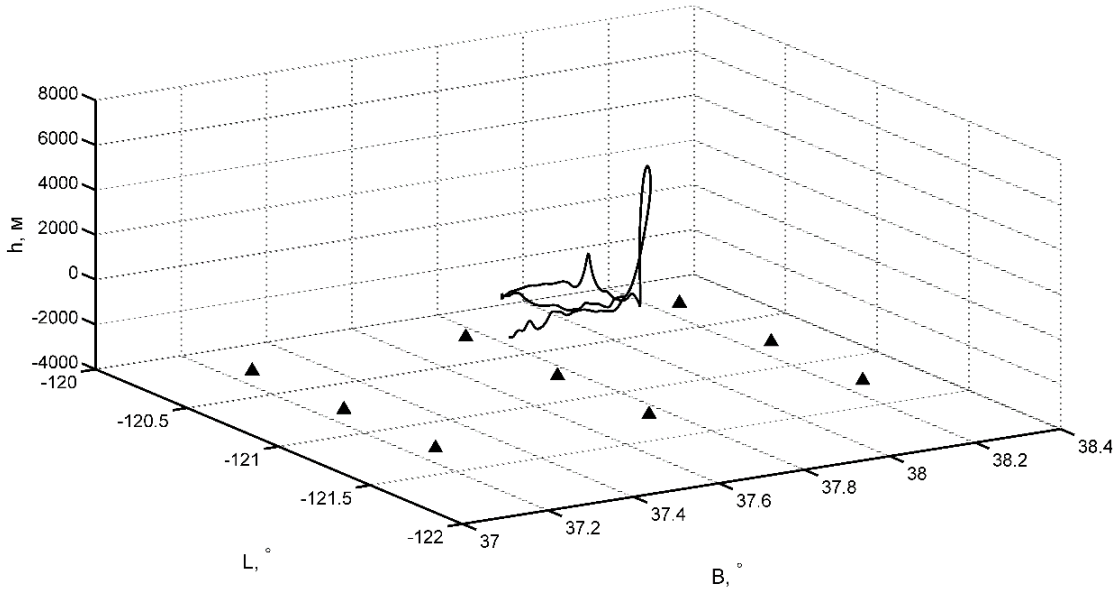


Рис. 4. Геометрия численного эксперимента

На рис. 5 приведен график абсолютных ошибок $\Delta x = \hat{x} - x$ оценки местоположения воздушной цели по координате *x* (тонкая серая линия), а также показана динамика изменения СКО формируемой оценки по соответствующей координате $\pm 2\sigma_x$ (жирная черная линия).

Аналогично, графики погрешностей $\Delta y = \hat{y} - y$ и $\Delta z = \hat{z} - z$, а также СКО погрешности формируемых оценок $\pm 2\sigma_y$ и $\pm 2\sigma_z$, показаны на рис. 6 и рис. 7 соответственно.

Временная зависимость абсолютной радиальной погрешности определения координат воздушной цели $\Delta R = \left[(\hat{x} - x)^2 + (\hat{y} - y)^2 + (\hat{z} - z)^2 \right]^{1/2}$ показана на рис. 8 (тонкая серая линия), жирной линией показана динамика изменения СКО формируемой оценки $2\sigma_R$, где $\sigma_R = \left[\sigma_x^2 + \sigma_y^2 + \sigma_z^2 \right]^{1/2}$, σ_x^2, σ_y^2, σ_z^2 – диагональные элементы формируемой ковариационной матрицы $\mathbf{K}_q$ погрешностей.

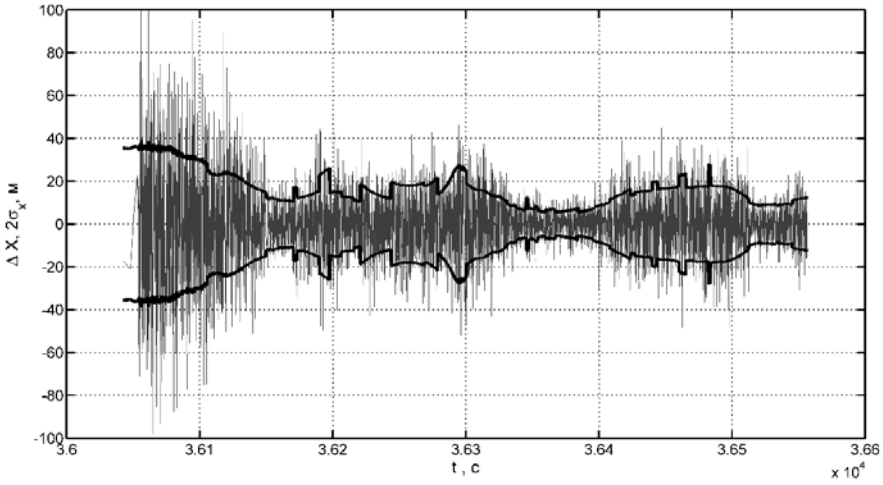


Рис. 5. Точность оценки координаты *x* воздушной цели

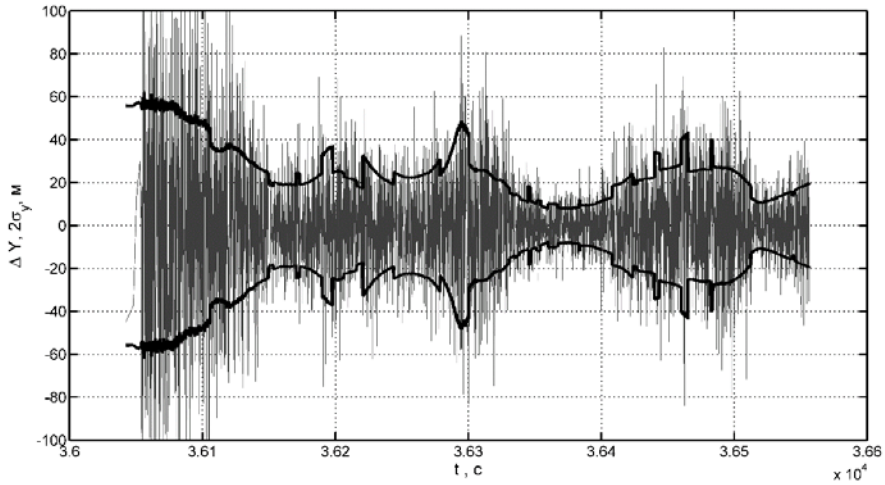


Рис. 6. Точность оценки координаты *y* воздушной цели

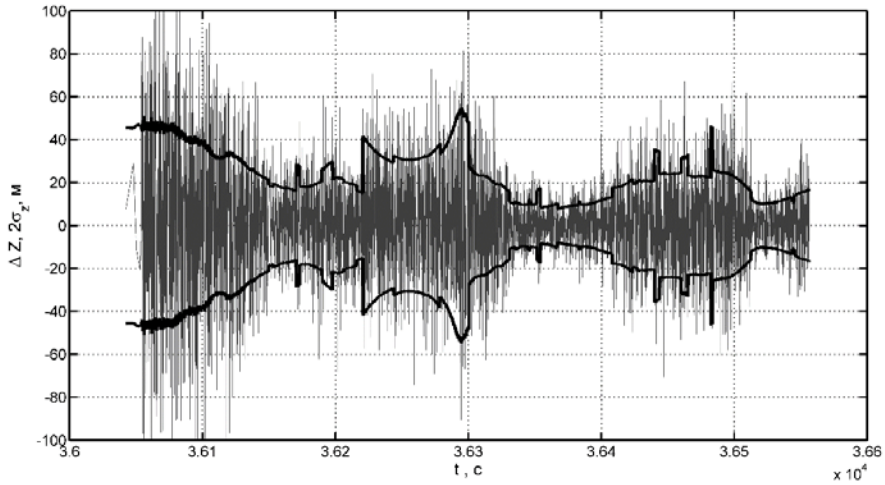


Рис. 7. Точность оценки координаты *z* воздушной цели

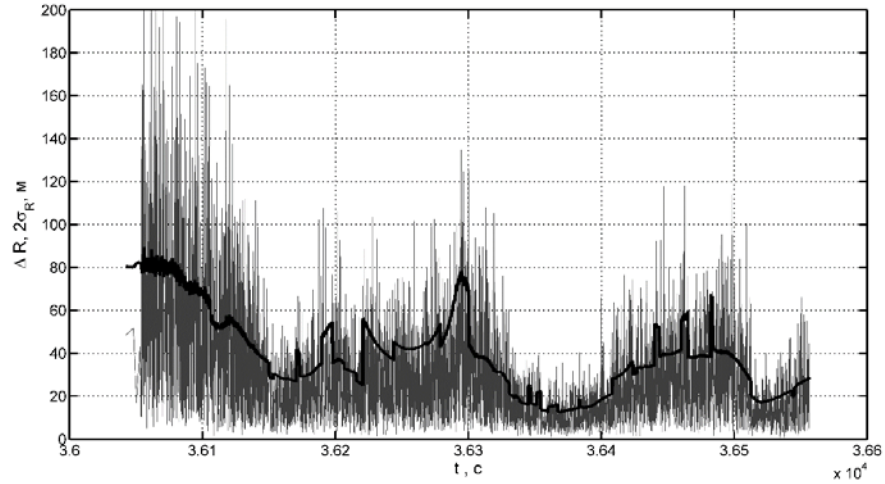


Рис. 8. Временная зависимость радиальной погрешности оценки местоположения воздушной цели

Анализ рис. 4–8 позволяет сделать заключение, что предложенная конфигурация многопозиционной системы наблюдения с внешним подсветом и кооперативным приемом на сети наземных ППС обеспечивает значительное повышение точности определение координат воздушной цели в сравнении с рассмотренными ранее системами с внешним подсветом [6–13].

Так максимальные значения СКО погрешности формируемых оценок (40 м по оси *x*, 60 м – по оси *y*, 50 м – по оси *z* и 80 м по радиальному удалению) в 4–5 раз сократились в сравнении с соответствующими погрешностями определения координат воздушной цели в рассмотренных ранее многопозиционных системах наблюдения (150 м по оси *x*, 250 м – по осям *y* и *z*, 350 м по радиальному удалению) [12].

Изменение геометрических условий наблюдения в системе с внешним подсветом и кооперативным приемом на сети наземных ППС также оказывает сильное влияние на точность формируемых оценок координат воздушной цели. Однако в этом случае геометрический фактор будет определяться общим количеством и взаимным расположением элементарных бистатических звеньев «передатчик – цель – приемник», из которых будет складываться многопозиционная система наблюдения. На рис. 9 показано изменение геометрического фактора *Г* в течение всего полета воздушной цели.

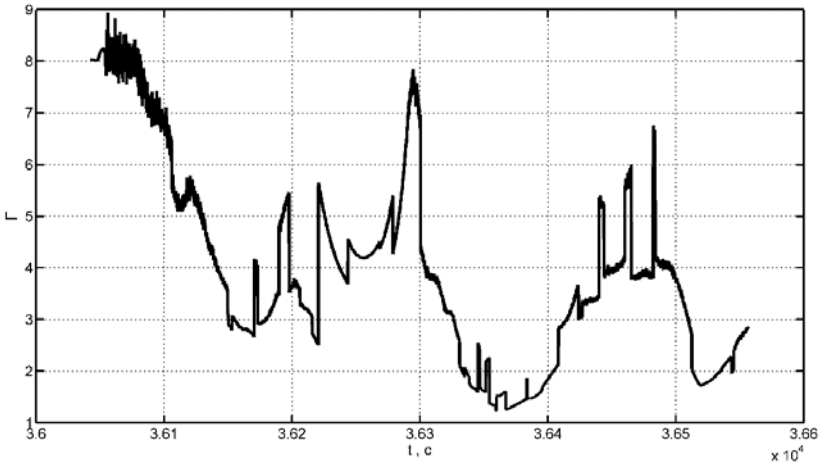


Рис. 9. Временная зависимость значений геометрического фактора

Видно, что значение геометрического фактора меняется от 0,5 до 9 единиц, что также в 4–5 раз меньше значений, полученных в [12]. При этом для 9 ППС общее количество элементарных бистатических звеньев «передатчик – цель – приемник», удовлетворяющих бистатическим условиям и участвующих в определении координат воздушной цели *N* изменяется от 7 до 17 (рис. 10). При этом уменьшение количества бистатических звеньев до 9–7 приводит к увеличению значения геометрического фактора до 6–9.

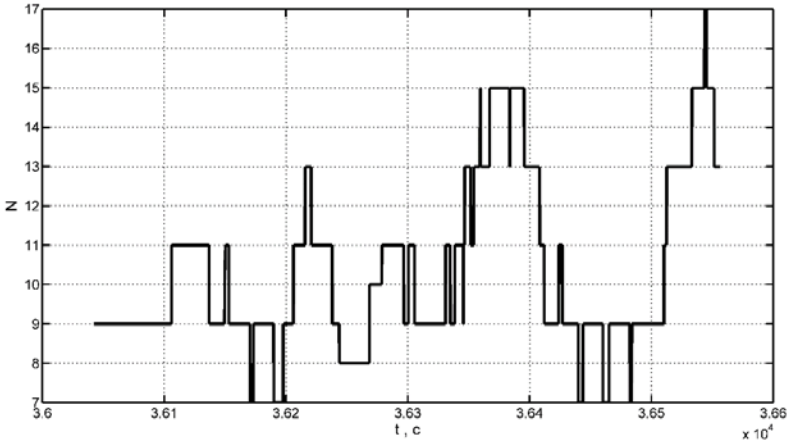


Рис. 10. Временная зависимость количества элементарных бистатических звеньев «передатчик – цель – приемник», удовлетворяющих условию просветной локации

На точность определения координат воздушной цели в многопозиционной системе наблюдения с внешним подсветом и кооперативным приемом на сети наземных ППС сильное влияние будет также оказывать соотношение между высотой полета воздушной цели и величиной базы наземной сети ППС.

Для оценки влияния этого фактора база наземной сети ППС была зафиксирована величиной 100 км. Изменяя высоту полета воздушной цели от 500 до 8000 м с шагом 500 м, оценивалась точность определения координат воздушной цели. В качестве параметра точности были использованы максимальное за время полета значение СКО абсолютной радиальной погрешности определения координат воздушной цели $2\sigma_{R,\max}$ и его среднее значение (математическое ожидание) $M\{2\sigma_R\}$. Результаты проведенных экспериментов показаны на рис. 11.

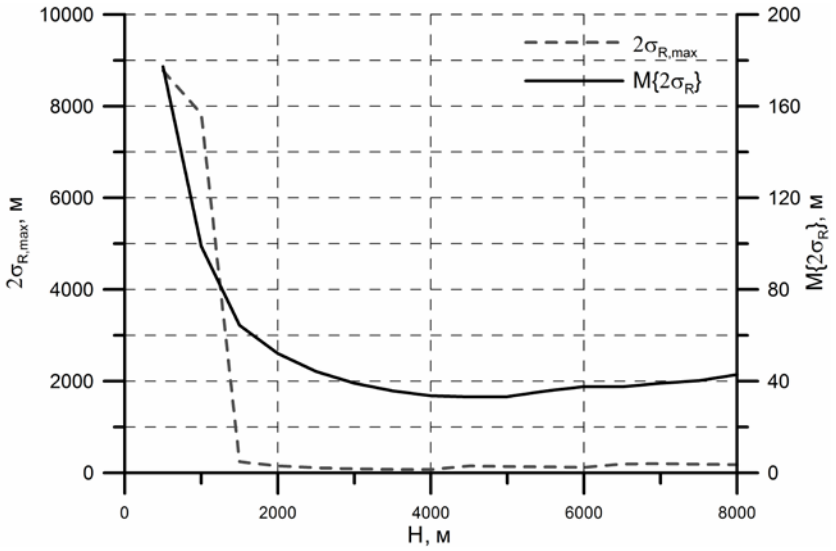


Рис. 11. Зависимость точности определения координат воздушной цели от высоты ее полета при фиксированном значении базы сети наземных ППС 100 км

Анализ рис. 11 показывает, что уменьшение погрешности с увеличением высоты происходит по экспоненциальной зависимости. При этом значительное уменьшение погрешности происходит до высоты 1500 м, а дальнейшее увеличение высоты выигрыша в точности практически не приносит.

Уменьшение высоты цели при фиксированной величине базы, с одной стороны, приводит к увеличению значений бистатического угла и разносу «пригоризонтных» радиомаяков, что должно вызвать уменьшение геометрического фактора *Г*, но при этом перестают выполняться бистатические условия локации для «зенитных» радиомаяков, что, с другой стороны, приводит к скачкообразному увеличению значений *Г* и, следовательно, ухудшению точности определения координат цели.

Таким образом, для многопозиционной системы наблюдения с внешним подсветом и кооперативным приемом на сети из 9 наземных ППС, расположенных с шагом 50 км по широте и долготе (база – 100 км), зона действия по высоте будет ограничена значением 500 м. Но наилучшее оптимальное соотношение между высотой полета воздушной цели и величиной базы наземной сети ППС составляет 4000:100000 или 1:25.

Для расширения зоны действия многопозиционной системы наблюдения в область малых высот необходимо при сохранении величины базы сети наземных ППС увеличить их количество с одновременным уменьшением шага по широте и долготе. Зависимость среднего за время полета значения СКО радиальной погрешности определения координат $M\{2\sigma_R\}$ от высоты полета воздушной цели при фиксированном значении базы 100 км сети из 25 наземных ППС, расположенных с шагом 20 км, приведена на рис. 12 (пунктирная линия) в сравнении с предыдущими результатами (сплошная линия).

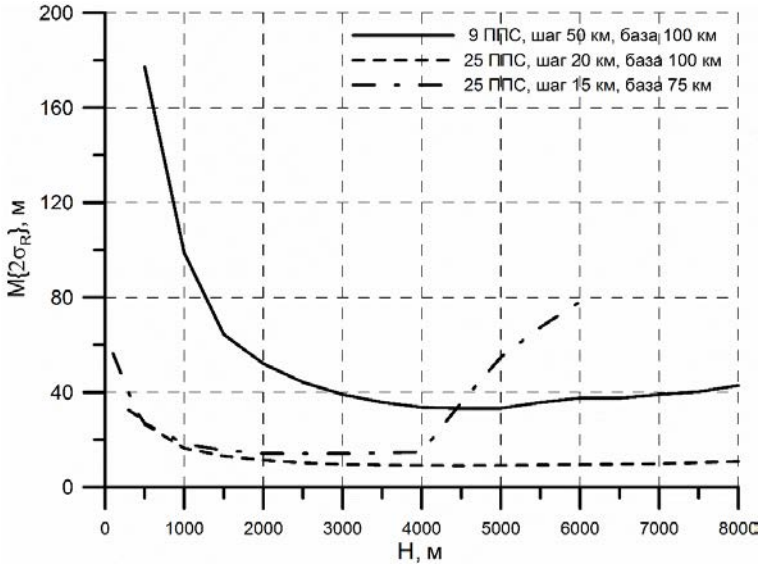


Рис. 12. Зависимость погрешности определения координат от высоты полета воздушной цели для различной конфигурации сети наземных ППС

Видно, что увеличение количества ППС с уменьшением шага их расположения при сохранении величины базы сети приводит к значительному (в 2–5 раз) снижению погрешности определения координат цели, при этом зона действия в области малых высот расширяется до 300 м.

Дальнейшее уменьшение шага расположения ППС с уменьшением величины базы сети еще больше расширит зону действия системы наблюдения по высоте (до 100 м, см. рис. 12, штрих-пунктирная линия), однако в целом значения погрешности определения координат увеличиваются и существенно сокращается зона действия системы наблюдения в области больших высот (до 5–6 км в сравнении с 8 км и более для предыдущих конфигураций сети ППС), что обусловлено уменьшением на большой высоте полета цели количества бистатических звеньев, для которых выполняется условие просветной локации.

Таким образом, разработанный алгоритм определения координат воздушных целей в многопозиционной системе наблюдения с внешним подсветом и кооперативным приемом на сети наземных ППС обеспечивает повышение в 4–5 раз точности определения координат воздушной цели в сравнении с многопозиционными системами с централизованной обработкой в одном приемнике. Увеличение количества ППС с уменьшением шага их расположения при сохранении величины базы сети приводит к значительному снижению погрешности определения координат цели и расширению зоны действия системы в области малых высот.

Литература

1. *Черняк В.С.* Многопозиционная радиолокация. М.: Радио и связь, 1993. 416 с.

2. *Glennon E.P., Dempster A.G., Rizos C.* Feasibility of Air Target Detection Using GPS as a Bistatic Radar // Journal of Global Positioning Systems. 2006. Vol. 5. No. 1–2. Pp. 119–126.

3. *Behar V., Kabakchiev C., Rohling H.* Air Target Detection using Navigation Receivers Based on GPS L5 Signals // Proceedings of International Radar Symposium. 2013. Pp. 212–217.

4. *Ксендзук А.В., Фатеев В.Ф., Попов С.А.* Неизлучающая радиолокационная система, основанная на приёме отражённых сигналов навигационных систем ГЛОНАСС и GPS // Труды ОАО «МАК «Вымпел». Сборник статей. М.: Радиотехника, 2009. С. 60–66.

5. *Донец С.К.* Исследование возможности использования ГНСС для пассивной радиолокации низколетящих объектов // Магистерская диссертация. Руководитель диссертации Шабельников Е.А. Алма-Аты: Алматинский университет энергетики и связи, 2013. 69 с.

6. *Кирюшкин В.В., Черепанов Д.А.* Бистатическая локация воздушных целей сигналами спутниковых радионавигационных систем // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2010. Том 6. №11. С. 33–38.

7. *Кирюшкин В.В., Черепанов Д.А., Дисенов А.А., Ткаченко С.С.* Способ обнаружения и оценки радионавигационных параметров сигнала космической системы навигации, рассеянного воздушной целью, и устройство его реализации // Патент на изобретение №2014101847 (002722) от 21.01.2014 г.

8. *Кирюшкин В.В., Дьяконов Е.А.* Моделирование канала вторичной обработки приемника многопозиционной системы наблюдения // Материалы XVI международной конференции «Информатика: проблемы, методология, технологии» г. Воронеж, 11–12 февраля 2016 г. Под ред. Н.А. Тюкачева, А.А. Крыловецкого. Воронеж: ВГУ. 2016. Т. 5. С. 133–138.

9. *Кирюшкин В.В., Черепанов Д.А., Дьяконов Е.А.* Определение координат воздушной цели в многопозиционной системе наблюдения «навигационные спутники – воздушная цель – наземный приемник» // Теория и техника радиосвязи. 2016. №2. С. 29–35.

10. *Кирюшкин В.В., Черепанов Д.А., Костылев В.И.* Влияние геометрических условий наблюдения на возможность и точность оценки координат воздушной цели в многопозиционной системе «навигационные спутники – воздушная цель – наземный приемник» // Радиолокация, навигация и связь: XXII международная научно-техническая конференция – Воронеж: 2016. Т. 2. С. 1395–1408.

11. *Kiryushkin V.V., Cherepanov D.A.* Coordinates estimation of the air target in the multiitem observation system «navigation satellites – the air target – the ground receiver» // J. Sib. Fed. Univ. Eng. Technol. 2016. 9(8). Pp. 1172–1182. DOI: 10.17516/1999-494X-2016-9-8-1172-1182.

12. *Кирюшкин В.В., Черепанов Д.А., Дьяконов Е.А.* Точность определения координат воздушных целей в многопозиционной системе наблюдения с внешним подсветом сигналами глобальных навигационных спутниковых систем // Теория и техника радиосвязи. 2017. №2. С. 37–47.

13. *Кирюшкин В.В., Черепанов Д.А., Дьяконов Е.А.* Повышение точности определения координат воздушных целей в многопозиционной системе наблюдения с внешним подсветом сигналами глобальных навигационных спутниковых систем за счет использования сигналов псевдоспутников // Теория и техника радиосвязи. 2017. №3. С. 32–41.

14. *Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н.* Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М.: Радиотехника, 2014. 632 с.

15. *Шабшеевич В.С., Дмитриев П.П., Иванцевич Н.В. и др.* Сетевые спутниковые радионавигационные системы / Под ред. П.П. Дмитриева и В.С. Шабшеевича. М.: Радио и связь, 1982. 272 с.

Статья поступила в редакцию 20 ноября 2017 года

УДК 621.391.2

ДОСТОВЕРНОСТЬ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ОТ ДАТЧИКОВ НАБЛЮДЕНИЯ ОБЪЕКТОВ В РАЗЛИЧНЫХ ФИЗИЧЕСКИХ ПОЛЯХ

© Авторы, 2018

В.И. Лютин, к.т.н., доцент, с.н.с., НИИИ РЭБ ВУНЦ ВВС «ВВА»
Е.Н. Десятирикова, д.э.н., к.ф.м.-н., профессор, ВГТУ, e-mail: science2000@ya.ru
О.Б. Макеева, к.э.н., доцент, ВГУ; начальник департамента, АО «Концерн «Созвездие»

На основе теории различения статистических гипотез синтезирован алгоритм обнаружения объектов по результатам совместного наблюдения в нескольких физических полях. Разработана методика определения байесовского риска в задачах принятия решений по критерию Неймана–Пирсона. Проведено сравнение качества работы синтезированного алгоритма с эвристическими алгоритмами, показывающее преимущество комплексированной обработки сигналов от датчиков изображений. Установлено, что увеличение сред наблюдения приводит к повышению качества обнаружения объектов.

Ключевые слова: *теория различения гипотез, байесовский риск, отношение правдоподобия, достаточная статистика, имитационное моделирование.*

ECONOMIC EFFICIENCY EVALUATION FOR PROCESSING OF SIGNALS FROM SENSORS FOR OBJECT OBSERVATION IN VARIOUS PHYSICAL FIELDS

© Authors, 2018

V.I. Lutin, Ph.D. (Eng.), Associate Professor, Senior Researcher, Zhukovsky and Gagarin Air Force Academy (Voronezh)
E.N. Desyatirikova, Dr.Sci. (Econ.), Ph.D. (Phys.-Math.), Professor, VSTU, e-mail: science2000@ya.ru
O.B. Makeeva, Ph.D. (Econ.), Associate Professor, VSU; Head of Department, JSC «Concern «Sozvezdie»

On the basis of the theory of statistical hypotheses distinguishing, an algorithm for detection of objects is synthesized according to the results of joint observation in several physical fields. The method for determination of the Bayesian risk in the problems of decision making based on the Neumann-Pearson criterion is developed. It is the base for assessment of economic efficiency of the synthesized algorithm for complex processing of signals from image sensors. Efficiency of complex signal processing by simulation is estimated. It has been established that an increase in observation media leads to improvement of hypotheses distinguishing quality.

Keywords: *theory of hypotheses distinguishing, Bayesian risk, plausibility ratio, sufficient statistics, simulation modeling.*

Всё возрастающие требования к эффективности и качеству обнаружения объектов в условиях возрастания информационных потоков приводят к необходимости всемерной оптимизации автоматических систем обнаружения объектов [1, 2]. Одним из перспективных направлений совершенствования автоматических систем обнаружения объектов, повышения их помехоустойчивости является использование информации о пространственно-энергетических характеристиках объектов и фонов, получаемой в различных участках спектра электромагнитного излучения – ультрафиолетовом, видимом, инфракрасном и других. При этом изображение просматриваемой области пространства не интерпретируется как обычный зрительный образ, воспринимаемый человеком, а является многомерным образом, пригодным для машинного восприятия. В известной литературе отсутствует строгая постановка и решение задачи синтеза оптимальных алгоритмов обработки результатов подобных комплексных наблюдений, не обсуждены особенности оценки эффективности таких алгоритмов.

Цель работы – разработка технологии комплексирования результатов наблюдения объектов несколькими датчиками формирования изображений в различных физических полях и оценка байесовского риска при неизвестных априорных вероятностях и невозможности получения аналитического решения.

 ISSN 1995-7009

1. Формализация проблемы

Статистически оптимальный алгоритм поиска, обнаружения и распознавания объектов строится на основе различения статистических гипотез $H_k, k=\overline{0,K}$, число K которых определяется произведением чисел типовых объектов n_o, числа изображений каждого из объектов с различных дальностей и при различных ракурсах наблюдения n_p, а также числа зон поиска объектов на изображении просматриваемой поверхности n_u: $K = n_o \cdot n_p \cdot n_u$.

При совместном наблюдении объекта несколькими датчиками результат наблюдения представляется трёхмерным массивом чисел при двухканальной системе наблюдения, четырёхмерным – при трёхканальной и так далее. Изображение, создаваемое несколькими датчиками излучений, представляется набором многокомпонентных векторов наблюдения с размерностью L_{km}, определяемой числом элементов изображения, занимаемых проекцией объекта при каждой k-й гипотезе в каждом m-м канале ($m=\overline{1,M}$) наблюдения. Для тепловизионного изображения это результат измерения кажущихся температур, определяемых элементами пространственного строба сканирующего приёмника теплового излучения; для радиометрического изображения – результат измерения кажущейся температуры поверхности, охватываемой раскрывом антенны радиометрического измерителя миллиметрового диапазона длин волн; в случае изображения в видимом диапазоне длин волн – результат измерения коэффициентов яркости участков просматриваемой поверхности; для радиолокационного изображения с синтезированием апертуры или лазерно-локационного изображения – энергетическое изображение, представляющее собой распределение коэффициентов отражения излучения на плоскости, и дальнометрическое изображение, представляющее собой распределение высот просматриваемой поверхности или образ её рельефа.

Поиск и обнаружение объекта осуществляется сканированием просматриваемой поверхности пространственным стробом, в котором формируется многомерное векторное наблюдение с числом отсчётов, определяемым числом каналов наблюдения и числом отсчётов в пространственном стробе каждого из каналов. Векторное наблюдение есть комплексированное изображение, дающее сведения о наблюдаемом объекте в целом. Комплексированное изображение представляет собой совокупность сведений об окружающих наблюдателя объектах, добываемую всеми доступными наблюдателю средствами.

Формально наблюдение при k-й гипотезе описывается вектором

$$\vec{Y_k} = \left\{ y_{mi}, i=\overline{1, L_{km}}, m=\overline{1,M} \right\}, \qquad (1)$$

где y_{mi} – i-й компонент вектора наблюдения m-го канала. Каждый компонент вектора наблюдения, соответствующий одному элементу комплексированного изображения, есть результат преобразования принятого излучения в электрический сигнал, случайность которого обусловлена неравномерностями отражательных и излучательных свойств поверхностей наблюдаемых объектов и фонов и собственным шумом элементарного приёмника излучений, и равен

$$y_{mi} = S_{mki} + \zeta_{mi} \cdot \sigma_{Smki} + \eta_{mi} \cdot \sigma_{mi} : H_k,$$
$$k=\overline{0,K}, i=\overline{1, L_{km}}, m=\overline{1,M}, \qquad (2)$$

где S_{mki} – среднее значение i-го компонента m-го канала при условии справедливости гипотезы H_k, обусловленное средним значением принимаемого излучения в i-м элементе разрешения изображения; σ_{Smki} – среднеквадратическое отклонение i-го компонента m-го канала при условии справедливости гипотезы H_k, обусловленное отклонением от среднего величины принимаемого излучения в i-м элементе разрешения изображения; σ_{mi} – среднеквадратическое отклонение i-го компонента, обусловленное собственными шумами приёмника излучения в i-м элементе разрешения изображения, не зависящее от гипотезы H_k; ζ_{mi}, η_{mi} – независимые стандартные нормальные случайные числа.

Гипотеза H_0 соответствует отсутствию интересующих объектов в наблюдаемом изображении.

2. Алгоритм решения задачи

В соответствии с теорией различения статистических гипотез решение об обнаружении объекта, соответствующего гипотезе H_k, принимается, если отношение правдоподобия Λ_k превысит установленный порог h_k, определяемый критерием принятия решений [3]

$$\Lambda_k = \frac{w\left(\left\{y_{m1}, y_{m2}, ..., y_{mL_{km}}, m=\overline{1,M}\right\} \mid H_k\right)}{w\left(\left\{y_{m1}, y_{m2}, ..., y_{mL_{km}}, m=\overline{1,M}\right\} \mid H_0\right)} \begin{matrix} \gamma = H_k \\ > \\ < \\ \gamma = H_0 \end{matrix} h_k \quad k=\overline{1,K}, \tag{3}$$

где $w\left(\left\{y_{m1}, y_{m2}, ..., y_{mL_{km}}, m=\overline{1,M}\right\} \mid H_k\right)$, $k=\overline{0,K}$ – условные плотности совместного распределения вероятностей компонентов вектора наблюдения.

Распознавание обнаруженных объектов проводится как выбор гипотезы, для которой величина Λ_k из превысивших порог h_k максимальна:

$$\gamma = H_k: \quad k = \underset{k:\ \Lambda_k > h_k}{\arg\max} \left\{\Lambda_k\right\}. \tag{4}$$

В случае нормального распределения случайных величин $\zeta_{mi}, \eta_{mi}, i=\overline{1,L_{km}}$, их независимости и некоррелированности алгоритм обнаружения сводится к сравнению достаточной статистики ξ с порогом сравнения Π_k и имеет вид [3]

$$\xi \begin{matrix} \gamma=H_k \\ \geq \\ < \\ \gamma=H_0 \end{matrix} \Pi_k. \tag{5}$$

Достаточная статистика равна сумме достаточных статистик ξ_m, вычисляемых для каждой среды наблюдения:

$$\xi = \sum_{m=1}^{M} \xi_m = \sum_{m=1}^{M} \sum_{i=1}^{L_{km}} \left\{A_{mi} \cdot y_{mi}^2 + B_{mi} \cdot y_{mi}\right\}, \tag{6}$$

где $A_{mi} = -\frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{\sigma_{Smki}^2 + \sigma_{mi}^2} - \frac{1}{\sigma_{Sm0i}^2 + \sigma_{mi}^2} \right)$, $B_{mi} = \frac{S_{mki}}{\sigma_{Smki}^2 + \sigma_{mi}^2} - \frac{S_{m0i}}{\sigma_{Sm0i}^2 + \sigma_{mi}^2}$.

Порог сравнения достаточной статистики равен

$$\Pi_k = \ln h_k + \sum_{m=1}^{M} \sum_{i=1}^{L_{km}} \left(\ln \frac{\sigma_{Smki}^2 + \sigma_{mi}^2}{\sigma_{Sm0i}^2 + \sigma_{mi}^2} + \frac{S_{mki}^2}{\sigma_{Smki}^2 + \sigma_{mi}^2} - \frac{S_{m0i}^2}{\sigma_{Sm0i}^2 + \sigma_{mi}^2} \right). \tag{7}$$

Таким образом, алгоритм принятия решений при наблюдениях в нескольких средах заключается в суммировании достаточных статистик, сформированных в каждой среде наблюдения, и сравнении суммы с порогом, определяемым как сумма порогов сравнения каждой из достаточных статистик и логарифма порога сравнения отношения правдоподобия.

Достаточная статистика является случайной величиной и представляет собой весовую сумму компонентов вектора наблюдения и их квадратов от датчиков излучений различной природы. Весовые коэффициенты и порог сравнения определяются эталонными изображениями объектов обнаружения.

Гибкость синтезированного алгоритма, заключающаяся в выборе способа описания эталонных изображений объектов, позволяет провести границу между процедурами поиска-обнаружения и распознавания объектов за счёт использования понятий определённо ориентированных и неопределённо ориентированных эталонных изображений объектов. Изображения определённо ориентированных объектов задаются для каждой из различаемых гипотез H_k конкретными значениями средних S_{mki} и дисперсий σ_{Smki}^2 компонентов векторного наблюдения, а также числом элементов изображения L_{km} каждого канала и их взаимным расположением. Возможность перехода от определённо ориентированных объектов к неопределённо ориентированным объектам обусловлена тем фактом, что в реальных системах обзора затруднительно точное совмещение координат отсчётов изображений наблюдаемых объектов и их эталонов, в результате чего возрастают случайные компоненты сигналов от датчиков. Изображения неопределённо ориентированных объектов задаются равными значениями компонентов векторов средних $S_{mki} = S_{mk}, i=\overline{1,L_{km}}$, и дисперсий сигналов $\sigma_{Smki}^2 = \sigma_{Smk}^2, i=\overline{1,L_{km}}$, и максимально плотной упаковкой элементов изображения (в виде круга или квадрата) для каждой из различаемых гипотез. Неопределённо ориентированные объекты обнаруживаются по двум гистограммным признакам – среднему и дисперсии сигналов, задаваемым для каждого из диапазонов длин волн излучений. Для определённо ориентированных объектов при преобладании собственных шумов приёмника над случайным

компонентом сигнала $\sigma^2_{mi} >> \sigma^2_{Smki}$ распределение весовой суммы (достаточной статистики) ξ асимптотически нормальное, что облегчает анализ качества принятия решений за счёт расширения их многообразия.

3. Структура устройства принятия решения

Структурная схема устройства принятия решений, реализующего алгоритм (9) для случая неопределённо-ориентированных объектов, приведена на рис. 1.

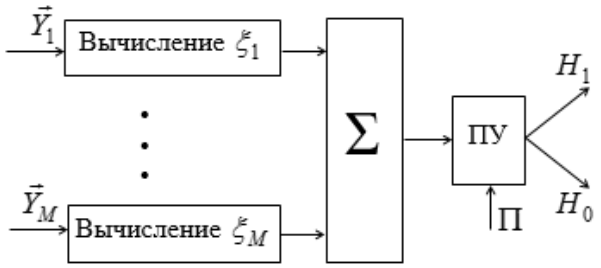


Рис. 1. Структура устройства принятия решений

По результатам наблюдения в каждой среде $\vec{Y}_m, m=\overline{1,M}$, вычисляются достаточные статистики $\xi_m, m=\overline{1,M}$, которые складываются в сумматоре Σ. Сумма достаточных статистик в пороговом устройстве ПУ сравнивается с порогом П . Если сумма больше или равна порогу, то принимается решение о гипотезе H_1, в противном случае – о гипотезе H_0. Структурная схема устройства вычисления достаточных статистик приведена на рис. 2.

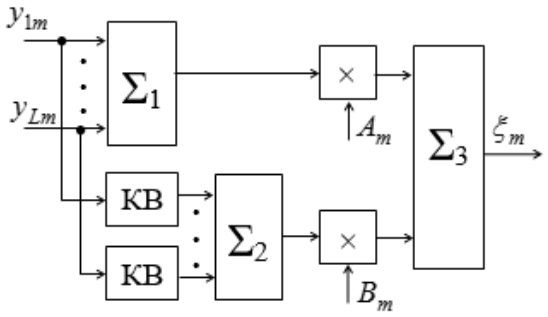


Рис. 2. Структурная схема устройства вычисления достаточных статистик

Компоненты вектора $\vec{Y}_m, m=\overline{1,M}$, суммируются в сумматоре Σ_1 и возводятся в квадрат в квадраторах КВ. Квадраты компонентов вектора $\vec{Y}_m, m=\overline{1,M}$, суммируются в сумматоре Σ_2. Результаты суммирования в умножителях × умножаются на коэффициенты A_m и B_m, произведения складываются в сумматоре Σ_3.

4. Процедура принятия решения

Разбиение объектов на определённо ориентированные и неопределённо ориентированные позволяет выполнять поиск, обнаружение и распознавание объектов по двухэтапной процедуре. На первом этапе проводится поиск и обнаружение объектов как неопределённо ориентированных и определение их координат, на втором этапе – распознавание обнаруженных объектов.

При решении задачи обнаружения различаются две гипотезы: H_1 – о наблюдении объекта; H_0 – об отсутствии объекта. Одним из способов оценки эффективности затрат на проведение мероприятий по построению систем обнаружения является определение и минимизация среднего байесовского риска, который равен [3]

$$R=\sum_{r=0}^{1} P_r \sum_{n=0}^{1} P\left(H_n \middle| H_r\right)\cdot \Pi_{n,r}\,, \qquad (8)$$

где P_r, $r=0,1$, $P_0+P_1=1$ – априорные вероятности гипотез; $P\left(H_n \middle| H_r\right)$ и $\Pi_{n,r}$, $n,r=0,1$ – вероятность и плата при принятии гипотезы H_n, если истинна гипотеза H_r.

При определении байесовского риска в задачах обнаружения объектов возникает проблема: необходимо знать априорные вероятности гипотез, а в задачах обнаружения по критерию Неймана–Пирсона задаётся вероятность ложной тревоги, например, как отношение площади видимой проекции объекта к площади просматриваемой поверхности. Идея решения данной проблемы состоит в нахождении порога сравнения достаточной статистики П для обеспечения требуемой вероятности ложной тревоги F, определении виртуальных априорных вероятностей $P_0=P\left(H_0\right)$ и $P_1=P\left(H_1\right)$ и, в конечном итоге, в расчете среднего байесовского риска [4]. Порог сравнения отношения правдоподобия определяется из соотношения

$$P\left(\Lambda > h \middle| H_0\right)=P\left(\xi > \Pi \middle| H_0\right). \qquad (9)$$

Плотность распределения вероятностей значений достаточной статистики при $\sigma^2_{1m} \neq \sigma^2_{0m}$ и $m_{1m} \neq m_{0m}$ не подчиняется ни нормальному, ни χ^2-распределению, поэтому рас-

пределение вероятностей достаточной статистики определяется моделированием алгоритма по методу Монте-Карло, в ходе которого формируется массив значений достаточной статистики при наблюдении по гипотезе H_0 $\left\{\xi_{0k}, k=\overline{1,N}\right\}$, где $N \geq \left[\mathrm{erf}^{-1}\left(P_д\right)\right]^2 \Big/ \left(2\cdot\Delta_д^2\right)$, $P_д$ и $\Delta_д$ –доверительные вероятность и интервал [5]. Полученный массив упорядочивается в порядке возрастания элементов:

$$S = \mathrm{sort}\left\{\xi_{0k}, k=\overline{1,N}\right\}. \quad (10)$$

Порог равен значению элемента упорядоченного массива достаточной статистики с номером $K = \mathrm{int}\left[N\cdot\left(1-F\right)\right]$ $\Pi = S_K$. При найденном пороге проводится моделирование по гипотезе H_1, и определяются $P\left(H_1\middle|H_1\right)$ – вероятность правильного решения о гипотезе H_1 и $P\left(H_0\middle|H_1\right)$ – вероятность ошибочного решения о гипотезе H_0, если истинна гипотеза H_1.

Из выражения (6) при известном пороге Π находим

$$h = \exp\left\{\Pi - \sum_{i=1}^{M}\left[\frac{L}{2}\cdot\left(\frac{m_{1i}^2}{\sigma_{1i}^2}-\frac{m_{0i}^2}{\sigma_{0i}^2}\right)-L\cdot\ln\frac{\sigma_{0i}}{\sigma_{1i}}\right]\right\}. \quad (11)$$

Из выражения для порога сравнения отношения правдоподобия по критерию Байеса $h = P_0\cdot\left(\Pi_{10}-\Pi_{00}\right)\Big/\left(P_1\cdot\left(\Pi_{01}-\Pi_{11}\right)\right)$ [6] находим виртуальные априорные вероятности

$$P_1 = \left(1+h\cdot\left(\Pi_{01}-\Pi_{11}\right)\Big/\left(\Pi_{10}-\Pi_{00}\right)\right)^{-1},$$
$$P_0 = 1-P_1. \quad (12)$$

5. Моделирование: результаты и интерпретация

На рис. 3 приведены результаты моделирования в виде точечного поля и в виде графика упорядоченных N значений достаточной статистики, представляющего собой по существу интегральное распределение достаточной статистики, по которому определяется значение порога.

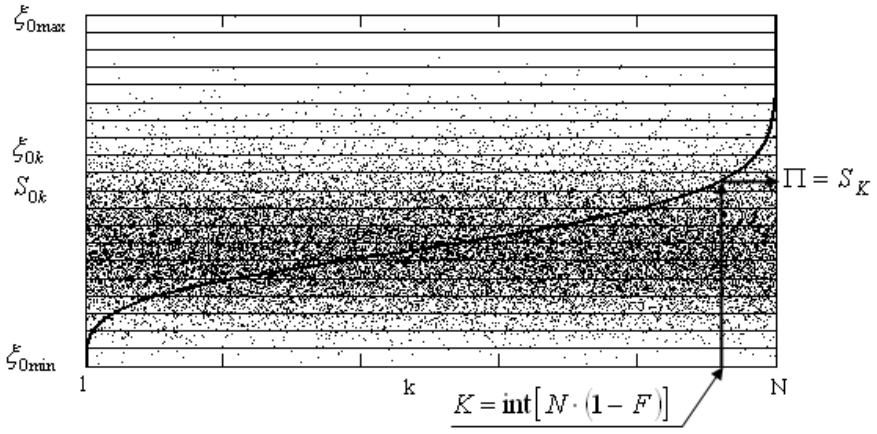


Рис. 3. Результаты моделирования и определение порога

Рассматриваемая задача имеет аналитическое решение при $\sigma_{1m}^2 = \sigma_{0m}^2 = \sigma_i^2, m=\overline{1,M}$. При этом вероятность правильного решения о гипотезе H_1 равна

$$P\left(H_1\middle|H_1\right) = \Phi\left(\Phi^{-1}\left(1-F\right)+\sqrt{\sum_{m=1}^{M} q_m}\right), \quad (13)$$

где $\Phi\left(z\right) = \left(\sqrt{2\cdot\pi}\right)^{-1}\cdot\int_{-\infty}^{z}\exp\left\{-x^2/2\right\}\cdot dx$ – интеграл вероятности; $\Phi^{-1}\left(\bullet\right)$ – обратная функция интеграла вероятности; $q_m = \left(m_{1,m}-m_{0,m}/\sigma_m\right)^2$ – параметры отличия наблюдений по гипотезам H_1 и H_0 в различных средах наблюдения.

Представление параметра обнаружения в виде суммы параметров обнаружения в каждом из каналов наблюдения позволяет установить границы значений параметра обнаружения в одном из каналов при фиксированных значениях параметров обнаружения других каналов, при которых вероятность обнаружения не превосходит заданной величины P. Для случая двухканальной системы параметр обнаружения одного из каналов при

фиксированном значении параметра обнаружения другого канала определяется выражением

$$q_2 = \left[\Phi^{-1}(1-F) - \Phi^{-1}(1-P)\right]^2 - q_1. \qquad (14)$$

На рис. 4 приведены графики характеристик обнаружения, по которым определяются значения параметров обнаружения в двух каналах для достижения требуемой вероятности обнаружения. На рис. 5 показан график определения параметров обнаружения трёхканальной системы для достижения вероятности обнаружения 0,8 при вероятности ложной тревоги F = 0,25.

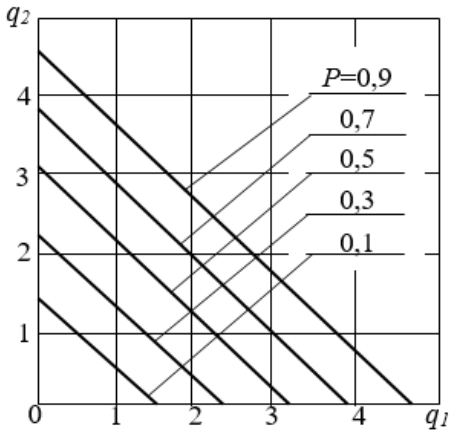


Рис. 4. Характеристики обнаружения двухканальной системой

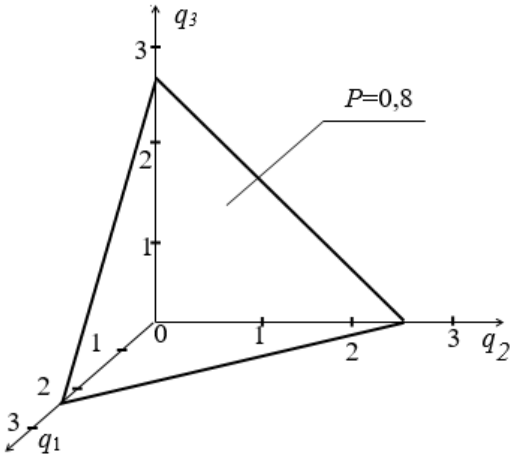


Рис. 5. Характеристика обнаружения трёхканальной системой

В предположении равенства дисперсий наблюдений по обеим гипотезам (что приводит к гауссовскому распределению достаточной статистики и даёт аналитическое решение задачи) проведено сравнение качества обнаружения объекта комплексированной системой двух датчиков и систем обнаружения с комбинированием решений двух датчиков по правилам «два из двух» (схема И) и «один из двух» (схема ИЛИ). Соответствующие характеристики обнаружения приведены на рис. 6. При параметрах обнаружения в каждом из двух каналов, равных $q_1 = q_2 = 2$, вероятности обнаружения равны 0,57, 0,48, 0,70 для трёх сравниваемых систем. Причём для любой пары сочетаний значений параметров обнаружения вероятность обнаружения выше у системы с комплексированием результатов наблюдений.

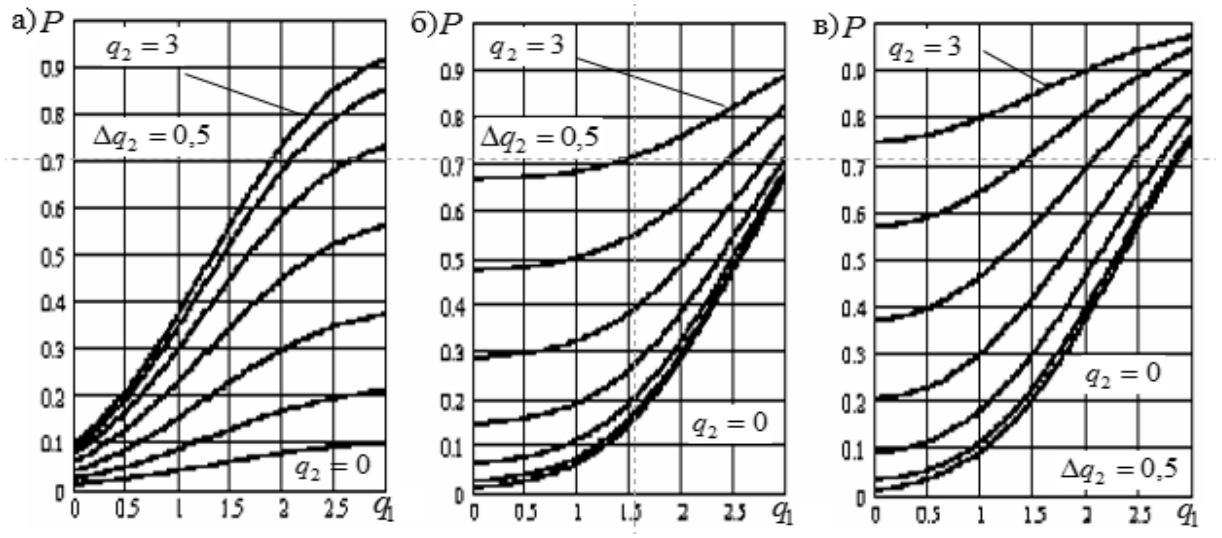


Рис. 6. Вероятность обнаружения при трёх способах объединения:
а) два из двух (И); б) один из двух (ИЛИ); в) комплексирование

Заключение

Таким образом, на основе синтеза оптимального алгоритма обнаружения и распознавания объектов разработан технологический принцип комплексирования сигналов от датчиков наблюдения объектов в различных физических полях и разработана методика определения байесовского риска при проверке статистических гипотез в задаче обнаружения объектов по критерию Неймана–Пирсона. В работе получен научный результат, состоящий в определении виртуальных априорных вероятностей, соответствующих заданной вероятности ложной тревоги. Установлено, что увеличение числа сред наблюдения приводит к возрастанию вероятности правильного решения или к повышению качества различения гипотез; с другой стороны, слабое отличие наблюдений в каждой из сред за счёт увеличения числа сред наблюдения позволит повысить качество решения, то есть возможен размен числа сред наблюдения на качество решения, что является проявлением синергетического эффекта: совместным наблюдением нескольких датчиков с невысокими показателями качества возможно обнаружение плохо видимого или преднамеренно замаскированного объекта, чего нельзя достичь работой одного высококачественного датчика.

Литература

1. *Десятирикова Е.Н., Белоусов В.Е.* Модель ценности информационного ресурса системы управления экономической системой // Вестник Воронежского государственного университета. Сер. Системный анализ и информационные технологии. 2012. № 2. С. 100–106.

2. *Новикова Н. М.* Байесовский механизм принятия решений человеком-оператором // Вестник Воронежского государственного университета. Сер. Системный анализ и информационные технологии. 2006. № 2. С. 119–124.

3. *Ван Трис Г.* Теория обнаружения, оценок и модуляции. М.: Советское радио, 1972. Т. 1. 742 с.

4. *Лютин В.И., Десятирикова Е.Н.* Технология определения байесовского риска моделированием по методу Монте-Карло алгоритма принятия решений по критерию Неймана–Пирсона // Вестник Воронежского государственного университета. Сер. Системный анализ и информационные технологии. 2014. № 1. С. 20–27.

5. *Lutin V.I., Mager V.E., Desyatirikova E.N.* The Processing of Signals from Sensors to Observe Objects in Various Physical Fields // Proc. 2018 IEEE ElConRus, St. Petersburg and Moscow, Russia, Jan.29 – Febr.1, 2018. Pp. 1132–1137.

6. *Вентцель Е.С.* Теория вероятностей: учеб. для вузов. 2005. 527 с.

Статья поступила в редакцию 22 января 2018 года

УДК 621.396

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПЕРЕДАЮЩИХ ТРАКТОВ С ЦИФРОВОЙ КОРРЕКЦИЕЙ НЕЛИНЕЙНОСТИ

© Автор, 2018

В.А. Маковий, д.т.н., с.н.с., директор НТЦ, e-mail: Makovij@mail.ru
М.А. Евсеев, ведущий конструктор, e-mail: z-e-u-s@mail.ru
АО «Концерн «Созвездие»

В работе показано, что известные методики измерения нелинейности имеют ограниченное применение при измерении параметров тракта с цифровым корректором нелинейности. Сформулированы критерии проверки правильности работы корректоров нелинейности, учитывающие особенности параметров, возникающие в результате коррекции. На основе предложенных критериев разработана уточнённая методика измерения нелинейных искажений передающих трактов с цифровой коррекцией нелинейности. Полученные результаты расчётов и экспериментов подтвердили возможность и целесообразность контроля нелинейности тракта с цифровой коррекцией в соответствии с предложенной методикой.

***Ключевые слова**: методика измерений, цифровая коррекция, нелинейность, передающий тракт, предыскажения, радиосвязь.*

MEASUREMENT OF TRANSMISSION PATH PARAMETERS WITH DIGITAL NONLINEARITY CORRECTION

© Authors, 2018

V.A. Makovy, Dr.Sci. (Eng.), Senior Staff Scientist, Director of Scientific and Technical Centre,
e-mail: Makovij@mail.ru
M.A. Evseev, Lead Designer, e-mail: z-e-u-s@mail.ru
JSC «Concern «Sozvezdie»

The paper addresses that known nonlinearity measurement methods are of limited usefulness for measurement of path parameters using a digital nonlinear equalizer. Validation criteria for nonlinear equalizer operation are formulated considering peculiarity of parameters resulting from correction .On the basis of the offered criteria, the specified method for measurement of transmission path nonlinear distortions using digital nonlinearity correction. Obtained calculation and experiment results have confirmed possibility and feasibility of path nonlinearity control by digital correction according to the offered method.

***Keywords**: measurement method, digital correction, nonlinearity, transmission path, predistortion, radio communication.*

Нелинейные искажения передаваемых по радиоканалу сигналов приводят к ухудшению ряда основных параметров радиолинии: чувствительности, помехозащищенности, помехоустойчивости. Основным источником нелинейных искажений сигналов в радиолинии является передающий тракт, в котором сигнал усиливается до максимального уровня. Уровень сигнала в приёмном тракте значительно меньше и его нелинейность не приводит к значимым нелинейным искажениям. До появления цифро-аналоговых передающих радиотрактов уменьшение нелинейных искажений достигалось схемотехническими решениями, которые представляют собой специальные звенья линеаризации на активных элементах или основаны на применении обратной связи по сигналу [1]. Такие тракты требуют сложной настройки и отличаются низкой повторяемостью и стабильностью, т.к. применяемые для коррекции активные элементы должны обладать весьма стабильными параметрами в диапазоне рабочих температур, а цепи обратной связи не должны приводить к самовозбуждению каскадов. В последние десятилетия благодаря появлению производительных цифровых вычислительных устройств, таких как сигнальные процессоры и ПЛИС, активно начали применяться методы цифровой коррекции нелинейности. Эти методы лишены недостатка аналоговых методов и обладают большей универ-

сальностью. При этом на первый взгляд правильно реализованный цифровой корректор нелинейности может иметь непредсказуемое поведение при воздействии на него реальных сигналов, отличных от используемых при проведении коррекции или при измерении нелинейности скорректированного тракта.

Целью работы является разработка методики измерения нелинейности передающих трактов с учетом особенностей работы цифровых корректоров нелинейности.

Оценка нелинейности передатчиков, как правило, проводится путем измерения отклика измерительного сигнала на выходе тракта. Согласно требованиям [2], в качестве измерительного сигнала используется бигармонический сигнал с небольшим фиксированным частотным разносом и одинаковой амплитудой компонент, причем нелинейность измеряется при максимальном значении пика огибающей. Такой метод измерения связан с хорошо изученными свойствами аналоговых элементов, применяющихся для усиления передаваемого сигнала. Например, в [2] предлагается проводить измерение уровней комбинаций, вызванных нелинейностью, до 7-го порядка включительно. Это объясняется предсказуемым поведением передаточных характеристик аналоговых усилительных элементов, функция нелинейности которых имеет преимущественно кубический характер и уровень комбинаций уменьшается при увеличении порядка. Измерения проводятся при максимально возможном уровне выходного сигнала, соответствующем максимальному значению выходной мощности, т.к. наибольшая нелинейность амплитудной характеристики аналогового передающего тракта наблюдается при максимальных уровнях выходного сигнала.

Рассмотрим применение бигармонического измерительного сигнала для оценки параметров передающего тракта, в который введен цифровой корректор нелинейности (ЦКН) (рис. 1).

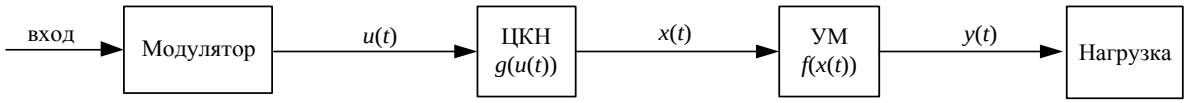


Рис. 1. Структурная схема передающего аналого-цифрового тракта с цифровым корректором нелинейности

Согласно структурной схеме, представленной на рис. 1, выходной сигнал $y(t)$ будет вычисляться в соответствии с выражением

$$y(t) = f\left(g\left(u(t)\right)\right). \qquad (1)$$

Любую функцию на непрерывном участке с заранее заданной точностью можно описать полиномом конечного порядка [3]. Причем такой полином является единственным для каждой функции [3]. Пусть передаточная характеристика УМ описана степенным полиномом порядка n

$$f(s) = \sum_{i=0}^{n} b_i s^i, \qquad (2)$$

где b_i является коэффициентом разложения при степени i.

Представим передаточную характеристику ЦКН также степенным полиномом, но порядка m

$$g(s) = \sum_{i=0}^{m} a_i s^i, \qquad (3)$$

где a_i является коэффициентом разложения при степени i.

Тогда формула (1) может быть преобразована следующим образом

$$y(t) = \sum_{i=0}^{n} b_i \left(\sum_{i=0}^{m} a_i \left(u(t)\right)^i \right)^i = \sum_{j=0}^{m \times n} d_j \left(u(t)\right)^j, \qquad (4)$$

где d_j является коэффициентом разложения результирующего полинома.

Из уравнения (4) следует, что результирующая передаточная характеристика цифро-аналогового тракта с ЦКН будет полиномом, причём его порядок равен произведению степеней корректирующего и характеристического полинома УМ. Наглядно процесс прохождения бигармонического сигнала по передающему тракту на рис. 1 и соответствующий спектр бигармонического сигнала в различных точках тракта показан на рис. 2.

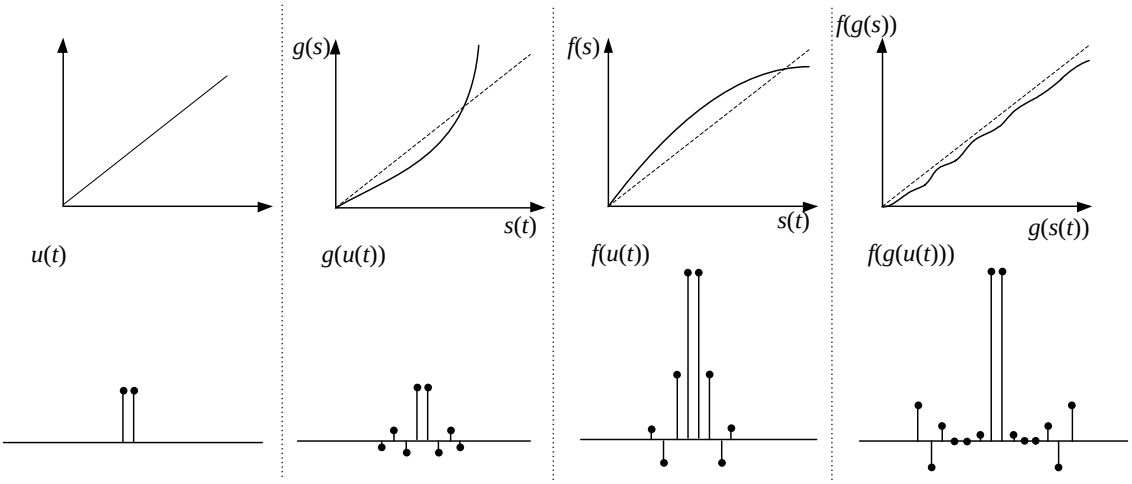


Рис. 2. Прохождение бигармонического сигнала через передающий тракт с ЦКН

Отличительной особенностью передающего тракта с ЦКН является значительный уровень спектральных составляющих высоких порядков, которые при стандартной методике [2] не контролируются.

Возможным проявлением спектральных составляющих и комбинаций высших порядков в цифровой части тракта является появление в основной полосе компонент, свёрнутых в полосу основного сигнала из-за конечной частоты дискретизации. При некоторых значениях частотного разноса компонент бигармонического сигнала часть комбинационных составляющих с существенным уровнем может оказаться за полосой представления цифрового сигнала и будет свёрнута в полосу сигнала, их уровень контролироваться не будет. В соответствии с приведенными особенностями работы передающего тракта с ЦКН, возникает задача выбора критериев правильной работы тракта с ЦКН.

Зависимость уровня продуктов нелинейности от частотного разноса может свидетельствовать о влиянии комбинаций и копий Найквиста высокого порядка, которые не должны попадать в полосу сигнала при правильной работе корректора.

Также ЦКН должен линеаризовать характеристику передающего тракта на всех ее участках. К примеру, рассмотрим применение корректора порядка $m=3$ с характеристикой $g(s)$ для линеаризации передаточной функции УМ $f(s)$ порядка $m=5$. Для повышения удобства вычислений передаточные характеристики представим в виде суммы *E*-полиномов [4]

$$f(s)=\sum_{j=1}^{5} a_j \cdot E(s)_j , \qquad (5)$$

$$g(s)=\sum_{j=1}^{3} b_j \cdot E(s)_j , \qquad (6)$$

где a_j, b_j – коэффициенты разложения; $E(s)_1 = s;\ E_3(s)=\frac{16\cdot s^3}{3}-3\cdot s;\ E_5(s)=\frac{128\cdot s^5}{5}-$ $-\frac{80\cdot s^3}{3}+5\cdot s$.

Пусть порождаемые УМ комбинации, измеренные по методике [2], имеют относительные значения IMD_{12} = -32 дБ и IMD_{23} = -40 дБ. Бигармонический измерительный сигнал представим в виде

$$u(t)=A\left(\cos(\psi_1)+\cos(\psi_2)\right). \qquad (7)$$

Особенностью описания амплитудной характеристики рядом *E*-полиномов является то, что весовыми коэффициентами ряда являются фактические уровни комбинаций, возникших при прохождении бигармонического сигнала максимальной амплитуды [4]. Тогда

$$a_1 = 10^{\frac{0}{20}} = 1; \qquad (8)$$

$$a_3 = 10^{\frac{IMD_{12}}{20}} = 10^{\frac{-32}{20}} = 0{,}025; \qquad (9)$$

$$a_5 = -10^{\frac{IMD_{23}}{20}} = -10^{\frac{-48}{20}} = -0{,}01. \qquad (10)$$

Рассмотрим прохождение бигармонического сигнала (7) через передающий тракт с ЦКН, характеристика элементов которого описана формулами (5) и (6). Для этого подставим эти характеристики в основное уравнение цифровой коррекции (1) с учетом (8), (9) и (10)

$$f\left(g\left(u(t)\right)\right) = E_1\left(E_1\left(u(t)\right) + b_3 \cdot E_3\left(u(t)\right)\right) +$$
$$+0,025 \cdot E_3\left(E_1\left(u(t)\right) + b_3 \cdot E_3\left(u(t)\right)\right) -$$
$$-0,01 \cdot E_5\left(E_1\left(u(t)\right) + b_3 \cdot E_3\left(u(t)\right)\right). \quad (11)$$

Коррекция комбинации порядка 2-1 будет осуществляться выбором коэффициента b_3, который является решением уравнения для коэффициента Фурье при компоненте $\cos\left(2\psi_1 - \psi_2\right)$. Выделим компоненту с частотой $\cos\left(2\psi_1 - \psi_2\right)$ из (11). В результате получим выражение

$$0,0125 + 0,4875 \cdot b_3 - 0,455 \cdot b_3^2 - 1,31 \cdot b_3^3 -$$
$$-1,498 b_3^4 - 0,657 b_3^5 = 0. \quad (12)$$

Уравнение (12) имеет пять действительных и комплексных корней. Можно показать, что выбор решения необходимо проводить исходя из наименьшего влияния, оказываемого на уровень первой гармоники на всем участке результирующей передаточной характеристики. Следовательно, правильным решением будет являться корень, при подстановке которого в уравнение (11) коэффициент Фурье при компоненте $\cos\left(\psi_1\right)$ имеет наименьшее отклонение от первоначального значения при различных амплитудах измерительного сигнала. В данном случае искомым решением будет являться значение $b_3 = -0,0251$.

Подставим найденное решение в уравнение (11) и построим на рис. 3 зависимость уровня комбинации 2-1 до коррекции и после коррекции в зависимости от амплитуды A измерительного сигнала (7).

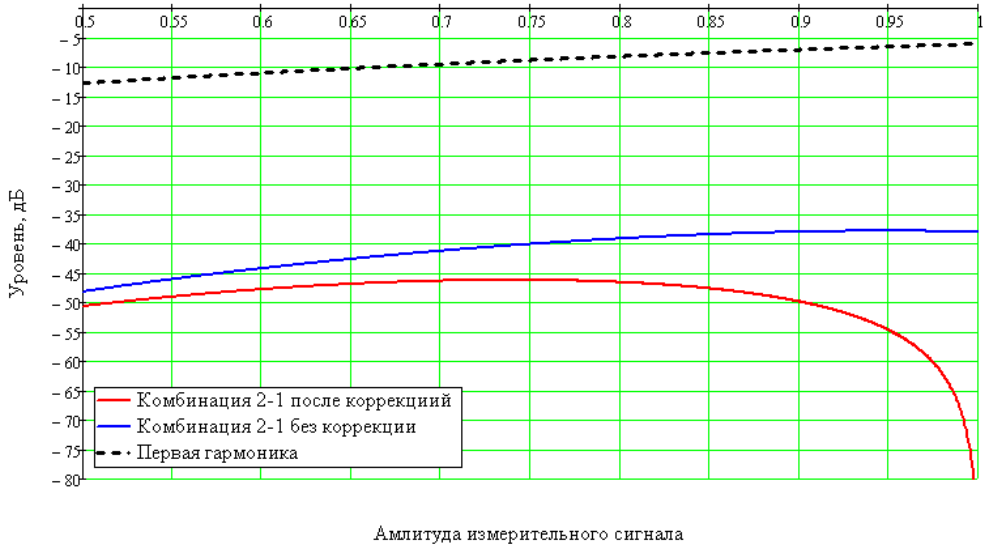


Рис. 3. Зависимость уровня комбинаций 2-1 до коррекции и после коррекции от амплитуды измерительного сигнала

Из графиков на рис. 3 следует, что комбинация 2-1 полностью скорректирована только при максимальном значении амплитуды измерительного сигнала. Во всех других точках комбинация 2-1 скорректирована не полностью, причем результат асимптотически приближается к графику уровня комбинации 2-1 до коррекции. Такое поведение вызвано низким порядком функции ЦКН. Применение корректирующей функции более высокого порядка позволит представить обратную функцию более точно и таким образом снизить зависимость эффективности коррекции от рабочего участка передаточной функции передающего тракта.

Чтобы подтвердить приведенные выше рассуждения, были проведены экспериментальные измерения реального передающего тракта с ЦКН, структурная схема которого приведена на рис. 4.

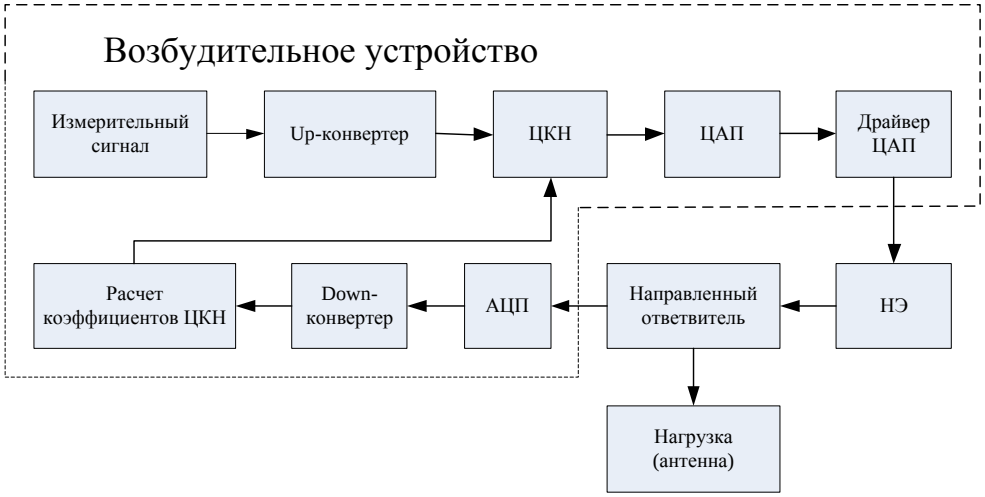


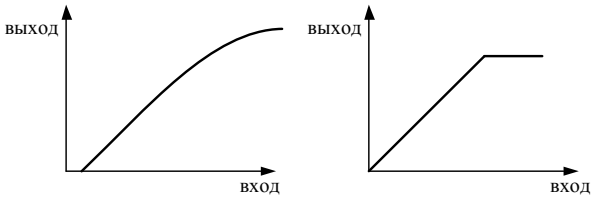
Рис. 4. Структурная схема передающего тракта с ЦКН

Измерения будем проводить по методике [2], но при различном уровне входного бигармонического колебания. Также рассмотрим зависимость уровня комбинаций при различных порядках характеристической функции ЦКН.

В качестве нелинейного элемента (НЭ) было использовано два типа аналоговых нелинейных элементов.

1) Усилитель мощности УМ131-1 производства НИИЭТ. Данный УМ класса АВ представляет собой нелинейный элемент с гладкой передаточной характеристикой (рис. 5а), которая хорошо поддается аппроксимации полиномами невысокого порядка.

2) Ограничительный диод HSMS-2812 производства Agilent Technologies. Особенность такого НЭ заключается в наличии двух зон передаточной характеристики: линейной и резко нелинейной (рис. 5б). Такая характеристика может быть корректно описана полиномами только очень высоких порядков.



а) б)

Рис. 5. Схематичное изображение передаточных характеристик измеряемых НЭ:
а) УМ131-1; б) HSMS-2812

На рис. 6 приведены результаты измерений комбинаций 2-1 УМ131-1 без коррекции и при различных порядках характеристической функции ЦКН.

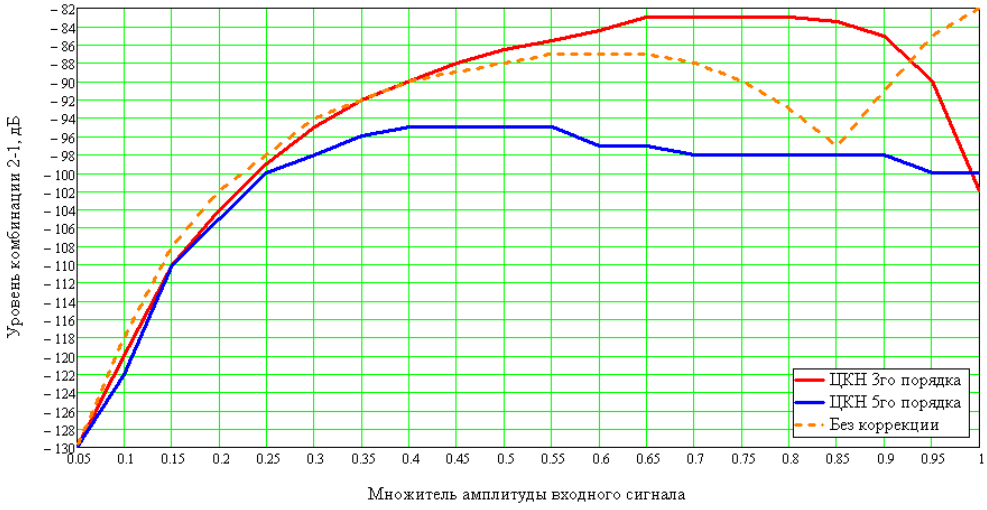


Рис. 6. Зависимость комбинаций 2-1 при различных порядках ЦКН от амплитуды входного сигнала УМ131-1

Характер кривой на рис. 6 уровня комбинации 2-1 с ЦКН 3-го порядка практически совпадает с теоретически рассчитанной кривой, приведенной ранее на рис. 3. При этом в проведенном эксперименте коррекция эффективна лишь при амплитуде сигнала, близкой к единице, т.е. максимальной. При более низких амплитудах применение ЦКН 3-го порядка приводит к ухудшению линейности. Применение ЦКН 5-го порядка в данном случае решает эту проблему.

На рис. 7 приведена измеренная экспериментально зависимость уровней комбинаций 2-1 для ограничительного диода HSMS-2812 при различных амплитудах входного сигнала.

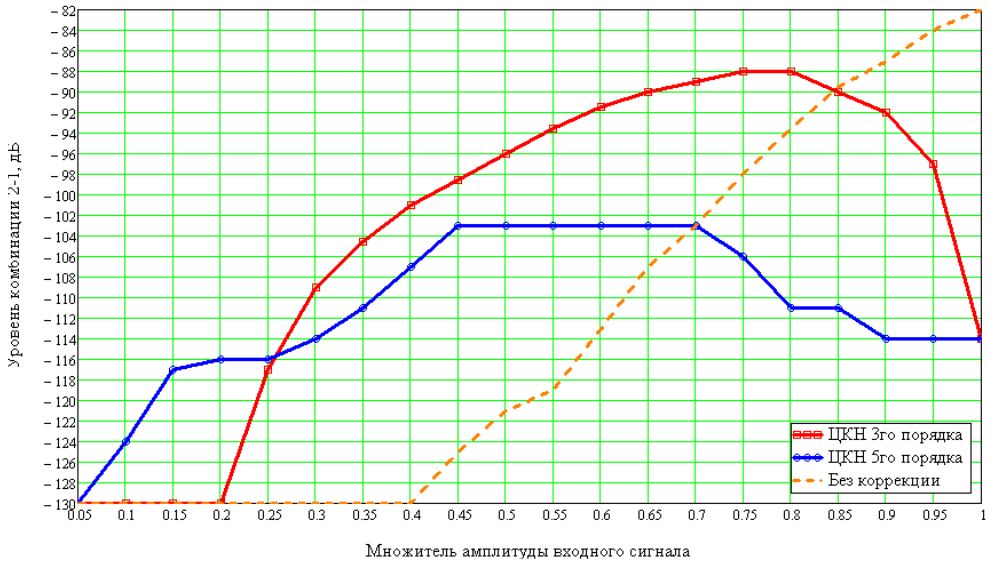


Рис. 7. Зависимость комбинаций 2-1 при различных порядках ЦКН от амплитуды входного сигнала HSMS-2812

На приведённых графиках (рис. 7) также наблюдается улучшение линейности при введении ЦКН только в области амплитуд, близких к максимальной. Причем в данном случае ЦКН 5-го порядка не позволяет достичь улучшения линейности при низких амплитудах. Это объясняется высоким порядком нелинейности характеристической функции ограничительного диода.

Приведенные расчет и эксперименты показывают важность оценки линейности на всем участке передаточной функции передающего тракта с ЦКН.

Таким образом, для оценки правильности работы тракта с ЦКН целесообразно использовать следующие критерии:

– проверка инвариантности уровня продуктов нелинейности к частотному разносу бигармонического сигнала;

– отсутствие ухудшения уровня комбинаций при различных амплитудах входного сигнала по сравнению с работой без коррекции.

В соответствии с приведенными критериями, для оценки линейности передающих трактов с ЦКН предлагается расширить стандартную методику [2].

Предлагаемая методика для измерения линейности передающего тракта с ЦКН содержит следующие этапы:

– проводится измерение комбинаций на выходе передающего тракта при различном частотном разносе и различных уровнях бигармонического измерительного сигнала при выключенном ЦКН;

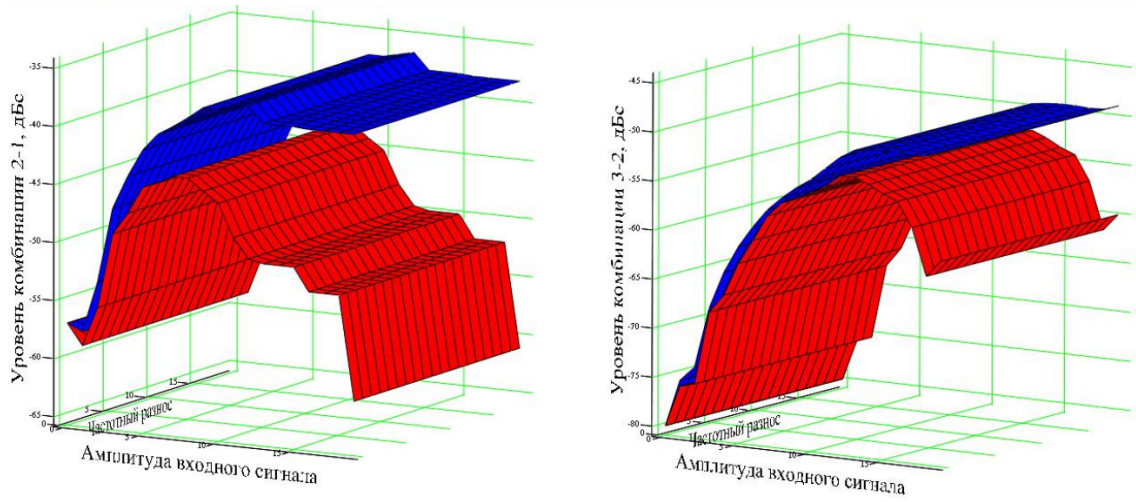
– для каждого порядка комбинации проводится построение поверхности, которая отражает зависимость уровня комбинации от частотного разноса и уровня измерительного сигнала;

– включается ЦКН и повторяются измерения;

– на соответствующий трехмерный график наносятся результаты измерения с ЦКН;

– отсутствие пересечения поверхностей является признаком правильной работы передающего тракта с ЦКН.

В качестве примера приведем результаты измерений по предложенной методике передающего тракта, структура которого приведена на рис. 4. В данном случае в качестве НЭ используется УМ РА-400 производства «Уранис». Поверхности зависимостей уровня комбинаций 2-1 и 3-2 относительно уровня первой гармоники приведены на рис. 8 (а) и (б) соответственно.



а) б)

Рис. 8. Поверхности зависимости относительного уровня комбинации 2-1 (а) и комбинации 3-2 (б) от частотного разноса и амплитуды входного сигнала.
Синим цветом показана поверхность до коррекции нелинейности, красным – после коррекции

На рис. 8 поверхности не пересекаются, соответственно корректор улучшает линейность УМ РА-400 на всех участках его передаточной характеристики, а также инвариантен к частотам измерительного сигнала. Таким образом, можно сделать заключение о том, что корректор в сочетании с входящим в передающий тракт усилителем мощности работает правильно.

Выводы

В работе рассмотрена проблема измерения линейности передающих трактов с цифровой коррекцией нелинейности. Показано, что стандартная методика [2] оценки линейности передатчиков при максимальном уровне выходного сигнала не в полной мере позволяет оценить линейность тракта с ЦКН при усилении реального сигнала с пик-фактором. Для уточнения критериев оценки передающего тракта с ЦКН было проведено математическое моделирование работы такого тракта, а также разработана экспериментальная установка для измерения различных реальных передатчиков с ЦКН. В результате проведенного исследования было сформулировано два критерия оценки передающих трактов с ЦКН. В соответствие с приведенными критериями была доработана методика измерения линейности передатчиков для учета особенностей результирующей нелинейности тракта, вызванной последовательным включением ЦКН и НЭ. В соответствии с предложенной методикой проведено измерение линейности УМ РА-400, включенного в передающий тракт с ЦКН.

Предложенная методика позволяет наиболее полно проводить оценку эффективности взаимодействия различных алгоритмов цифровой коррекции и различных усилителей мощности на этапе разработки и серийного выпуска передающих трактов с ЦКН. Предложенная методика дополняет существующую методику измерения линейности [2]. Предложенную методику целесообразно включить в программу периодических испытаний для проверки параметров линейности передатчиков с ЦКН.

Литература

1. *Vuolevi J., Rahkonen T.* Distortion in RF Power Amplifier. Artech House, 2003. 272 p.

2. ГОСТ Р 51903-2002. Передатчики радиосвязи стационарные декаметрового диапазона волн. Основные параметры, технические требования и методы измерений. М.: Издательство стандартов, 2002. 48 с.

3. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Под ред. Г. Корна, Т. Корна. М.: Наука, 1984. 832 с.

4. *Маковий В.А., Евсеев М.А.* Спектральный метод синтеза корректирующих нелинейных элементов для передающих трактов // Радиотехника. 2016. №5. С. 67–75.

Статья поступила в редакцию 27 октября 2017 года

УДК 621.391.6

СИНХРОНИЗАЦИЯ ОДНОРАНГОВЫХ СЕТЕЙ НА ОСНОВЕ ДВУСТОРОННЕГО ОБМЕНА ПАКЕТАМИ МЕЖДУ УЗЛАМИ

© Авторы, 2018

Д.Ю. Чаркин, директор НТЦ, e-mail: office@sozvezdie.su
С.Ю. Алехин, начальник НТУ
Е.В. Григорьев, начальник сектора
А.Е. Лимарев, ведущий конструктор
В.Е. Прохоров, начальник отдела
АО «Концерн «Созвездие»

Предлагается алгоритм синхронизации одноранговых сетей на основе применения рекуррентного метода наименьших квадратов для оценки параметров локальных часов и задержек при парной синхронизации. Далее методами парной синхронизации в комбинации с алгоритмом Прима–Крускала построения минимального остовного дерева коммуникационного графа проводится синхронизация всей сети.

***Ключевые слова**: рекуррентный метод наименьших квадратов, парная синхронизация, алгоритм Прима–Крускала, минимальное остовное дерево.*

SYNCHRONIZATION OF PEER-TO-PEER METWORKS BASED ON TWO-WAY PACKET EXCHANGE BETWEEN NODES

©Authors, 2018

D.Yu. Charkin, Director of Scientific and Technical Centre, e-mail: office@sozvezdie.su
S.Yu. Alehin, Head of Science and Technology
E.V. Grigoriev, Head of Sector
A.E. Limarev, Lead Designer
V.E. Prokhorov, Head of department
JSC «Concern «Sozvezdie»

The paper addresses the algorithm for synchronization of peer-to-peer networks based on application the recursive least-squares method for assessment of local clock parameters and delays in pair synchronization. Then, using pair synchronization methods together with the Kruskal and Prim's algorithm for finding a minimum spanning tree for a communication graph, synchronization of the whole network is arranged.

***Keywords**: recursive least-squares method, pair synchronization, Kruskal and Prim's algorithm, minimum spanning tree.*

Синхронизация часов в одноранговых сетях может достигаться передачей группы временных сообщений между узлами сети. Каждое такое сообщение содержит временные метки, измеренные локальными часами передающего узла. Существует три хорошо известных метода передачи временных сообщений для синхронизации одноранговых сетей [1]. Во первых, это двусторонний обмен сообщениями между узлами (или источник–приемник синхронизация), во вторых, одностороннее распространение сообщений и в третьих, приемник–приемник синхронизация.

Двусторонний обмен сообщениями является классическим механизмом обмена временной информацией между соседними узлами и широко применяется на практике [1].

При одностороннем распространении мастер-узел широковещательно распространяет временную информацию множеству узлов, и эти узлы записывают время прибытия широковещательных сообщений.

При синхронизации приемник–приемник каждый узел порознь принимает одну и ту же широковещательную временную информацию от мастер узла. Затем осуществляется синхронизация напрямую друг с другом. Это достигается путем обмена принятой информацией друг с другом, как это показано на рис. 1, где сплошными линиями обозначена широковещательная

 ISSN 1995-7009

передача временной информации от мастер-узла, пунктирными линиями – обмен принятыми временными метками напрямую между узлами.

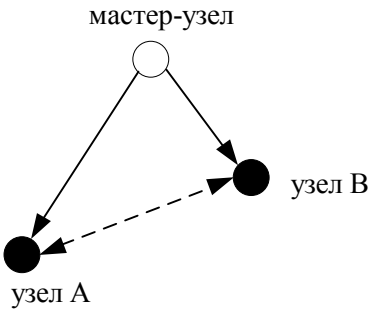


Рис. 1. Приемник-приемник синхронизация

Применяя модели локальных часов на основе осцилляторов [2], в [3, 4] получены фундаментальные ограничения на возможность синхронизации при двустороннем обмене пакетами между узлами. В [5, 6] предложен алгоритм синхронизации на основе фиксированного числа обмена пакетами между узлами. Однако такой подход не позволяет корректировать параметры часов по мере поступления новой временной информации, что на практике может приводить к срыву синхронизма и повторной синхронизации. Поэтому в данной статье, оставаясь в рамках приведенного в [5, 6] подхода, предлагается для решения задачи парной синхронизации применить рекуррентный метод наименьших квадратов. Далее с использованием парной синхронизации в комбинации с алгоритмом Прима–Крускала построения минимального остовного дерева коммуникационного графа провести синхронизацию всей сети

1. Модель сети и основные понятия

Сеть связи математически описывается направленным графом с n вершинами (узлами) $\{1, \ldots, n\}$, где каждое ребро (дуга) представляет собой переданный или принятый пакет между соответствующей парой узлов. Дуга (ребро) e, связывающая узел i с j, ориентирована от i к j (узел i начало дуги, j – конец). Матрица инцидентности $\mathbf{A}$ размерности $n \times m$ направленного графа с n вершинами $V = \{v_1, ..., v_n\}$ и m ребрами $E = \{e_1, ..., e_m\}$ задается соотношениями

$$A = \{a_{ij}\} = \begin{cases} 1, & \text{если вершина } \nu_i \text{ является концом ребра } e_j, \\ -1, & \text{если вершина } \nu_i \text{ является началом ребра } e_j, \\ 0, & \text{если вершина и ребро неинцедентны.} \end{cases}$$

Каждый узел поддерживает аппаратные часы. Значение аппаратных часов в i-м узле называется *физическим* или локальным временем и обозначается как t_i . Существует также реальное время или глобальное время, которое обозначим через t и с которым стремятся синхронизироваться все узлы сети. Предполагается, что глобальное время узлу не известно. Соотношение между физическим и реальным временем в i-м узле устанавливается линейным соотношением, которое определяется моделью осциллятора [2]:

$$t_i(t) = \omega_i t + \varphi_i, \quad i = 1, 2, \cdots, n. \qquad (1)$$

В уравнении (1) оба параметра ω_i – параметр скоса (наклона) и φ_i – параметр сдвига определяют физические часы и не могут управляться протоколом. Для всей сети параметры скоса и сдвига обозначим в виде n-мерных векторов $\boldsymbol{\omega} = (\omega_1, ..., \omega_n)^T$, $\varphi = (\varphi_1, ..., \varphi_n)^T \in R^{n\times 1}$, где надстрочный индекс T означает транспонирование. Глобальное время для каждого узла может быть получено из локального преобразования

$$F_i(t_i) = t = \alpha_i t_i + \beta_i, \quad i = 1, 2, \cdots, n, \qquad (2)$$

где $[\alpha_i, \beta_i] = [1/\omega_i, -\varphi_i/\omega_i]$. Для всей сети введем векторы $\boldsymbol{\alpha} = (\alpha_1, ..., \alpha_n)^T$, $\boldsymbol{\beta} = (\beta_1, ..., \beta_n)^T$. Все $M = C_n^2 = n(n-1)/2$ расстояний между узлами обозначим вектором $\mathbf{d} = (d_{12}, d_{13}, ..., d_{(n-1)n})^T$, а вектор задержек из-за распространения электромагнитной волны – через $\tau = (\tau_{12}, \tau_{13}, ..., \tau_{(N-1)N})^T$, где $\tau_{ij} = d_{ij}/c$, c – скорость распространения волны, d_{ij} – расстояние между i-м и j-м узлами соответственно. Кроме аппаратных часов каждый i-й узел поддерживает программируемые часы. Значение программируемых часов T_i называется *логическим* временем, которое может регулироваться протоколом. Процесс сокращения разницы логических времен между узлами называется *временной синхронизацией*.

Определим *ошибку* часов как разность логических времен между парой узлов (*i*-го и *j*-го) и обозначим ее через Δ_{ij}, т.е.

$$\Delta_{ij} = \left| T_i - T_j \right|. \qquad (3)$$

Определим также максимум всех ошибок часов, который назовем *глобальной ошибкой часов*, и обозначим через $\max \Delta_{ij}$. Целью любого протокола временной синхронизации является такая корректировка логических времен, чтобы глобальная ошибка синхронизации всегда оставалась меньше некоторого порога, который назовем *порогом синхронизации*. Таким образом, для заданного порога синхронизации $\Delta_{порог}$ должно выполняться условие

$$\max \Delta_{ij} < \Delta_{порог}. \qquad (4)$$

Один из методов синхронизации состоит в получении оценок вектора наклона, вектора сдвига часов и вектора задержек в результате двустороннего обмена пакетами между всеми узлами. Используя преобразование (2), по полученным оценкам во всей сети можно перейти к глобальному времени.

Следует заметить, что требования к точности синхронизации различны в зависимости от того, какие применяются сигналы, ППРЧ, ШПС или OFDM.

2. Ограничения при синхронизации [3, 4]

Рассмотрим вначале теоретическую возможность точной синхронизации двух устройств *A* и *B* в результате двустороннего обмена пакетами между ними. Положим для определенности, что локальное время узла *A* совпадает с реальным временем, т.е. $T_A(t) = t$, а локальное время узла *B* протекает согласно закономерности, определенной соотношением (1) $T_B(t) = \omega_2 t + \varphi_2$. Узлы между собой обмениваются сообщениями с временными метками, измеренными без случайных ошибок. Время *k*-й посылки (sent) будем обозначать через s_k, а время приема (receve) *k*-й посылки – через r_k. Задержку в передаче в масштабе реального времени от *A* к *B* обозначим через τ_{12}, а от *B* к *A* – через τ_{21}. В общем случае, для мобильных сетей эти значения могут не совпадать. Для осуществления синхронизации необходимо в процессе обмена сообщениями по временным меткам определить параметры локальных часов ω_2, φ_2 и времена задержек τ_{12} и τ_{21}. Далее, зная эти параметры, в соответствии с формулой (2) необходимо преобразовать время узла *B* в реальное.

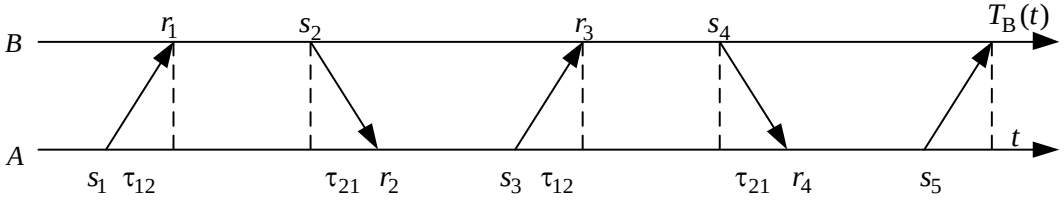


Рис. 2. Временная диаграмма обмена сообщения между двумя узлами

Как следует из рис. 2 и закона изменения локального времени узла *B*, между временными метками можно установить соотношения:

$$r_1 = \omega_2 (s_1 + \tau_{12}) + \varphi_2,$$

$$s_2 = \omega_2 (r_2 - \tau_{21}) + \varphi_2,$$

$$r_3 = \omega_2 (s_3 + \tau_{12}) + \varphi_2,$$

$$s_4 = \omega_2 (r_4 - \tau_{21}) + \varphi_2,$$

где величины r_1, s_2, r_3, s_4 измерены в масштабе времени узла *B*, а τ_{ij}, s_1, r_2, s_3, r_4 измерены в масштабе времени узла *A*. Приведенные выше соотношения можно рассматривать как систему уравнений относительно вектора неизвестных $[\omega_2, \omega_2\tau_{12}, \omega_2\tau_{21}, \varphi_2]^T$, которую для наглядности можно записать в матричном виде

$$\begin{bmatrix} s_1 & 1 & 0 & 1 \\ r_2 & 0 & -1 & 1 \\ s_3 & 1 & 0 & 1 \\ r_4 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_2 \\ \omega_2\tau_{12} \\ \omega_2\tau_{21} \\ \varphi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 \\ s_2 \\ r_3 \\ s_4 \end{bmatrix}. \qquad (5)$$

В силу теоремы Кронекера–Капелли, система линейных алгебраических уравнений совместна тогда и только тогда, когда ранг ее основной матрицы равен рангу расширенной матрицы. Так как четвертый столбец основной матрицы (5) равен разности второго и третьего столбцов, то ее ранг равен трем, а при $\tau_{12} \neq \tau_{21}$

число неизвестных равно четырем. Поэтому в несимметричном случае, когда $\tau_{12} \neq \tau_{21}$ система (5) не имеет единственного решения и образует множество решений (множество неопределенности). В этом случае невозможно без дополнительных предположений определить скорость часов и задержки, необходимые для установления точной синхронизации. Для симметричного случая $\tau_{12} = \tau_{21} = \tau$ система уравнений (5) сводится к трем уравнениям с тремя неизвестными:

$$\begin{bmatrix} s_1 & 1 & 1 \\ r_2 & -1 & 1 \\ s_3 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \omega_2 \\ \omega_2\tau \\ \varphi_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 \\ s_2 \\ r_3 \end{bmatrix}, \qquad (6)$$

единственное решение которой имеет вид

$$\omega_2 = (r_3 - r_1)/(s_3 - s_1),$$
$$\tau = [r_2 - s_1 - (s_2 - r_1)/\omega_2]/2,$$
$$\varphi_2 = r_1 - \omega_2(s_1 + \tau). \qquad (7)$$

Таким образом, в симметричном случае при точном измерении временных меток для получения оценки параметров синхронизации и задержек достаточно обменяться двумя посылками между узлами, так как дальнейший обмен пакетами не добавляет информации. В общем же случае система уравнений относительно оцениваемых параметров не может быть однозначно разрешимой без дополнительных предположений о зависимости временных задержек между узлами (наиболее простым является условие симметрии) [4].

3. Синхронизация на основе двустороннего обмена пакетами [5–7]

3.1. Попарная синхронизация

Рассмотрим двусторонний обмен пакетами между двумя узлами (*i, j*), как это показано на рис. 3. Узел *i* инициирует передачу сообщения узлу *j* вперед, а узел *j* отвечает сообщением узлу *i* назад. Оба узла передают и принимают сообщения вперед и назад. На рис. 3 обозначено: s_{ij}^k – временная метка (маркер), записанная в локальном времени *i*-го узла для передачи узлу *j* *k*-го сообщения, а r_{ji}^k – соответствующая временная метка в локальном времени узла *j*, принятая в *k*-м сообщении от узла *i*. Аналогично, s_{ji}^k и r_{ij}^k – временные метки в локальных временах *j*-го и *i*-го узлов соответственно. Предполагается также, что измерения времени осуществляются с некоторыми случайными ошибками и временные задержки обладают свойством симметрии $\tau_{ij} = \tau_{ji}$, т.е. за время распространения сигнала с пакетом расстояния между узлами меняется незначительно.

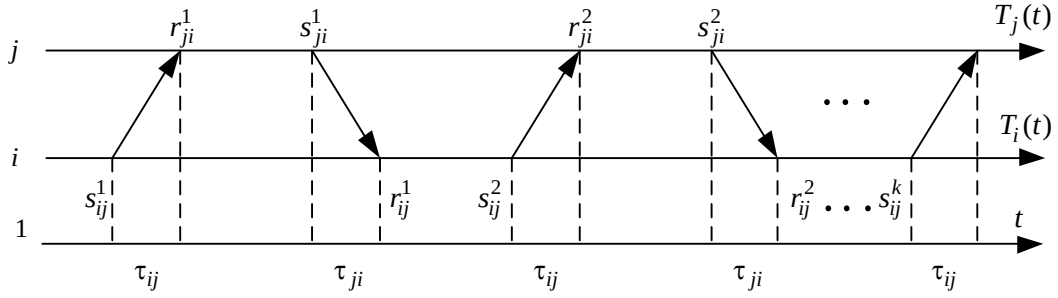


Рис. 3. Передача пакетов между двумя узлами

Как следует из рис. 3, переданные и принятые временные маркеры *k*-го сообщения связаны соотношениями [5–7],

$$s_{ij}^k + n_1^k = \omega_i(F_j(r_{ji}^k + n_2^k) - \tau_{ij}) + \varphi_i, \qquad (8)$$

$$r_{ij}^k + n_3^k = \omega_i(F_j(s_{ji}^k + n_4^k) + \tau_{ij}) + \varphi_i, \qquad (9)$$

где n_i^k, i = 1, 2, 3, 4 – шумовые составляющие, независимые одинаково распределенные гауссовские величины с нулевым средним и дисперсией σ^2, характеризующей величину ошибки измерения. Или в обозначениях уравнения (2) перепишем уравнения (8) и (9) следующим образом

$$\alpha_i s_{ij}^k = \alpha_j r_{ji}^k - \beta_i + \beta_j - \tau_{ij} - \alpha_i n_1^k + \alpha_j n_2^k, \qquad (10)$$

$$\alpha_i r_{ij}^k = \alpha_j s_{ji}^k - \beta_i + \beta_j + \tau_{ij} - \alpha_i n_3^k + \alpha_j n_4^k. \qquad (11)$$

После *K*-кратного обмена сообщениями между узлами получим систему уравнений от-

носительно неизвестного вектора оцениваемых параметров $[\alpha_j, \alpha_i, \beta_j, \beta_i, \tau_{ij}]^T$:

$$[\mathbf{t_{ji}} \quad -\mathbf{t_{ij}} \quad \mathbf{1_{2K}} \quad -\mathbf{1_{2K}} \quad \mathbf{e}] \begin{bmatrix} \alpha_j \\ \alpha_i \\ \beta_j \\ \beta_i \\ \tau_{ij} \end{bmatrix} = n_{ij}, \quad (12)$$

где $2K$-мерные векторы–столбцы $\mathbf{t_{ij}}, \mathbf{t_{ji}} \in R^{2K\times 1}$ характеризуют временные маркеры i-го и j-го узлов соответственно для K сообщений и записываются следующим образом:

$$\mathbf{t_{ij}} = \left[s_{ij}^1, r_{ij}^1, s_{ij}^2, r_{ij}^2, ..., r_{ij}^K \right]^T,$$

$$\mathbf{t_{ji}} = \left[r_{ji}^1, s_{ji}^1, r_{ji}^2, s_{ji}^2, ..., s_{ji}^K \right]^T,$$

$$\mathbf{e} = [-1, +1, ..., -1, +1]^T \in R^{2K\times 1},$$

$\mathbf{1_{2K}} = [1, 1, ..., 1]^T \in R^{2K\times 1}$ – $2K$-мерный вектор, состоящий из единиц, $\mathbf{0_{2K}} = [0, 0, ..., 0]^T \in R^{2K\times 1}$ и $\mathbf{n_{ij}} \sim N(0, \mathbf{I}_{2K\times 2K}\sigma_1^2) \in R^{2K\times 1}$ – гауссовский случайный вектор с нулевым вектором средних и ковариационной матрицей диагонального вида

$$\mathbf{R} = \sigma_1^2 \mathbf{I}_{2K\times 2K}, \quad (13)$$

где $\sigma_1^2 = \sigma^2(\alpha_i^2 + \alpha_j^2)$.

Учитывая, что скосы часов в (2) близки к единице, ковариационную матрицу (13) можно аппроксимировать следующим образом:

$$\mathbf{R} = 2\sigma^2 \mathbf{I}_{2K\times 2K}. \quad (14)$$

Другими словами, компоненты случайного вектора можно рассматривать как независимые, одинаково распределенные гауссовские величины с нулевыми средними и дисперсиями, равными $2\sigma^2$.

Частный случай парной синхронизации

В качестве иллюстрации рассмотрим частный случай, когда в качестве эталонного узла с реальным (глобальным) временем выступает i-й узел с параметрами $[\alpha_i, \beta_i] = [1, 0]$. В этом случае уравнение (12) упрощается и приводится к виду

$$\mathbf{A_{ji}} \mathbf{X_j} = \mathbf{t_{ij}} + \mathbf{n_{ij}}, \quad (15)$$

где

$$\mathbf{A_{ji}} = [\mathbf{t_{ji}} \quad \mathbf{1_{2K}} \quad \mathbf{e_{2K}}] \in R^{2K\times 3}, \quad (16)$$

$$\mathbf{X_j} = [\alpha_j, \beta_j, \tau_{ij}]^T \in R^{3\times 1}. \quad (17)$$

Оценка вектора неизвестных параметров (17) находится по методу наименьших средних квадратов, как это принято при построении уравнения регрессии, т.е. как решение следующей оптимизационной задачи с использованием псевдообращения [8, 9]

$$\hat{\mathbf{X}}_\mathbf{j} = \arg\min \left\| \mathbf{A_{ji}} \mathbf{X_j} - \mathbf{t_{ij}} \right\|_2^2 = (\mathbf{A_{ji}^T A_{ji}})^{-1} \mathbf{A_{ji}^T t_{ij}}. \quad (18)$$

Для решения задачи (18) необходимо, чтобы число парного обмена пакетами между узлами K удовлетворяло ограничению $K \geq 2$. Недостатком решения (18) является то, что после получения новых временных меток необходимо заново осуществлять псевдообращение. Данная процедура требует нового обмена пакетами и дополнительных вычислительных затрат на нахождения решения (18) , что приводит к увеличению времени вхождения в синхронизм сети. Чтобы ускорить вхождение в синхронизм необходимо осуществить первоначальную оценку параметров по результатам двукратного обмена пакетами, а затем, применяя рекуррентный метод наименьших квадратов, уточнять полученные параметры по мере получения новых временных маркеров в процессе обмена пакетами.

Рекуррентная процедура решения задачи **(18)**

Теоретической основой рекуррентного метода наименьших квадратов является лемма Шермана–Моррисона об обращении суммы матриц [10]. Суть леммы состоит в следующем. Пусть задана квадратная размерности $n\times n$ обратимая матрица $\mathbf{A}$ и $n\times m$ матрица $\mathbf{U}$, $m\times n$ матрица $\mathbf{V}$, и пусть матрица $\mathbf{G}$ такая, что $\mathbf{G} = \mathbf{A} + \mathbf{UV}$. Тогда в предположении того, что матрица $(\mathbf{I}_{m,m} + \mathbf{VA^{-1}U})$ обратима, имеет место формула

$$\mathbf{G^{-1}} = \mathbf{A^{-1}} - \mathbf{A^{-1}U}(\mathbf{I_{m,m}} + \mathbf{VA^{-1}U})^{-1}\mathbf{VA^{-1}}, \quad (19)$$

где $\mathbf{I_{m,m}}$ – единичная матрица размерности $m\times m$.

В частном случае при m = 1, т.е. когда $\mathbf{U} = \mathbf{u}$ и $\mathbf{V} = \mathbf{v^T}$ являются векторами, формула (19) приводится к виду

$$(\mathbf{A} + \mathbf{uv^T})^{-1} = \mathbf{A^{-1}} + \frac{\mathbf{A^{-1}uv^TA^{-1}}}{1 + \mathbf{v^TA^{-1}u}}. \quad (20)$$

Следует обратить внимание на то, что при m = 1 выражение в знаменателе формулы (20) является скаляром.

Формула (20) широко используется в классическом рекуррентном методе наименьших квадратов, когда коррекция параметров происходит после каждого нового получения данных. Однако в нашем случае естественно коррекцию проводить после каждого обмена пакетами между узлами, т.е. новые данные поступают парами. В рассматриваемом нами случае m = 2 матрицы $\mathbf{U}$ и $\mathbf{V}$ состоят из двух столбцов и двух строк соответственно. По этой причине классический рекуррентный метод наименьших квадратов, основанный на рекуррентной формуле (20), неприемлем и нуждается в модификации. Что и будет проделано далее.

Предположим, что проведен k-кратный обмен пакетами между узлами и получены векторы временных маркеров на каждом из узлов

$$\mathbf{t_{ij}}(k) = \left[s_{ij}^1, r_{ij}^1, s_{ij}^2, r_{ij}^2, ..., r_{ij}^k \right]^T,$$

$$\mathbf{t_{ji}}(k) = \left[r_{ji}^1, s_{ji}^1, r_{ji}^2, s_{ji}^2, ..., s_{ji}^k \right]^T. \quad (21)$$

После следующего k + 1-го обмена пакетами в каждом из векторов появится еще по два новых временных маркера и векторы (21) можно записать рекуррентно в блочном виде следующим образом:

$$\mathbf{t_{ij}}(k+1) = \begin{bmatrix} \mathbf{t_{ij}}(k) \\ \mathbf{x_{ij}^{k+1}} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{t_{ji}}(\mathrm{k}+1) = \begin{bmatrix} \mathbf{t_{ji}}(\mathrm{k}) \\ \mathbf{x_{ji}^{k+1}} \end{bmatrix}. \quad (22)$$

Матрица (16) также может быть записана рекуррентно-блочным образом:

$$\mathbf{A_{ji}}(k+1) = \begin{bmatrix} \mathbf{A_{ji}}(k) \\ \mathbf{B} \end{bmatrix}, \quad (23)$$

где

$$\mathbf{x_{ij}^{k+1}} = [s_{ij}^{k+1}, r_{ij}^{k+1}]^T,$$

$$\mathbf{x_{ji}^{k+1}} = [r_{ji}^{k+1}, s_{ji}^{k+1}]^T,$$

$$\mathbf{B} = [\mathbf{x_{ji}^{k+1}} \quad \mathbf{1_2} \quad \mathbf{e_2}]. \quad (24)$$

Используемое в формуле (18) произведение матриц следующим образом:

$$\mathbf{A_{ji}^T}(k+1)\mathbf{A_{ji}}(k+1) = \mathbf{C}(k+1) =$$

$$= \begin{bmatrix} \mathbf{A_{ji}^T}(k) & \mathbf{B}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{A_{ji}}(k) \\ \mathbf{B} \end{bmatrix} = \mathbf{C}(k) + \mathbf{B}^T\mathbf{B}. \quad (25)$$

Применяя к (25) лемму Шермана–Моррисона (19), получим рекуррентную формулу для пересчета обратной матрицы

$$\mathbf{C^{-1}}(k+1) = \mathbf{C^{-1}}(k) - \mathbf{C^{-1}}(k)\mathbf{B}^T\mathbf{DBC^{-1}}(k), \quad (26)$$

где

$$\mathbf{D} = (\mathbf{I}_{2,2} + \mathbf{BC^{-1}}(k)\mathbf{B}^T)^{-1}. \quad (27)$$

Второй множитель в (18) представляется в виде

$$\mathbf{A_{ji}^T}(k+1)\mathbf{t_{ij}}(k+1) = [\mathbf{A_{ji}^T}(k)\ \mathbf{B}^T] \begin{bmatrix} \mathbf{t_{ij}}(k) \\ \mathbf{x_{ij}^{k+1}} \end{bmatrix} =$$

$$= [\mathbf{A_{ji}^T}(k)\mathbf{t_{ij}}(k) + \mathbf{B}^T\mathbf{x_{ij}^{k+1}}]. \quad (28)$$

После подстановки (26), (28) в (18) получим рекуррентную формулу пересчета вектора оцениваемых параметров:

$$\hat{\mathbf{X}}_\mathbf{j}(\mathrm{k}+1) = \hat{\mathbf{X}}_\mathbf{j}(\mathrm{k}) +$$

$$+\mathbf{C^{-1}}(\mathrm{k})\mathbf{B}^T\mathbf{D}[\mathbf{x_{ij}^{k+1}} - \mathbf{B}\hat{\mathbf{X}}_\mathbf{j}(\mathrm{k})]. \quad (29)$$

Таким образом, формулы (26)–(29) позволяют рекуррентным образом корректировать оцениваемый вектор по мере поступления новых временных маркеров в сообщениях между узлами.

3.2. Синхронизация сети

Представим сеть в виде графа, состоящего из N узлов. Часы первого узла для определенности будем считать эталонными, т.е. показывающими реальное время. Ребро, соединяющее узел i с узлом j, будем обозначать направленным, если передаются пакеты только от i к j, и двунаправленным, если передача пакетов осуществляется в обе стороны. Результирующий граф назо-

вем коммуникационным графом. В качестве примера на рис. 4 представлена сеть с $N = 4$ узлами, каждый из которых осуществляет двусторонний обмен сообщениями с другими узлами, число ребер (расстояний) между узлами $M = C_4^2 = 6$. Узел 1, закрашенный черным цветом, будем считать эталонным с параметрами $[\alpha_1, \beta_1] = [1, 0]$. Скосы и сдвиги часов 2, 3 и 4 узлов предполагаются неизвестными и требующими оценки. Вдобавок для решения задачи требуется оценивать также временные задержки между узлами, которые являются мешающими параметрами.

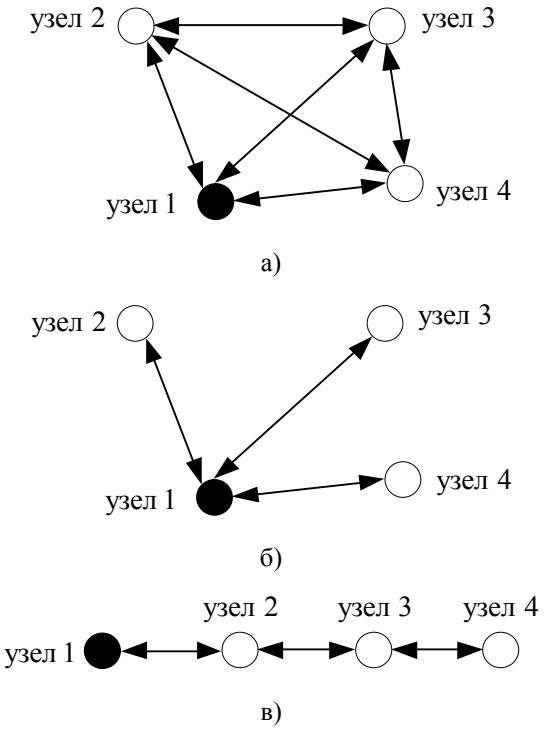


Рис. 4. Примеры сети из 4-х узлов

3.2.1. Синхронизация сети глобальным методом наименьших квадратов (Global Least Squares (GLS))

При построении глобального алгоритма наименьших квадратов [5–7] предполагается, что первому узлу доступны результаты парного обмена временными метками между всеми узлами сети. Для построения уравнений состояния для всей сети требуется вначале сформировать уравнения состояний (12) для всех пар узлов (i, j), а затем, используя кронекеровские произведения матриц, сформировать матрицу для всей сети. В итоге получим систему уравнений в блочном представлении относительно векторов оцениваемых параметров:

$$[\mathbf{T} \quad \mathbf{E_1} \quad \mathbf{E_2}] \begin{bmatrix} \boldsymbol{\alpha} \\ \boldsymbol{\beta} \\ \boldsymbol{\tau} \end{bmatrix} = \mathbf{n}, \qquad (30)$$

где матрица $\mathbf{T} \in R^{2KM \times N}$ состоит из векторов временных маркеров всех N узлов, $\mathbf{E_1} \in R^{2KM \times N}$, $\mathbf{E}_2 = \mathbf{I_M} \otimes \mathbf{e} \in R^{2KM \times M}$, символ $\otimes$ обозначает кронекеровское произведение, где $\mathbf{I_M}$ – единичная матрица размерности $M \times M$.

Для сети из четырех узлов (рис. 4 а) имеем

$$N = 4,\ M = 6,\ \mathbf{T} = \begin{bmatrix} \mathbf{t_{12}} & -\mathbf{t_{21}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} \\ \mathbf{t_{13}} & \mathbf{0_{2k}} & -\mathbf{t_{31}} & \mathbf{0_{2k}} \\ \mathbf{t_{14}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & -\mathbf{t_{41}} \\ \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{t_{23}} & -\mathbf{t_{32}} & \mathbf{0_{2k}} \\ \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{t_{24}} & \mathbf{0_{2k}} & -\mathbf{t_{42}} \\ \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{t_{34}} & -\mathbf{t_{43}} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{E_1} = \begin{bmatrix} +\mathbf{1_{2K}} & -\mathbf{1_{2K}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} \\ +\mathbf{1_{2K}} & \mathbf{0_{2k}} & -\mathbf{1_{2K}} & \mathbf{0_{2k}} \\ +\mathbf{1_{2K}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & -\mathbf{1_{2K}} \\ \mathbf{0_{2k}} & +\mathbf{1_{2K}} & -\mathbf{1_{2K}} & \mathbf{0_{2k}} \\ \mathbf{0_{2k}} & +\mathbf{1_{2K}} & \mathbf{0_{2k}} & -\mathbf{1_{2K}} \\ \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & +\mathbf{1_{2K}} & -\mathbf{1_{2K}} \end{bmatrix},$$ глобальный

шумовой вектор $\mathbf{n} = [\mathbf{n_{12}}, \mathbf{n_{13}}, ..., \mathbf{n_{(N-1)N}}] \in$ $\in R^{2KM \times 1}$, где каждая компонента $\mathbf{n_{ij}}$ определяется согласно (13).

Предположим, что первый узел выбран эталонным с параметрами $[\alpha_1, \beta_1] = [1, 0]$, т.е. его параметры определять не нужно. Поэтому, перегруппировав коэффициенты, запишем (30) следующим образом:

$$\bar{\mathbf{A}}\bar{\mathbf{X}} = -\bar{\mathbf{t}}_1 + \mathbf{n}, \qquad (31)$$

где

$$\bar{\mathbf{A}} = [\bar{\mathbf{T}} \quad \bar{\mathbf{E}}_1 \quad \mathbf{E}_2] \in R^{2KM \times L}, \qquad (32)$$

$$\bar{\mathbf{X}} = [\bar{\boldsymbol{\alpha}}, \bar{\boldsymbol{\beta}}, \tau]^T \in R^{L \times 1}. \qquad (33)$$

$L = 2N + M - 2$, $\bar{\mathbf{T}}, \bar{\mathbf{E}}_1 \in R^{2KM \times (N-1)}$ – подматрицы матриц $\mathbf{T}, \mathbf{E_1}$, полученные из них путем удаления первого столбца; $\bar{\boldsymbol{\alpha}}, \bar{\boldsymbol{\beta}} \in R^{(N-1) \times 1}$ – соответственно неизвестные параметры часов всех узлов, за исключение первого; $\bar{\mathbf{t}}_1 \in R^{2KM \times 1}$ – первый столбец матрицы $\mathbf{T}$, который состоит из записей временных маркеров, соответствующих первому узлу. Для сети, изображенной на рис. 4 а, имеем

$$\overline{\mathbf{A}} = \left[\overbrace{\begin{matrix} -\mathbf{t}_{21} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & -\mathbf{1_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{e} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} \\ \mathbf{0_{2k}} & -\mathbf{t}_{31} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & -\mathbf{1_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{e} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} \\ \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & -\mathbf{t}_{41} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & -\mathbf{1_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{e} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} \\ \mathbf{t}_{23} & -\mathbf{t}_{32} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{1_{2k}} & -\mathbf{1_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{e} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} \\ \mathbf{t}_{24} & \mathbf{0_{2k}} & -\mathbf{t}_{42} & \mathbf{1_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & -\mathbf{1_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{e} & \mathbf{0_{2k}} \\ \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{t}_{34} & -\mathbf{t}_{43} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{1_{2k}} & -\mathbf{1_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{e} \end{matrix}}^{L=2N-2+M=6+6=12}\right],$$

$$\overline{\mathbf{t}_1} = \left[\overbrace{\begin{matrix} \mathbf{t_{12}} & \mathbf{t_{13}} & \mathbf{t_{14}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} \end{matrix}}^{2KM}\right]^T.$$

Для $K \geq 2$ оценки неизвестных параметров в глобальном методе наименьших квадратов можно получить путем минимизации квадрата нормы

$$\hat{\mathbf{X}} = \arg\min \left\| \overline{\mathbf{A}}\overline{\mathbf{X}} + \mathbf{t}_1 \right\|_2^2 = -(\overline{\mathbf{A}}^{\mathbf{T}}\overline{\mathbf{A}})^{-1}\overline{\mathbf{A}}^T\overline{\mathbf{t}}_1. \qquad (34)$$

В частном случае для сети, изображенной на рис. 4 б, имеем

$$\overline{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} -\mathbf{t}_{21} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & -\mathbf{1_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{e} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} \\ \mathbf{0_{2k}} & -\mathbf{t}_{31} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & -\mathbf{1_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{e} & \mathbf{0_{2k}} \\ \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & -\mathbf{t}_{41} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & -\mathbf{1_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{0_{2k}} & \mathbf{e} \end{bmatrix}, \mathbf{t}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{t_{12}} \\ \mathbf{t_{13}} \\ \mathbf{t_{14}} \end{bmatrix}, \qquad (35)$$

$$\overline{\mathbf{X}} = [\alpha_2, \alpha_3, \alpha_4, \beta_2, \beta_3, \beta_4, \tau_{12}, \tau_{13}, \tau_{14}]^T \in R^{9\times 1}. \qquad (36)$$

Как следует из структуры основной матрицы системы уравнений (31), где векторы правых частей и векторы неизвестных (35), (36) системы уравнений (31) распадается на три независимых подсистемы, соответствующих попарной синхронизации между узлами, к которым можно применять последовательные процедуры (26)–(29).

4. Синхронизации сети на основе парной синхронизации

В случае, когда из узлов не доступны результаты парного обмена временными метками между всеми узлами сети, синхронизация всей сети может быть получена конструированием минимального покрывающего дерева (остова) коммуникационного графа и попарной синхронизацией узлов между соседними уровнями. Рис. 5 иллюстрирует данный подход. Один (или более) узел выбирается в качестве эталонного и является корневым узлом при построении покрывающего дерева. При таком способе наиболее подходящим алгоритмом построения минимального покрывающего дерева является алгоритм Прима–Крускала [11, 12].

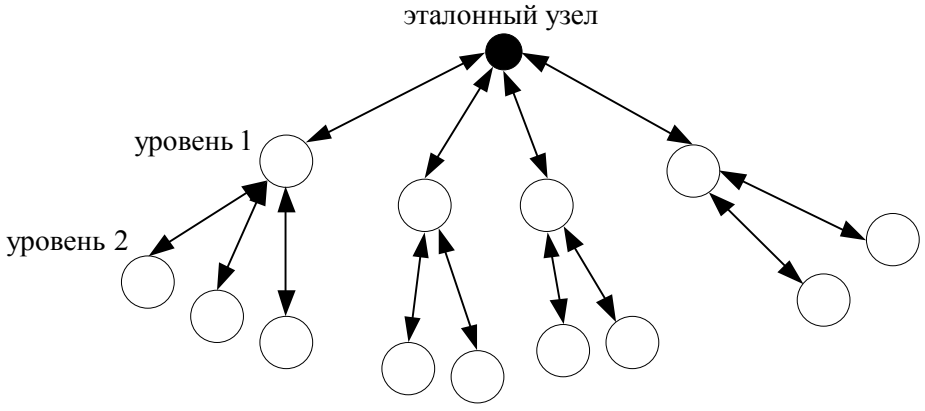


Рис. 5. Многоуровневая схема синхронизации

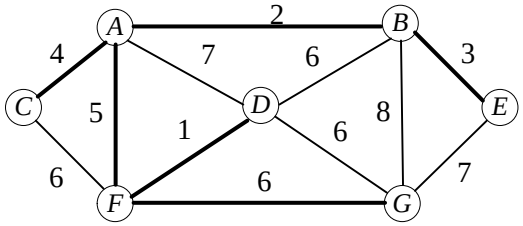
Алгоритмы поиска минимального покрывающего (остовного) дерева **[11, 12]**

Пусть задан связный неориентированный граф $G(V, E)$, где V – множество вершин (узлов), E – множество ребер. Для каждого ребра, связывающего i-й и j-й узлы, определен его вес $w(i, j)$ (в рассматриваемом нами случае это будет время задержки $w(i, j) = \tau_{ij}$, которое при вхождении в синхронизм может быть получено в результате парной синхронизации между узлами). Задача состоит в нахождении связного ациклического подграфа $T \subset G$, содержащего все узлы исходного графа G, причем вес его ребер должен быть минимальным. Подграф T не содержит циклов и обладает свойством связности, поэтому он называется минимальным остовным деревом (МОД) или минимальным покрывающим деревом. Алгоритм Прима–Крускала относится к категории локально-оптимальных, т.е. на каждом шаге производит выбор наилучшего варианта, что однако в конечном итоге приводит к получению оптимального глобального решения для всей сети, не зависящего от выбора от первоначального узла.

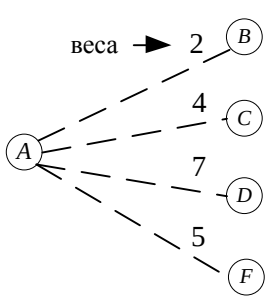
Алгоритм состоит из $n - 1$ итераций. На каждой итерации к частично построенному дереву добавляется один узел и одно ребро. Сначала строящееся дерево $T = (V_T, E_T)$ содержит один произвольный узел и не содержит ребер. На каждой следующей итерации ищется ребро минимального веса, связывающее узел i, принадлежащий V_T, с узлом j, не принадлежащем V_T:

$$(i, j) = \arg \min_{p \in V_T, q \notin V_T} w(p, q). \qquad (37)$$

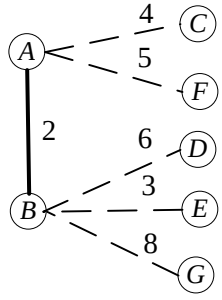
После чего узел j и ребро (i, j) добавляются в дерево $V_T = V_T \cup \{j\}$, $E_T = E_T \cup (i, j)$ и исключаются из дальнейшего рассмотрения. Когда в дерево включены все узлы $|V_T| = n$ алгоритм останавливается, минимальное остовное дерево построено. В общем случае построенное дерево не зависит от выбора начального узла. Проиллюстрируем алгоритм на следующем примере. На рис. 6 а изображен коммуникационный граф, где каждому ребру приписаны веса. Узел A выберем в качестве корневого и с него начнем построение МОД. На первой итерации множество узлов V_T состоит из узла А, а множество ребер E_T – пусто. Все узлы, напрямую связанные с A, изображены на рис. 6 б, из которого видно, что наименьший вес имеет ребро (A B). В соответствии с формулой (37) на следующей итерации добавляем во множество V_T узел B, а во множество E добавляем ребро (A B), которое выделено жирной линией на рис. 6 в. На следующей итерации кратчайшим из допустимых ребер, как это следует из рис. 6 в, является ребро (B E), которое добавим во множество E, а узел E добавим во множество узлов V_T. На рис. 6 допустимые ребра, из которых выбирается наименьшее, в соответствии с формулой (37) обозначены пунктирными линиями, а ребра, попавшие в МОД, сплошными жирными линиями. Чтобы не загромождать текст излишними деталями ребра с заведомо высокими весами на рис. 6 не приводятся. Итак, доведя процесс до конца, получим МОД, которое приведено на рис. 6 д.



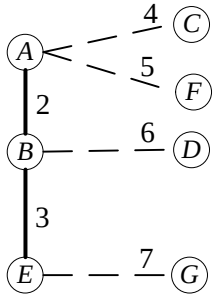
а)



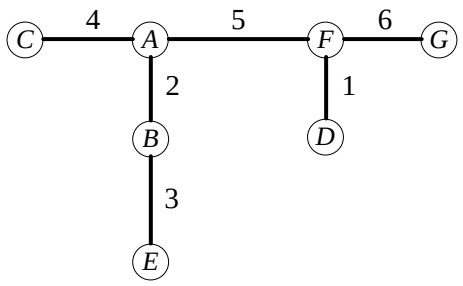
б)



в)



г)



д)

Рис. 6. Иллюстрация алгоритма Прима–Крускала

Таким образом, применяя парную синхронизацию совместно с алгоритмом построения охватывающего дерева, двигаясь от корневого узла по дереву от уровня к уровню, можно синхронизировать всю сеть.

5. Численные расчеты

В качестве иллюстрации рассмотрим два примера. В первом рассматривается вариант сети, состоящей из четырех узлов (n = 4) и имеющей структуру как на рис. 4 а, б. Во втором сеть имеет струнную топологию, состоящую из 4-х узлов с расстоянием между соседними узлами 10 км (рис. 4 в).

Пример 1

В численном эксперименте первого примера узлы выбирались в вершинах квадрата со сторонами d = 10 км. Параметры часов (коэффициент скоса и сдвига в секундах) полагались следующие:

$$\boldsymbol{\omega} = (\omega_1 = 1, \omega_2 = 1.2, \omega_3 = 0.8, \omega_4 = 0.8)^T,$$

$$\varphi = (\varphi_1 = 0, \varphi_2 = 1, \varphi_3 = -0.5, \varphi_4 = -3)^T. \quad (38)$$

Параметры преобразования к глобальному времени (в данном случае, времени первого узла) вычисляются по формуле

$$[\alpha_i, \beta_i] = [1/\omega_i, -\varphi_i/\omega_i] \quad (39)$$

и равны $\alpha = (\alpha_1 = 1, \quad \alpha_2 = 0.83333, \quad \alpha_3 = 1.25000, \quad \alpha_4 = 1.25000)^T$, $\beta = (\beta_1 = 0, \quad \beta_2 = -0.83333, \quad \beta_3 = 0.62500, \quad \beta_4 = 3.75000)^T$.

Искомый вектор задержек $\tau^T = (\tau_{12}, \tau_{13}, \tau_{14}, \tau_{23}, \tau_{24}, \tau_{34})$ = [0.000033, 0.000047, 0.000033, 0.000033, 0.000047, 0.000033].

Передача временного маркера от i-го узла к j-му производилась через постоянный промежуток времени (свой для каждой пары). Принимаемые временные маркеры вычислялись с ошибкой в соответствии с формулами (9), (10). При этом среднеквадратическое значение ошибки измерения выбиралось равным $\sigma_1 = 0.0001$ и не превосходило времени задержки из-за распространения сигнала. Результаты оценки параметров приведены в табл. 1, где во втором столбце указаны фактические значения оцениваемых параметров, в третьем и четвертом – оценки, полученные глобальным алгоритмом наименьших квадратов сети (рис. 4 а) для фиксированного числа обмена пакетами K = 2 и K = 10 соответственно, в пятом столбце приведены результаты парной синхронизации сети (рис. 4 б) также для фиксированного числа обмена пакетами.

Таблица 1

Параметры	Исходные значения	Полученные GLS (K = 2)	Полученные GLS (K = 10)	Парная (K = 10) синхронизация
α_2	0.8333333	0.8333333	0.8333333	0.8333332
α_3	1.2500000	1.2499999	1.2500000	1.2499999
α_4	1.2500000	1.2499997	1.2500000	1.2500000
β_2	-0.8333333	-0.8333226	-0.8333344	-0.833329
β_3	0.6250000	0.6250019	0.6249979	0.6250020
β_4	3.7500000	3.7500122	3.7499986	3.7499975
τ_{12}	0.0000333	0.0000368	0.0000337	0.0000308
τ_{13}	0.0000471	0.0000465	0.0000485	0.0000484
τ_{14}	0.0000333	0.0000364	0.0000315	0.0000337
τ_{23}	0.0000333	0.0000243	0.0000338	----
τ_{24}	0.0000471	0.0000544	0.0000462	----
τ_{34}	0.0000333	0.0000404	0.0000334	----

Данный пример показывает, что попарная синхронизация приводит практически к таким же результатам, как и глобальный алгоритм наименьших квадратов, только с меньшими вычислительными затратами.

На рис. 7 приведены зависимости десятичного логарифма среднеквадратического отклонения оценок в зависимости от числа обмена пакетами K при рекуррентном методе наименьших квадратов (26)–(29) для линии между первым и вторым узлом сети (рис. 4 б). Результаты усреднены по 100 реализациям эксперимента метода Монте–Карло. При моделировании предполагалось, что ошибка измерения временных маркеров распределена по гауссовскому закону со среднеквадратичным отклонением $\sigma_1 = 0.0001$. Кривая 1 на рис. 7 соответствует десятичному логарифму среднеквадратического отклонения оценки параметра α_2, аналогично кривая 2 соответствует логарифму среднеквадратического отклонения оценки параметра β_2 и третья кривая характеризует точность оценки задержки τ_{12}. Отклонения вычислялись как разницы между точными значениями параметров, которые задавались априорно (табл. 1), и полученными оценками.

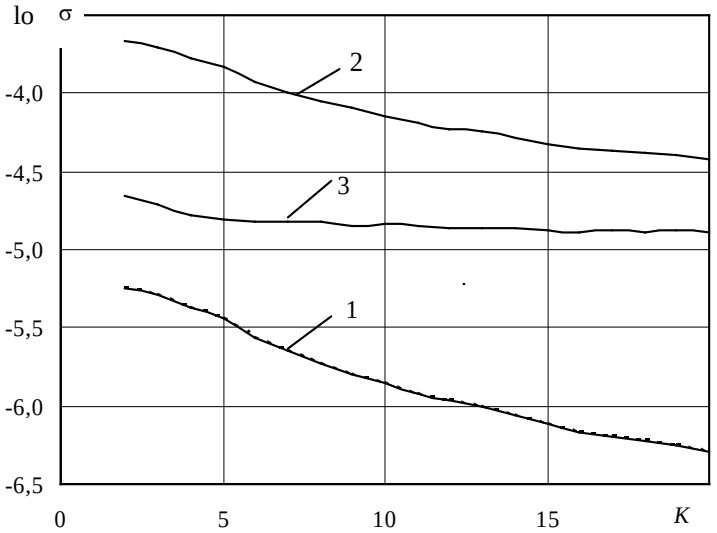


Рис. 7. Зависимость логарифма среднеквадратического отклонения оценок от числа обмена пакетами между узлами *K*

Из рис. 7 следует, что параметры оцениваются с различной точностью. Наибольшая точность соответствует оценке коэффициента α_2 (кривая 1). Эта точность практически на два порядка выше, чем точность оценки параметра β_2 (кривая 2). Точность оценки временного сдвига (кривая 3) занимает промежуточное положение и мало меняется с увеличением числа обмена пакетами между узлами.

Таким образом, возвращаясь к формуле (2), получим отклонение в оценке глобального времени $\hat{t}$ для *i*-го узла:

$$\hat{t} = \hat{\alpha}_i t_i + \hat{\beta}_i = (\alpha_i + \Delta_{\alpha i}) t_i + (\beta_i + \Delta_{\beta i}) = t + \Delta_t, \quad (40)$$

где $\Delta_{\alpha i}, \Delta_{\beta i}$, $\Delta_t = \Delta_{\alpha i} t_i + \Delta_{\beta i}$ – гауссовские случайные величины (отклонения) с нулевыми средними (т.к. оценки метода наименьших квадратов несмещенные) и дисперсиями $\sigma^2_{\alpha i}$, $\sigma^2_{\beta i}$,

$$\sigma_t^2 = t_i^2 \sigma^2_{\alpha i} + \sigma^2_{\beta i}. \quad (41)$$

Таким образом, с учетом того, что $\sigma^2_{\alpha i}$ имеет более высокий порядок малости по сравнению с $\sigma^2_{\beta i}$, точность оценки глобального времени фактически определяется точностью оценки параметра β.

Пример 2

В данном примере сеть имеет топологию, изображенную на рис. 4 в. Характеристики часов предполагаются такими, как и в примере 1. Параметры синхронизации оценивались двумя методами: глобальным алгоритмом наименьших квадратов и методом парной синхронизации

между соседними узлами. Причем обмен пакетами между парами может происходить одновременно. Как и в первом примере, глобальным временем сети будем считать время первого узла. Полученные значения параметров глобальным алгоритмом GLS для *i*-го узла обозначим через α_i^{GL}, β_i^{GL}, а глобальное время t получим из локального t_i преобразованием (2)

$$t = \alpha_i^{GL} t_i + \beta_i^{GL}. \qquad (42)$$

При парной синхронизации между $i-1$ и i-м узлом время последующего узла синхронизируется со временем предыдущего узла, т.е.

$$t_{i-1} = \alpha_{(i-1)i} t_i + \beta_{(i-1)i}, \qquad (43)$$

где $\alpha_{(i-1)i}$, $\beta_{(i-1)i}$ – параметры, полученные в результате парной синхронизации между $i-1$ и i-м узлами. Для рассматриваемого примера имеем

$$\begin{aligned} t = t_1 &= \alpha_{12} t_2 + \beta_{12}, \\ t_2 &= \alpha_{23} t_3 + \beta_{23}, \\ t_3 &= \alpha_{34} t_4 + \beta_{34}. \end{aligned} \qquad (44)$$

Из (44) следует, что $\alpha_2^{GL} = \alpha_{12}$, $\beta_2^{GL} = \beta_{12}$. После подстановки второго уравнения (44) в первое получим глобальные параметры для третьего узла:

$$\begin{aligned} t &= \alpha_{12} t_2 + \beta_{12} = \alpha_{12}(\alpha_{23} t_3 + \beta_{23}) + \beta_{12} = \\ &= \alpha_{12}\alpha_{23} t_3 + \alpha_{12}\beta_{23} + \beta_{12} = \alpha_3^{GL} t_3 + \beta_3^{GL}, \end{aligned} \qquad (45)$$

где

$$\begin{aligned} \alpha_3^{GL} &= \alpha_{12}\alpha_{23} = \alpha_2^{GL}\alpha_{23}, \\ \beta_3^{GL} &= \beta_{12} + \alpha_{12}\beta_{23} = \beta_2^{GL} + \alpha_2^{GL}\beta_{23}. \end{aligned} \qquad (46)$$

Рекуррентное выражение (46) вычисления глобальных параметров синхронизации через парные легко распространяется на произвольное число узлов в последовательной сети:

$$\begin{aligned} \alpha_i^{GL} &= \alpha_{i-1}^{GL}\alpha_{(i-1)i}, \\ \beta_i^{GL} &= \beta_{i-1}^{GL} + \alpha_{i-1}^{GL}\beta_{(i-1)i}. \end{aligned} \qquad (47)$$

В табл. 2 приведены результаты вычисления параметров синхронизации для последовательной сети, где во втором столбце приведены исходные значения параметров синхронизации, в третьем – полученные напрямую глобальным алгоритмом наименьших квадратов для $K = 10$. В четвертом столбце приведены глобальные параметры, вычисленные через парные в соответствии с (47). Как следует из табл. 2, парная синхронизация со значительно меньшими вычислительными затратами, чем GLS, приводит к тому же результату. Заметим, что в последовательной сети помимо обмена пакетами между соседними узлами и вычислением локальных параметров для преобразования локального времени в глобальное в соответствии с (47) необходимы глобальные параметры предшественника.

Таблица 2

Параметры	Исходные значения	Полученные GLS ($K = 10$)	Парная ($K = 10$) синхронизация
α_2	0.833333333333333	0.833336494435921	0.833336494548533
α_3	1.250000000000000	1.250006427165475	1.250006427388826
α_4	1.250000000000000	1.250005515247847	1.250005515471197
β_2	-0.833333333333333	-0.833395962130333	-0.833395964639381
β_3	0.625000000000000	0.624951696485001	0.624951693351092
β_4	3.750000000000000	3.749967148374615	3.749967145799049
τ_{12}	0.000033333333333	0.000009956738764	0.000009956626154
τ_{23}	0.000033333333333	0.000038731507334	0.000046477567181
τ_{34}	0.000033333333333	0.000026231592800	0.000020985166340

Выводы

1. Без дополнительных допущений (например, симметрии) относительно времен задержек при обмене пакетами в прямом и обратном направлении точная синхронизация сети только на основе временных меток невозможна.

2. Если какому-то из узлов доступна информация парного обмена временными метками между всеми узлами сети, то синхронизацию сети можно осуществить глобальным методом наименьших квадратов, который требует больших вычислительных затрат, связанных с ростом размерности системы уравнений. В гло-

бальном методе наименьших квадратов помимо линейного роста числа оцениваемых параметров растет также число мешающих параметров (времен задержек между узлами) пропорционально квадрату числа узлов сети.

3. Наиболее универсальным подходом является многоуровневая синхронизация на основе последовательной парной синхронизации. При этом синхронизацию рационально проводить в два этапа: на первом этапе на основе двух обменов пакетов между узлами совместно с алгоритмом построения минимального остовного дерева осуществить грубую синхронизацию сети, на втором этапе, используя предложенную модификацию рекуррентного метода наименьших квадратов, проводить удержание синхронизма и повышать точность оценки глобального времени сети за счет дополнительного обмена пакетами.

Литература

1. Wu Yik-Chung, Chaudhari Q., Serpedin E. Clock Synchronization of Wireless Sensor Networks // IEEE Signal Process. Vol. 28. № 1. 2011. Pp. 124–138.

2. A. Gersho A., Karafin B.J. Mutual Synchronization of Geographically Separated Oscillators // Bell Systems Technical. Vol. 45. Dec. 1966. Pp. 1689–1904.

3. Graham S., Kumar P.R. Time in General-Purpose Control Systems: The Control Time Protocol and an Experimental Evaluation // Proceedings of the 43rd IEEE Conference on Decision and Control. Paradise Island. December 14–17, 2004. Pp. 4004–4009.

4. Freris N.M., Graham S.R., Kumar P.R. Fundamental Limits on Synchronizing Clocks Over Networks // IEEE Transactions on Automatic Control. Vol. 56. № 6. 2011. Pp. 1352–1365.

5. Rajan R.T., Van der Veen A.-J. Joint Ranging and Clock Synchronization For a Wireless Network // Processing CAMSAP. 2011. Pp. 297–300.

6. Rajan R.T., Van der Veen A.-J. Joint Motion Estimation and Clock Synchronization For a Wireless Network of Mobile Nodes // Processing ICASSP. 2012. Pp. 2845–2848.

7. Rajan R.T., Van der Veen A.-J. Joint Ranging and Synchronization for an Anchorless Network of Mobile Nodes // IEEE Transactions on Signal Processing. Vol. 63. № 8. April 15, 2015. Pp. 1925–1940.

8. Алберт А. Регрессия, псевдоинверсия и рекуррентное оценивание / Пер. с англ. М.: Наука, 1977. 224 с.

9. Kay S.M. Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory. NJ, USA: Prentice-Hall, 1993. 595 p.

10. Хорн Р., Джонсон Ч. Матричный анализ / Пер. с англ. М.: Мир, 1989. 655 с.

11. Ерзин А.И. Задачи маршрутизации: учеб. пособие / А.И. Ерзин, Ю.А. Кочетов. Новосибирск: РИЦ НГУ, 2014. 95 с.

12. Попов А.Ю. Исследование вариантов реализации алгоритмов Крускала и Прима в вычислительной системе с многими потоками команд и одним потоком данных // Наука и Образование. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Электрон. 2015. № 11. С. 505–527.

Статья поступила в редакцию 2 августа 2017 года

УДК 621.396.67

ВЛИЯНИЕ ФИЗИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ НА ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ПОДВЕШЕННОЙ ОДНОПРОВОДНОЙ АНТЕННЫ

© Автор, 2018

А.С. Щеголеватых, к.т.н., ведущий инженер, АО «Концерн «Созвездие»,
e-mail: pshchegolevatykh@gmail.com

На основе предложенной модели расчета рассматриваются факторы, влияющие на входное сопротивление подвешенной однопроводной антенны. Выявлены условия выбора высоты подъема антенны, обеспечивающие оптимальное согласование с выходом передатчика.

***Ключевые слова**: однопроводная антенна, напряженность электрического поля, волновые векторы*

INFLUENCE OF UNDERLYING SURFACE PHYSICAL PARAMETERS ON INPUT RESISTANCE OF A SUSPENDED SINGLE-WIRE ANTENNA

© Author, 2018

A.S. Schegolevatykh, Ph.D (Eng. Sci.), Leading Engineer, JSC «Concern «Sozvezdie»,
e-mail: pshchegolevatykh@gmail.com

Based on the offered calculation model, factors influencing input resistance of a suspended single-wire antenna are considered. Conditions of antenna height selection ensuring optimal matching with the transmitter output are revealed.

***Keywords**: single-wire antenna, electric field intensity, wave vectors.*

Излучению электромагнитной волны из однопроводной антенны уделяется большое внимание [1–4]. В указанных работах на основе предположения распределения антенного тока по синусоидальному закону изучалось влияние проводимости подстилающей земной поверхности на характеристики излучения и передачи сигналов. Влияние конечной электропроводности земной поверхности проявляется в изменении распределения антенного тока. В данной работе эта проблема решается с целью получения выражения для сопротивления излучения. В частности, изучается влияние длины антенны и проводимости подстилающей земной поверхности на величину сопротивления и мощность излучения. Определению влияния различных факторов на величину входного сопротивления подвешенной однопроводной антенны посвящена данная статья.

Рассмотрим модель расчета электрофизических параметров подвешенной однопроводной антенны.

Расчетная схема приведена на рис. 1, откуда следует, что дифференциал напряженности электрического поля dE в любой точке пространства можно определить по формуле [1]

$$dE = \frac{i\omega\mu Idh}{4\pi}\left[\sin^2\theta_1\frac{\exp(ik_1r_1}{r_1} + R\sin^2\theta_2\frac{\exp(ik_2r_2)}{r_2} + \frac{1-R}{\gamma^2}\left(\gamma^4-\gamma^2+\sin^2\theta_2\right)F\frac{\exp(ik_1r_2)}{r_2}\right], \qquad (1)$$

где k_i $(i=1,2)$ – волновые векторы; нижний индекс $i=1$ соответствует атмосфере, а $i=2$ – подстилающей земной поверхности; ε_1 и ε_0 – диэлектрические проницаемости подстилающей земной поверхности и атмосферы соответственно, Ф/м; σ – электропроводность земной поверхности, См/м; $\gamma^2 = \left(\frac{k_2}{k_1}\right)^2 = \frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_0}\left(1+\frac{i\sigma}{\omega\varepsilon_1}\right)$; I – антенный ток, А; ω – круговая частота, $с^{-1}$; R – коэффициент отражения, определяемый по формуле [1]

$$R = \frac{\gamma^2 \cos\theta_2 - \sqrt{\gamma^2 - \sin^2\theta_2}}{\gamma^2 \cos\theta_2 + \sqrt{\gamma^2 - \sin^2\theta_2}}, \qquad (2)$$

где F – функция ослабления поверхностной волны, которую определим по формуле [1]

$$F = 1 + i\left[\pi W \cdot \exp\sqrt{-W}\right] \cdot erf\sqrt{-iW}, \qquad (3)$$

где

$$W = \frac{i4\pi r_2(\gamma^2 - \sin^2\theta_2)}{(1-R)^2}.$$

Расчетная схема приведена на рис. 1, где через h_A обозначена длина антенны, а через h_1 – высота нижнего края антенны над поверхностью Земли.

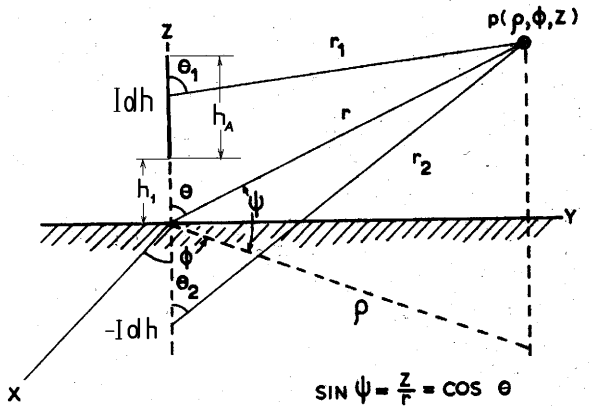


Рис. 1. Расчетная схема, совмещающая декартову и цилиндрическую системы координат для подвешенной однопроводной антенны

Рассмотрим случай, когда $\gamma >> \sin\theta$, т. е. диэлектрическая проницаемость подстилающей земной поверхности значительно выше диэлектрической проницаемости атмосферы, а также $E_z = (E_{\theta_1} + E_{\vartheta_2}) \cdot \sin\theta$, где E_{θ_1} и E_{θ_2} – составляющие напряженности излученного электрического поля для цилиндрической системы координат. В случае, когда нижний край антенны касается земной поверхности, получим следующие формулы:

$$\hat{E}_{\theta_1} = \frac{i\omega\mu \cdot \exp(-ik_1 r)\sin\theta}{4\pi} \int_{h_1}^{h_1+h_A} \sin k_1(h_1 + h_A - h)\left[\exp(-ik_1 h\cos\theta) + R \cdot \exp(ik_1 h\cos\theta)\right] dh, \qquad (4)$$

$$\hat{E}_{\theta_2} = \frac{i\omega\mu(1-R)\exp(-ik_1 r)}{4\pi \cdot \sin\theta} \int_{h_1}^{h_1+h_A} \sin k_1(h_1 + h_A - h)\left[F \cdot \exp(ik_1 h\cos\theta)\right] dh \qquad (5)$$

и

$$\tilde{E}_{\theta_1} = \frac{i\omega\mu \cdot \exp(-ik_1 r)\sin\theta}{4\pi} \int_{0}^{h_1} \sin k_1(h_1 + h_A - h)\left[\exp(-ik_1 h\cos\theta) + R \cdot \exp(ik_1 h\cos\theta)\right] dh, \qquad (6)$$

$$\tilde{E}_{\theta_2} = \frac{i\omega\mu(1-R)\exp(-ik_1 r)}{4\pi \cdot \sin\theta} \int_{0}^{h_1} \sin k_1(h_1 + h_A - h)\left[F \cdot \exp(ik_1 h\cos\theta)\right] dh. \qquad (7)$$

Отсюда получим выражение для напряженности электрического поля в некоторой точке

$$E_\theta = (\hat{E}_{\theta_1} + \hat{E}_{\theta_2}) - (\tilde{E}_{\theta_1} + \tilde{E}_{\theta_2}), \qquad (8)$$

$$\tilde{E}_{\theta_1} + \tilde{E}_{\theta_2} = \frac{i \cdot 60 \cdot I_m \cdot \exp(ik_1 r)}{r \cdot \left(1 + \left[\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_0} + \frac{i\sigma_2}{\omega\varepsilon_0}\right]^{-1/2} \cdot \sqrt{sc\theta}\right)} \cdot \frac{\cos(k_1 h_1 \cos\theta) - \cos k_1 h_1}{\sin\theta}, \qquad (9)$$

$$\hat{E}_{\theta_1} + \hat{E}_{\theta_2} = \frac{i \cdot 60 \cdot I_m \cdot \exp(ik_1 r)}{r \cdot \left(1 + \left[\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_0} + \frac{i\sigma_2}{\omega\varepsilon_0}\right]^{-1/2} \cdot \sqrt{sc\theta}\right)} \cdot \frac{\cos[k_1(h_1 + h_A)\cos\theta] - \cos k_1(h_1 + h_A)}{\sin\theta}. \quad (10)$$

Рассматривая полуволновый вибратор в качестве подвешенной однопроводной антенны, длина которой h_A составляет четверть от длины волны излучения λ, получим

$$k_1 h_A = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2}. \quad (11)$$

В результате выражение (10) примет вид

$$\hat{E}_{\theta_1} + \hat{E}_{\theta_2} = \frac{i \cdot 60 \cdot I_m \cdot \exp(ik_1 r)}{r \cdot \left(1 + \left[\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_0} + \frac{i\sigma_2}{\omega\varepsilon_0}\right]^{-1/2} \cdot \sqrt{sc\theta}\right)} \cdot \frac{\cos[k_1 h_1 + +\pi/2) \cdot \cos\theta] + \cos(k_1 h_1)}{\sin\theta}. \quad (12)$$

Подставляя формулы (9) и (12) в выражение (8), получим напряженность электрического поля в некоторой точке

$$E_\theta = \frac{-i \cdot 120 \cdot I_m \cdot \exp(ik_1 r)}{r \cdot \left(1 + \left[\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_0} + \frac{i\sigma_2}{\omega\varepsilon_0}\right]^{-1/2} \sqrt{sc\theta}\right)} \frac{\sin[(k_1 h_1 + \pi/4) \cdot \cos\theta] \cdot \sin(\pi \cdot \cos\theta/4) + \cos(k_1 h_1)}{\sin\theta}. \quad (13)$$

Входное напряжение антенны V определим по формуле

$$V = -i \cdot 120 \cdot I_m \int_{h_1}^{h_1 + 75/f} \int_0^\pi \frac{\sin[(2\pi f h_1 / 300 + \pi/4)\cos\theta] \cdot \sin(\pi\cos\theta/4) + \cos(2\pi f h_1)}{r\left(1 + \left[\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_0} + \frac{i \cdot \sigma_2}{2\pi f \cdot \varepsilon_0}\right]^{-1/2} \sqrt{sc\theta}\right)} d\theta dr. \quad (14)$$

Отсюда найдем входное сопротивление R_{BX}

$$R_{\text{BX}} = -i \cdot 120 \int_{h_1}^{h_1 + 75/f} \int_0^\pi \frac{\sin[(2\pi f h_1 / 300 + \pi/4)\cos\theta] \cdot \sin(\pi\cos\theta/4) + \cos(2\pi f h_1)}{r\left(1 + \left[\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_0} + \frac{i \cdot \sigma_2}{2\pi f \cdot \varepsilon_0}\right]^{-1/2} \sqrt{sc\theta}\right)} d\theta dr. \quad (15)$$

Напряженность магнитного поля в этой же точке определяется по формуле [5]

$$H_\varphi = \frac{E_\theta}{120\pi}, \quad (16)$$

т.е.

$$H_\varphi = \frac{i \cdot I_m \cdot \exp(ik_1 r)}{r \cdot \left(1 + \left[\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_0} + \frac{i\sigma_2}{\omega\varepsilon_0}\right]^{-1/2} \sqrt{sc\theta}\right)} \frac{\sin[k_1 h_1 \cdot \cos\theta + \pi \cdot \cos\theta/4] \cdot \sin(\pi \cdot \cos\theta/4) + \cos(k_1 h_1)}{\pi \cdot \sin\theta}. \quad (17)$$

Мощность, подводимая к антенне P, определяется как [5]

$$P = 60 \cdot \pi \cdot \int_0^{2\pi} \int_0^\pi H_\varphi^2 \cdot r^2 \cdot \sin\theta \cdot d\theta d\varphi, \quad (18)$$

$$P=\frac{120}{\pi^2}I_m^2\int_0^{\pi/2}\left[\frac{\sin(kh\cos\theta+\pi\cdot\cos\theta/4)\cdot\sin(\pi\cdot\cos\theta/4)+\cos(kh)}{\left(1+\left[\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_0}+\frac{i\sigma_2}{\omega\varepsilon_0}\right]^{-1/2}\sqrt{sc\theta}\right)}\right]^2\cdot\sin\theta d\theta. \quad (19)$$

Входное сопротивление излучения $R_{\text{ВХ}}$ определяется следующей формулой [5]

$$R_{\text{ВХ}}=\frac{2P}{I_m^2}. \quad (20)$$

Подставляя в формулу (18) выражение (17), получим

$$R_{\text{ВХ}}=\frac{240}{\pi^2}\int_0^{\pi}\left[\frac{\sin[(k_1h_1+\pi/4)\cos\theta]\cdot\sin(\pi\cdot\cos\theta/4)+\cos(kh)}{\left(1+\left[\frac{\varepsilon_1}{\varepsilon_0}+\frac{i\sigma_2}{\omega\varepsilon_0}\right]^{-1/2}\sqrt{sc\theta}\right)}\right]^2\cdot\sin\theta d\theta. \quad (21)$$

Формула (11) показывает, что подвешенная однопроводной антенна, длина которой h_A составляет четверть от длины излучаемой радиоволны λ, будет находиться в состоянии первого последовательного резонанса [5]. Следовательно, мнимая составляющая входного сопротивления $R_{\text{ВХ}}$ будет близка к нулю [5]. Действительная часть входного сопротивления $R_{\text{ВХ}}$ будет близка к 73 Ом [5].

Выясним, какое влияние на характеристики подвешенной однопроводной антенны будут оказывать высота подъема нижнего конца антенны над землей h_1, частота излучаемого радиосигнала f и электрофизические параметры подстилающей земной поверхности (диэлектрическая проницаемость ε_1, проводимость почвы σ_2 и др.).

На территории Российской Федерации (РФ) встречаются почвы, электрофизические параметры которых сведены в табл. 1 (взяты из [6]).

Таблица 1

Значения ε и σ для различных видов поверхности РФ

Вид поверхности	ε	σ, См/м	Частота, при которой $\varepsilon=60\lambda\sigma$, МГц
Морская вода	80	4…5	900…1125
Пресная вода	80	0,001…0,01	0,225…2,25
Очень влажная почва	30	0,005…0,02	3…12
Средняя почва	15	0,0005…0,005	0,6…6
Почва в Арктике	15	0,0005	0,6
Очень сухая почва	3	0,00005…0,0005	0,3…0,6
Полярный лед	3	0,000025	0,15

В последнем столбце табл. 1 приведены значения частот, при которых плотность тока смещения равна плотности тока проводимости. Это своего рода водораздел. На более низких частотах подстилающая почва приближается по своим свойствам к проводнику, а на более высоких частотах – к диэлектрику.

На основе вычислений по формуле (21) с учетом данных табл. 1 построены графики. У всех графиков ордината представляет собой входное сопротивление и выражается в единицах ома. Дополнительный индекс r означает действительную часть, а индекс I – мнимую

часть. В скобках указаны параметры в следующей последовательности: первый индекс – относительная диэлектрическая проницаемость почвы, второй индекс – электропроводность почвы (мСм/м), третий индекс – высота нижнего конца антенны над Землей (м), четвертый индекс – частота сигнала (МГц).

Рис. 2–4 отражают зависимость действительной части входного сопротивления антенны от высоты нижнего конца антенны над Землей h_1. Рис. 5–7 отражают зависимость мнимой части входного сопротивления антенны от высоты нижнего конца антенны над Землей h_1. Полученные результаты показывают, что до высоты 300 м над Землей входное сопротивление практически не зависит от высоты подъема. Далее действительная часть входного сопротивления увеличивается, достигая некоторого значения, после которого начинается резкое снижение сопротивления (рис. 2–4). В меньшей степени, но похожая картина наблюдается и для мнимой составляющей входного сопротивления (рис. 5–7). Вычисленные значения близки к теоретическим значениям [5].

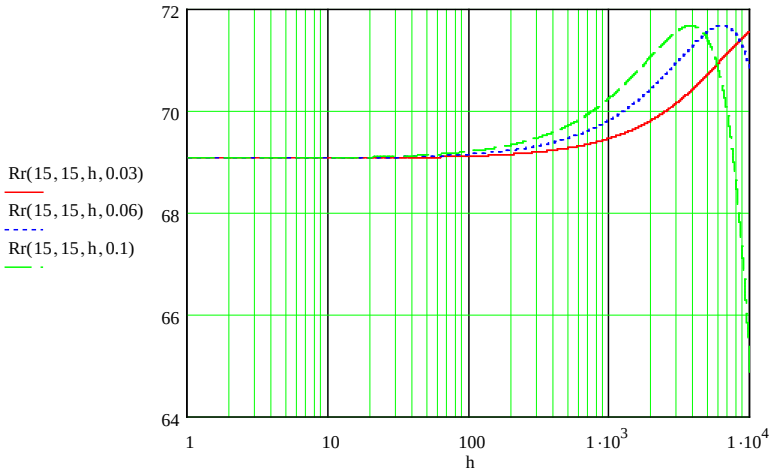


Рис. 2. Зависимость действительной части входного сопротивления антенны от высоты нижнего конца антенны над Землей h_1 для значения ε_r =15

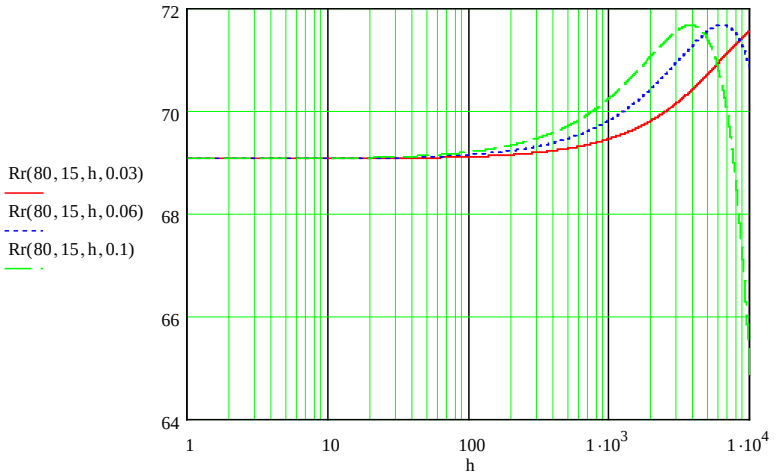


Рис. 3. Зависимость действительной части входного сопротивления антенны от высоты нижнего конца антенны над Землей h_1 для значения ε_r =80

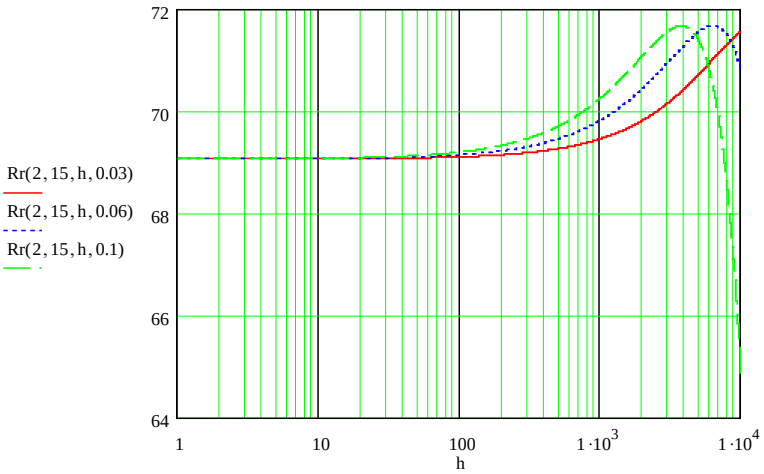


Рис. 4. Зависимость действительной части входного сопротивления антенны от высоты нижнего конца антенны над Землей h_1 для значения ε_r =2

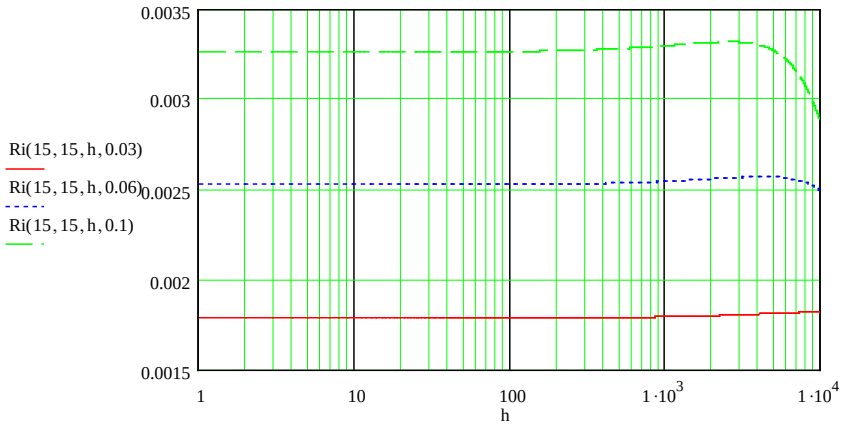


Рис. 5. Зависимость мнимой части входного сопротивления антенны от высоты нижнего конца антенны над Землей h_1 для значения ε_r =15

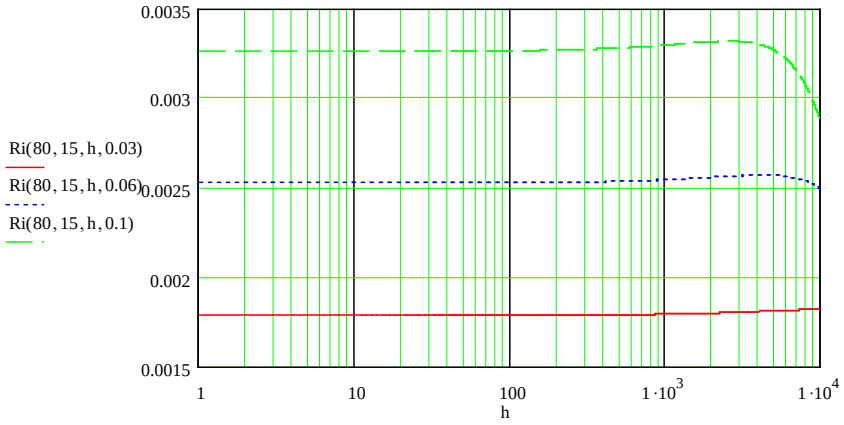


Рис. 6. Зависимость действительной части входного сопротивления антенны от высоты нижнего конца антенны над Землей h_1 для значения ε_r =80

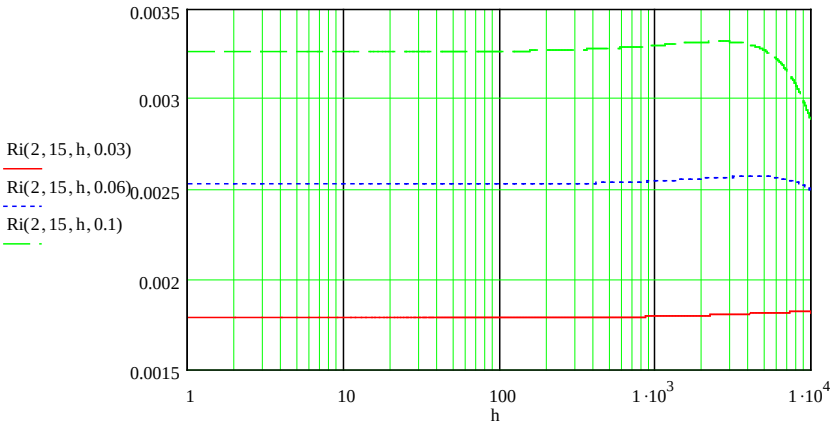


Рис. 7. Зависимость мнимой части входного сопротивления антенны от высоты нижнего конца антенны над Землей h_1 для значения ε_r =2

На рис. 8 и 9 показано, что рост относительной диэлектрической проницаемости подстилающей среды приводит к снижению как действительной, так и мнимой части входного сопротивления $R_{\text{ВХ}}$. Однако относительные изменения входного сопротивления при этом небольшие, что позволяет их не учитывать.

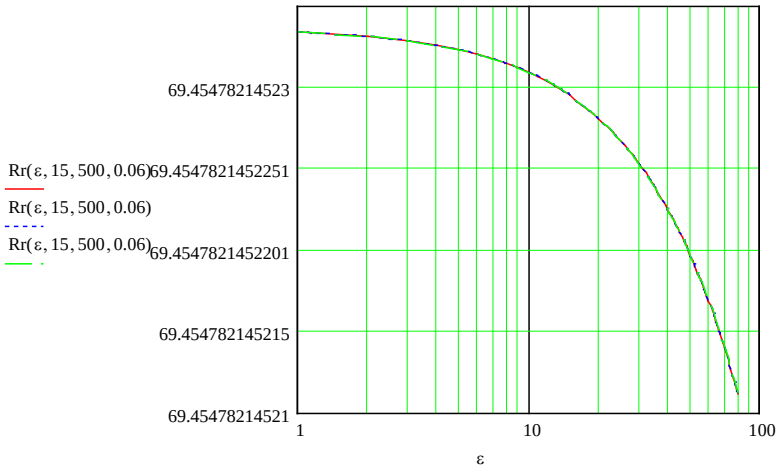


Рис. 8. Зависимость действительной части входного сопротивления антенны от значения относительной диэлектрической проницаемости ε_r

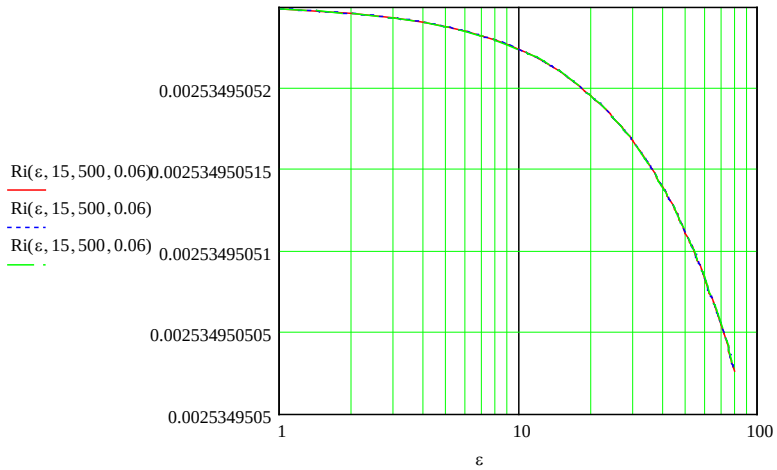


Рис. 9. Зависимость мнимой части входного сопротивления антенны от значения относительной диэлектрической проницаемости ε_r

На рис. 10 и 11 приведены зависимость входного сопротивления R_{BX} от электропроводности подстилающей среды. Рост электропроводности σ_2 приводит к увеличению действительной части входного сопротивления и снижению мнимой части входного сопротивления, При этом относительные изменения входного сопротивления при этом небольшие, что позволяет не учитывать это влияние.

На рис. 12 и 13 приведены зависимость входного сопротивления R_{BX} от частоты радиосигнала f. Рост частоты f приводит к увеличению как действительной, так и мнимой части входного сопротивления R_{BX}. При этом относительные изменения входного сопротивления R_{BX} достаточно заметные, особенно это относится к мнимой части входного сопротивления R_{BX}.

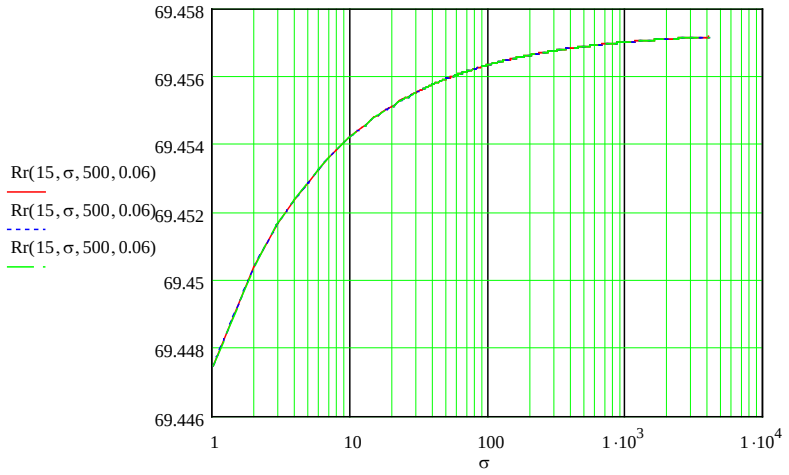


Рис. 10. Зависимость действительной части входного сопротивления антенны от значения электропроводности подстилающей поверхности σ_2 (мСм/м)

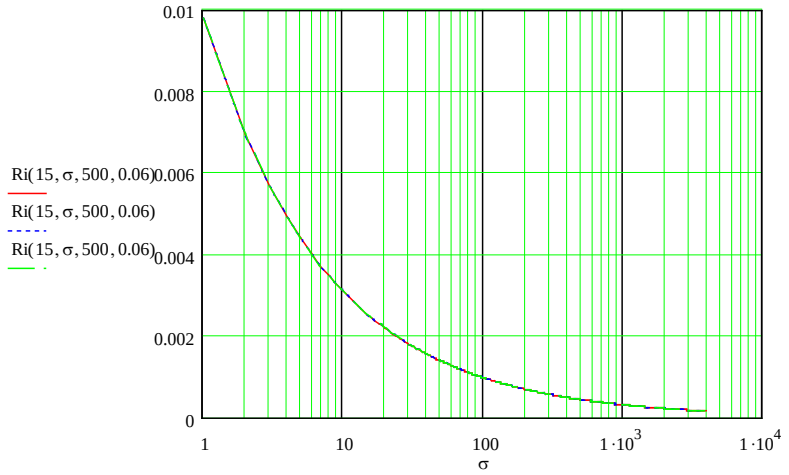


Рис. 11. Зависимость мнимой части входного сопротивления антенны от значения электропроводности подстилающей поверхности σ_2 (мСм/м)

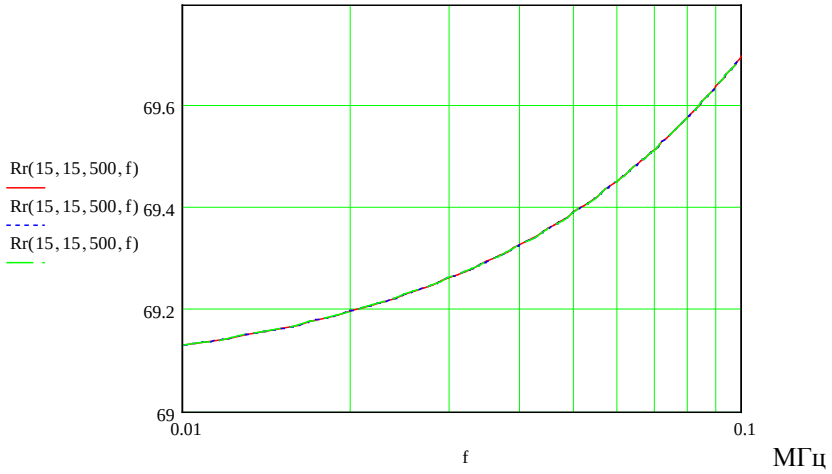


Рис. 12. Зависимость действительной части входного сопротивления антенны от частоты радиосигнала f

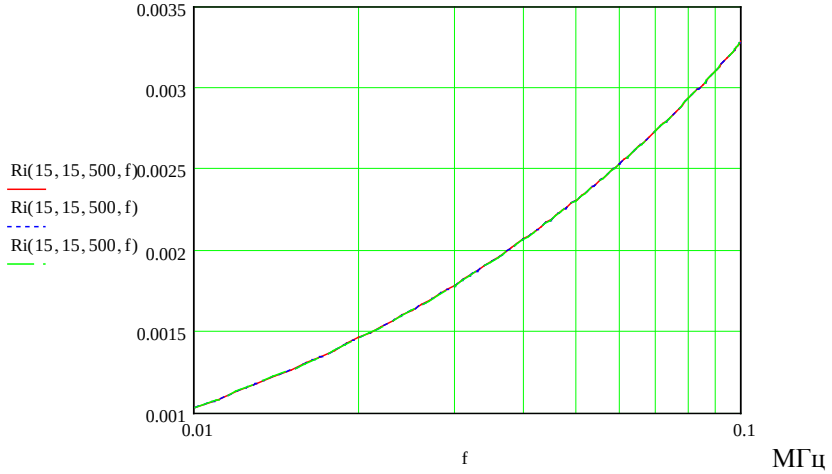


Рис. 13. Зависимость мнимой части входного сопротивления антенны от частоты радиосигнала f

Из представленного материала можно сделать следующие выводы. Во-первых, на величину входного сопротивления $R_{\text{ВХ}}$ оказывают влияние упомянутые ранее факторы: 1) высота подъема нижнего конца антенны над землей h_1, 2) частота излучаемого радиосигнала f 3) электрофизические параметры подстилающей земной поверхности (диэлектрическая проницаемость ε_1 и проводимость почвы σ_2). Во-вторых, существует участок характеристики с экстремальным значением величины входного сопротивления $R_{\text{ВХ}}$, наличие которого ухудшает устойчивость системы связи.

Наибольшее влияние на величину входного сопротивления $R_{\text{ВХ}}$ оказывают первые два из перечисленных факторов. В зависимости от высоты подъема нижнего конца антенны над землей h_1 наблюдается «горб» входного сопротивления $R_{\text{ВХ}}$. Его значение зависит также и от частоты излучаемого радиосигнала f: чем выше частота, тем на более низких высотах проявляется «горб». Наличие «горба» указывает на сложность согласования выхода передающего устройства со входом подвешенной однопроводной антенны. Для рассматриваемого диапазона частот (30…100 кГц) высоту подъема нижнего конца антенны над землей h_1 следует не превышать 300…900 м над Землей. Причем для более высоких частот радиосигнала следует h_1 задавать ниже.

Литература

1. *Стрэттон Д.А.* Теория электромагнетизма. М.: ОГИЗ, 1948. 539 с.

2. *Chobrial S.T.* Axial cross polarization in reflector antenna with surface unperfections // IEEE Transactions on Antenna and Propagation. 1980. Vol. AP-28. №5. Pp. 610–516.

3. *Ямпольский В.Г., Фролов О.П.* Оптимизация антенных систем линий связи. М.: Радио и связь. 1991, 272 с.

4. *Wait J.R.* Impedance characteristics of electric dipols over a conducting harf-space // Radio Science. Vol. 4. № 10. Pp. 971–975.

5. *Кочержевский Г.Н.* Антенно-фидерные устройства. М.: Связь, 1968. 484 с.

6. *Кашпровский В.А., Кузубов Ф.А.* Распространение средних радиоволн земным лучом. М.: Связь, 1971. 220 с.

Статья поступила в редакцию 27 октября 2017 года

УДК 621.3.015.4

ПОТЕНЦИАЛЬНЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО КОНТУРА

© Авторы, 2018

Н.Д. Бирюк, профессор, ВГУ, e-mail: lidia@vmail.ru
О.С. Хорпяков, доцент, МИКТ, e-mail: al17183@yandex.ru
Ю.В. Сидоров, д.т.н., руководитель программ, АО «Концерн «Созвездие»

Одна из основных проблем радиосвязи – проектирование удобных в эксплуатации малошумящих высокочастотных усилителей. В основу их построения положены различные физические принципы. Судя по образу применяющихся на практике усилителей, первое место по совокупности полезных показателей занимают параметрические усилители. Основная трудность повышения их эффективности состоит в обеспечении параметрической синхронности. Ниже предпринята попытка найти способ полнее использовать потенциальные возможности параметрических усилителей.

Ключевые слова: *малошумящие высокочастотные усилители, параметрический усилитель.*

THE POTENTIAL OF THE PARAMETRIC CIRCUIT

© Authors, 2018

N.D. Biryuk, Professor, Voronezh State University, e-mail: lidia@vmail.ru
O.S. Khorpyakov, Associate Professor, MICT, e-mail: al17183@yandex.ru
Yu.V. Sidorov, Dr.Sci.(Eng.), Program Lead, JSC «Concern «Sozvezdie»

One of fundamental issues of radio communication is design of user-friendly low-noise high frequency amplifiers. Their design is based on different physical principles. Judging from the configuration of amplifiers applied in practice, parametric amplifiers head the list in terms of total useful parameters. The central problem of their efficiency improvement is assurance of parametric synchronism. Below is shown an attempt at finding the way of better application of the parametric amplifier potential.

Keywords: *low-noise high frequency amplifiers, parametric amplifier.*

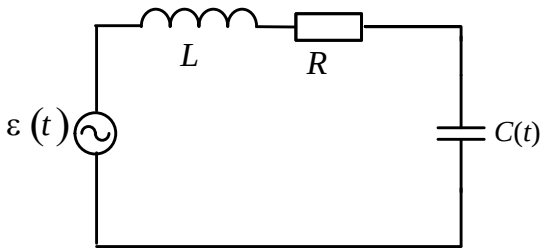
1. Принцип действия одноконтурного параметрического усилителя

Процессы в одноконтурном параметрическом усилителе описаны во многих руководствах. Для наших целей потребуется начальная информация, изложенная в учебнике И.С. Гоноровского [1] и монографии К.В. Филатова [2]. Кратко опишем принятую точку зрения на эту проблему. За основу принимаем последовательный колебательный контур, в котором любая реактивность изменяется во времени по периодическому закону независимо от протекающих токов (условие линейности). Обычно выбирают емкость, т.к. конструктивно легче реализовать её изменение во времени.

Сначала предположим, что представленный на рисунке контур – с постоянными параметрами. Входным сигналом считаем гармоническую э.д.с $\varepsilon(t)=\varepsilon_m\cos(\omega t+\varphi_\varepsilon)$, выходными – напряжение на индуктивности $u_L=U_L\cos(\omega t+\varphi_L)$. При резонансе на частоте $\omega_p=\omega_o=\frac{1}{\sqrt{LC}}$, где ω_o – собственная частота контура, реактивные сопротивления равны по величине и обратны по знаку, поэтому напряжения на реактивностях компенсируют друг друга, а ток принимает максимальное по амплитуде значение $i(t)=I_m\cos(\omega t+\varphi_i)$, $I_m\frac{\varepsilon_m}{R}$, $\varphi_i=\varphi_\varepsilon$. Напряжения на реактивностях одинаковы по величине и обратны по знаку $u_L(t)=-u_C(t)=U_L\cos(\omega t+\varphi_L)$, причем $U_L=Q\varepsilon_m$; амплитуды напряжений на реактивностях в Q раз превышают амплитуду возмущений э.д.с., где Q – добротность контура:

$$Q=\frac{\omega_o L}{R}=\frac{1}{\omega_o CR}=\frac{p}{R},$$

где $p=\sqrt{\frac{L}{C}}$ – характеристическое сопротивление контура.



Последовательный колебательный контур – основа одноконтурного параметрического усилителя

Таким образом, в обычном контуре напряжение на С в Q раз больше, чем воздействующее. Это свойство контура используется в радиоприёмниках, где в качестве первого каскада выбирают колебательный контур.

Принцип действия одноконтурного параметрического усилителя такой же, только вместо постоянной ёмкости используют периодически изменяющуюся во времени ёмкость, используемую для модуляции и усиления сигнала:

$$C = C(t) = C(t+T),$$

где T – период изменения ёмкости. Функции изменения во времени $C(t)$ весьма разнообразны, получить их из физических соображений затруднительно, поэтому принято их аппроксимировать двумя способами:

$$C(t) = C_o\left[1 + m\cos(\Omega t + \varphi_C)\right] \qquad (1)$$

или

$$C(t) = \frac{C_o}{1 + m\cos(\omega t + \varphi_C)}, \qquad (2)$$

где $m < 1$. В радиотехнике часто используют сильное неравенство $m \ll$. Тогда различия между этими функциями практически исчезают, поскольку

$$C(t) = \frac{C_o}{1 + m\cos(\Omega t + \varphi_C)} \approx C_o\left[1 - m\cos(\Omega t + \varphi_C)\right].$$

Обычный контур – частный случай параметрического, причем степень частности столь велика, что их общие свойства обнаружить непросто. Анализ параметрического контура несравнимо сложнее. Обнаружить причину этого нетрудно. Радиоцепи с постоянными параметрами особым образом реагируют на гармонические функции времени, так как гармоническое воздействие вызывает гармонический отклик с той же частотой в установившемся режиме.

Параметрические цепи, изменяющиеся во времени с круговой частотой Ω, особым образом реагируют на значительно более сложную функцию времени – функцию Хилла

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_k \cos\left[(\omega + k\Omega)t + \varphi_k\right]. \qquad (3)$$

При анализе параметрических радиоцепей оказывается удобным метод комплексных амплитуд, когда вместо исходных функций времени типа (3), называемых оригиналами, вводятся изображения

$$\hat{x} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \dot{X}_k\, e^{j(\omega + k\Omega)t}\ ,\ j = \sqrt{-1}, \qquad (4)$$

где $\dot{X}_k = X_k e^{j\varphi_k}$ – комплексные амплитуды. Здесь начальные фазы φ_k «спрятаны» в комплексных амплитудах, что значительно упрощает промежуточные преобразования.

Другая особенность параметрических радиоцепей заключается в том, что радиоцепи с постоянными параметрами устойчивы, а если они содержат активные сопротивления с токами, то асимптотически устойчивы, а аналогичные параметрические цепи могут быть устойчивыми и неустойчивыми. Разграничить эти варианты – трудная теоретическая задача.

Функция Хилла в общем случае не периодическая, а относится к значительно более широкому классу почти периодических функций. Их спектр – бесконечный, линейчатый –

$$\ldots, \omega - k\Omega, \omega - (k-1)\Omega, \ldots, \omega - \Omega, \omega, \omega + \Omega, \ldots, \omega + (k-1)\Omega, \omega + k\Omega, \ldots \qquad (5)$$

Периодические функции – частный случай, а гармонические функции – очень частный случай функций Хилла.

Гармоническое воздействие в параметрических цепях вызывает вынужденный процесс в виде функций Хилла.

В параметрических усилителях оказываются выгодными частоты $\Omega = \frac{2\omega}{k}$, $k = 1, 2, \ldots$, при этом наиболее выгодным оказывается случай с $k = 1$ –

$$\Omega = 2\omega. \qquad (6)$$

В одноконтурном параметрическом усилителе параметрическому контуру ставится в соответствие обычный контур с постоянной ёмкостью, равной средней ёмкости $C(t)$, в данном случае $C = C_o$. Резонансная частота этого контура равна собственной частоте, т.е.

$$\omega = \omega_p = \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_o}}.$$

Отклик должен быть гармоническим с той же частотой:

$$x^{(\omega)}(t) = X_m^{(\omega)} \cos(\omega t + \varphi).$$

В составе спектра функций Хилла при условии (6) таких частот две при $k = 0, -1$. Поэтому

$$x^{(\omega)}(t) = X_m^{(\omega)} \cos(\omega t + \varphi) =$$

$$= X_m^{(0)} \cos(\omega t + \varphi_o) + X_m^{(-1)} \cos\left[(\omega - \Omega)t + \varphi_{-1}\right] =$$

$$= X_m^{(0)} \cos(\omega t + \varphi_o) + X_m^{(-1)} \cos(-\omega t + \varphi_{-1}) =$$

$$= X_m^{(0)} \cos(\omega t + \varphi_o) + X_m^{(-1)} \cos(\omega t + \varphi_{-1}).$$

Поскольку сумма двух гармонических функций равна гармонической функции с той же частотой, то

$$X_m^{(\omega)} =$$

$$= \sqrt{X_m^{(0)2} + X_m^{(-1)2} + 2X_m^{(0)} X_m^{(-1)} \cos(\varphi_o + \varphi_{-1})},$$

$$tg\varphi = \frac{X_m^{(0)} \sin\varphi_o - X_m^{(-1)} \sin\varphi_{-1}}{X_m^{(0)} \sin\varphi_o + X_m^{(-1)} \sin\varphi_{-1}}.$$

Считается, что соответствующий обычный контур обладает идеальной избирательностью и полностью подавляет остальные спектральные составляющие функции Хилла.

В данном случае коэффициент усиления параметрического контура равен

$$K = \frac{X_m^{(\omega)}}{\varepsilon_m}.$$

2. Основные количественные соотношения в одноконтурном параметрическом усилителе

Для параметрического усилителя обязательно выполнение следующих условий:

а) он должен быть асимптотически устойчив, что равнозначно затуханию свободных процессов;

б) гармоническое воздействие с любой частотой должно вызывать гармонический отклик с той же частотой;

в) коэффициент усиления должен быть больше единицы.

При анализе параметрического усилителя возникают математические трудности, связанные с громоздкими преобразованиями. Для конкретности выбираем контур по рис.1 с изменяющейся по формуле (2) ёмкостью C, $m \ll 1$.

Входным сигналом является гармоническая э.д.с. $\varepsilon(t) = \varepsilon_m \cos(\omega t + \varphi_\varepsilon)$, выходным – напряжение на индуктивности $u_L = U_L \cos(\omega t + \varphi_L)$, соответствующий обычный контур настроен в резонанс: $\omega = \omega_p = (LC_o)^{-\frac{1}{2}}$, и частоты ω и Ω связаны оптимальной зависимостью $\Omega = 2\omega$.

Математическая модель параметрического контура относительно заряда конденсатора имеет вид

$$\frac{d^2q}{dt^2} + 2d\frac{dq}{dt} +$$

$$\omega_o^2\left[1 + m\cos(\Omega t + \varphi_C)\right]q = \frac{1}{L}\varepsilon(t), \qquad (10)$$

где $d = \frac{R}{2L}$ – коэффициент затухания.

Для анализа устойчивости рассматривается соответствующее (10) однородное уравнение

$$\frac{d^2q}{dt^2} + 2d\frac{dq}{dt} + \omega_o^2\left[1 + m\cos(\Omega t + \varphi_C)\right]q = 0. \quad (11)$$

Это уравнение заменой переменной $q = ye^{-dt}$ и переходом к безразмерному времени $\tau = \frac{\Omega t}{2}$ приводится к уравнению Матье

$$\frac{d^2y}{dt^2} + (\delta + \varepsilon\cos 2\tau)y = 0,$$

$$\delta = \frac{4\omega_{св}{}^2}{\Omega^2},\ \varepsilon = m\frac{4\omega_o^2}{\Omega^2}, \qquad (12)$$

в нашем случае $\omega_{св} \simeq \omega_o$.

Уравнение Матье относительно хорошо проанализировано, для него построена карта областей устойчивости и неустойчивости в плоскости xOy, где $x = \delta$ – абсцисса, $y = \varepsilon$ – ордината. Перемещающиеся области устойчивости и неустойчивости заполняют всю плоскость xOy,

каждая из областей неустойчивости одной точкой касается оси абсцисс. Если эти области перенумеровать слева направо: $1,2,...,k,...,$ то каждая из них касается оси абсцисс при $x=\delta=k^2$. При этих значениях δ уравнение Матье неустойчиво при сколь угодно малом ε.

Этой карты, однако, недостаточно для полного решения задачи об устойчивости уравнения (11) – требуется указать степень роста решения уравнения Матье в каждой точке зоны неустойчивости. Однако и в существующем виде карта устойчивости полезна: если уравнение Матье устойчиво, то уравнение (11) тем более устойчиво; если уравнение Матье неустойчиво, то уравнение (11) может быть как устойчивым, так и неустойчивым, требуются дополнительные исследования. Для параметрического усиления наиболее выгодна первая зона неустойчивости и соприкасающиеся с ней слева и справа две зоны устойчивости. Это значит, что равенство $\Omega\simeq 2\omega_o$ выполняется приближенно.

Общее решение уравнения Матье известно, обратным переходом от уравнения Матье к (11) можно получить общее решение (11):

$$q(t)=Ae^{\left(\frac{\Omega}{2}\mu-d\right)t}\varphi_1\left(\frac{\Omega t}{2}\right)+$$

$$+Be^{-\left(\frac{\Omega}{2}\mu+d\right)t}\varphi_2\left(\frac{\Omega t}{2}\right), \qquad (13)$$

где A,B – константы, зависящие от начальных условий; φ_1,φ_2 – периодические функции с периодом $\frac{2\pi}{\Omega}$ или $\frac{4\pi}{\Omega}$, не влияющие на устойчивость уравнения (13). Вся информация об устойчивости или неустойчивости уравнения (13) содержится в параметре μ. Этот параметр может быть комплексным. Тогда в случае неустойчивости $\frac{\Omega}{2}\mathrm{Re}\,\mu-d>0\rightarrow\mathrm{Re}\,\mu>\frac{2d}{\Omega}$, а в случае устойчивости выполняется обратное неравенство. В нашем случае параметр μ оказывается действительным, поэтому в случае неустойчивости $\mu>\frac{2d}{\Omega}$, и в граничном случае $\mu>\frac{2d}{\Omega}$. Этот параметр вычисляется независимо, что представляет собой трудную задачу. В нашем случае при весьма жестких ограничениях этот параметр вычисляется проще.

Решение (13) в случае приближенного равенства $\Omega\simeq 2\omega$ может быть уточнено:

$$q(t)=Ae^{\left(\mu\frac{\Omega}{2}-d\right)t}\cos\left(\frac{\Omega}{2}t+\xi_1\right)+$$

$$+Be^{-\left(\mu\frac{\Omega}{2}+d\right)t}\cos\left(\frac{\Omega}{2}t-\xi_1\right), \qquad (14)$$

где $\mu=\sqrt{\left(\frac{\varepsilon}{4}\right)^2-\left(\frac{\delta-1}{2}\right)^2}$, $tg\xi=\frac{\frac{\varepsilon}{4}-\frac{\delta-1}{2}}{\sqrt{\left(\frac{\varepsilon}{4}\right)^2+\left(\frac{\delta-1}{2}\right)^2}}$.

Если равенство $\Omega=2\omega=2\omega_o$ выполняется точно и рассматривается контур с малыми параметрами $\left(\omega_{\text{св}}\simeq\omega_p\right)$, то решение принимает вид

$$q(t)=Ae^{\left(\frac{\varepsilon\Omega}{8}-d\right)t}\cos\left(\frac{\Omega}{2}t+45^o\right)+$$

$$+Be^{-\left(\frac{\varepsilon\Omega}{8}+d\right)t}\cos\left(\frac{\Omega}{2}t-45^o\right).$$

На практике поддерживать равенство $\Omega=2\omega_o=2\omega$ довольно трудно, поэтому целесообразно считать, что оно выполняется приближенно.

Введём параметр несовпадения

$$\pm\Delta\omega=\frac{\Omega}{2}-\omega_o,\ \frac{\Delta\omega}{\omega_o}\simeq\frac{2\Delta\omega}{\Omega}\ll 1. \qquad (15)$$

В критическом случае для границы первой зоны неустойчивости выполняется равенство

$$\mu_{\text{кр}}=\frac{2d}{\Omega}.$$

Этот параметр громоздким способом пересчитывается в критический коэффициент модуляции емкости $m_{\text{кр}}$. Результат такого пересчёта известен:

$$m_{\text{кр}}=4\left(\frac{\Omega}{2\omega_o}\right)^2\sqrt{\frac{4d^2}{\Omega^2}+\left(\frac{\delta-1}{2}\right)^2}.$$

Для высокодобротных контуров (добротность $Q\gg 1$) $d\ll 1$, $\omega_{\text{св}}\simeq\omega_o$ справедливы соответствия

$$\delta\simeq\left(1\pm\frac{2\Delta\omega}{\Omega}\right)^2,\ \frac{\Omega}{2\omega_o}\simeq 1,\ \frac{4d^2}{\Omega^2}\simeq\frac{1}{4Q^2}.$$

При этих вполне приемлемых для практики допущениях имеет место простое, с достаточной для практики точностью равенство

$$m_{\text{кр}} \simeq \frac{2}{Q}\left[1+4\left(\frac{2\Delta\omega}{\Omega}\right)^2\right]. \qquad (16)$$

Минимальный критический коэффициент модуляции ёмкости реализуется при $\Delta\omega = 0$. Тогда он равен

$$m_{\text{кр}\min} = \frac{2}{Q}.$$

Расстройка $\Delta\omega$ стабилизирует контур, но при этом возникает нежелательное явление. Даже при идеальной избирательности контур пропускает колебания с двумя частотами ω и $\Omega - \omega$, где $\Omega \simeq 2\omega$. При этом приближенном равенстве частоты близки, но не равны друг другу, вследствие чего возникают биения с разностной частотой $\Delta\omega$.

Формула (16) очень удобна для конкретного анализа устойчивости: если $m < m_{\text{кр}}$, то контур устойчив, при $m > m_{\text{кр}}$ – неустойчив.

Оценим количественно эффект усиления одноконтурного параметрического усилителя. Для этого потребовалось пересчитать в обычном контуре (см. рисунок) последовательную цепочку CR в параллельную $C_{\text{э}}G_{\text{э}}$. Пересчет методом комплексных амплитуд простой. При высокой добротности контура получается

$$C_{\text{э}} \simeq C, \quad G_{\text{э}} = \frac{p^2}{R}, \quad p^2 = \frac{L}{C_o}.$$

Известно, что изменение емкости во времени по функции (2) равнозначно подключению параллельно проводимости $G_{\text{э}}$ постоянной проводимости

$$G_m = \frac{m}{2p}\sin\left(\varphi_C - \varphi_\varepsilon\right).$$

Тогда получается общая проводимость контура

$$G_\Sigma = G_{\text{э}} + G_m = \frac{1}{p}\left[\frac{1}{Q} + \frac{m}{2}\sin\left(\varphi_C - \varphi_\varepsilon\right)\right].$$

Начальные фазы φ_C и φ_ε можно изменить независимо друг от друга. При $\varphi_C < \varphi_\varepsilon$ вносимая проводимость G_m оказывается отрицательной, что приводит к повышению добротности контура. Максимальный эффект получится при $\varphi_C - \varphi_\varepsilon = \frac{\pi}{2}$. Тогда $G_{\text{э}} = \frac{1}{p}\left(\frac{1}{Q} - \frac{m}{2}\right)$.

При этом эквивалентная добротность контура равна

$$Q_{\text{э}} = \frac{\omega_o C_o}{G_{\text{э}}} = \left(\frac{1}{Q} - \frac{m}{2}\right)^{-1}.$$

Теперь можно найти эффективность усиления по напряжению параметрического контура по сравнению с соответствующим обычным контуром.

Коэффициенты усиления: для обычного контура $K_o = Q$, для параметрического контура $K = Q_{\text{э}}$. Эффективность параметрического контура – $\text{Э} = \frac{K}{K_o} = \frac{1}{1 - \frac{m}{2}Q}$.

Изменением m можно увеличить эффективность одноконтурного параметрического усилителя вплоть до бесконечности (при $m = m_{\text{кр}} = \frac{2}{Q}$). Однако большая эффективность может привести к потере устойчивости параметрического контура – в таком случае усилитель превращается в автогенератор.

3. Потенциальные возможности параметрического усиления

Здесь приведён один из вариантов общепринятого подхода к анализу одноконтурного параметрического усилителя. При изменении ёмкости по функции (2) и $m \ll 1$ параметрический контур мало отличается от обычного. Функция (2) – аппроксимирующая, т.е. не обязательно совпадающая с действительной. В общем случае

$$C = C(t) = C(t+T) > 0$$

– это положительная периодическая функция общего вида. В таком случае вместо уравнения Матье получается значительно более общее уравнение Хилла:

$$\frac{d^2y}{dt^2} + p(t)x = 0, \quad p(t+T) = p(t).$$

Задача об устойчивости этого уравнения резко усложняется по сравнению с уравнением Матье. Эту задачу решал академик А.М. Ляпунов, частично эти работы вошли в [3].

Полностью эту задачу решить не удалось, но были выделены важные для практики частные случаи довольно общего характера. Если $p(t) \le 0$, то уравнение неустойчиво. При $p(t) \ge 0$ уравнение может быть и устойчивым, и неустойчивым. Для этого случая Ляпуновым был разработан общий метод анализа. К сожалению, при практическом применении этот метод оказался очень громоздким. В случае знакопеременной функции $p(t)$ общего метода анализа разработать не удалось. После Ляпунова получено много частных результатов, рассеянных в периодической печати. В совокупности они не дают полного решения задачи. Систематизированный анализ проблемы вместе с характерными частными результатами содержится в обстоятельной монографии [4].

В научной литературе не рассматривался общий случай одноконтурного параметрического усилителя, когда обе реактивности контура изменяются во времени. В монографии [5] доказано, что если индуктивность и ёмкость контура изменяются во времени синхронно, то контур асимптотически устойчив. В случае

$$C(t) = C_o\left[1 + m_C \cos(\Omega t + \varphi_C)\right],$$

$$L(t) = L_o\left[1 + m_L \cos(\Omega t + \varphi_L)\right]$$

синхронность обеспечивается при $m_C = m_L$, $\varphi_C = \varphi_L$. В этом случае характеристическое сопротивление оказывается постоянным –

$$p(t) = \sqrt{\frac{L(t)}{C(t)}} = const,$$

а собственная частота

$$\omega_{o\min} < \omega_o(t) = \frac{1}{\sqrt{L(t)C(t)}} < \omega_{o\max}$$

имеет при прочих равных условиях максимальный размах $\Delta\omega = \omega_{o\max} - \omega_{o\min}$.

И наоборот, если $\omega_o(t) = const$, то при прочих равных условиях $p(t)$ имеет максимальный размах. Отсюда вытекает способ регулировки параметрического контура. Предположим, что $m_C \ne m_L$, тогда при $\varphi_C \ne \varphi_L$ размах $p(t)$ минимален, а в случае $\varphi_C - \varphi_L = \pm\pi$ – максимален. В первом случае контур либо устойчив, либо максимально приближен к состоянию устойчивости по отношению к другим разностям фаз $\varphi_C - \varphi_L$. Во втором случае контур либо неустойчив, либо максимально приближен к состоянию неустойчивости по отношению к другим разностям фаз.

Предположим, что есть возможность плавно изменять какую-нибудь из начальных фаз φ_L или φ_C. Тогда при самовозбуждении токов регулировкой можно контур стабилизировать, т.е. превратить автогенератор в усилитель. И наоборот, таким же способом можно превратить параметрический усилитель в автогенератор.

Выводы

Показано, что в параметрическом усилителе использована лишь малая часть потенциальных возможностей параметрического контура. Это видно из того, что ток в контуре изменяется во времени по функции Хилла, имеющей бесконечный линейчатый спектр, и используются лишь две спектральные составляющие. При $m \ll 1$ параметрический контур приближен к обычному.

Ранее не был рассмотрен интересный для параметрического усиления случай изменения во времени обеих реактивностей.

Рассмотрена одна из новых регулировок при изменении обеих реактивностей. Она может быть использована для стабилизации работы усилителя при его самовозбуждении.

Основная трудность применения параметрического усилителя – математического характера. Параметрический контур может быть использован не только в малошумящих усилителях – он может выполнять несколько полезных для радиосвязи функций. Адекватный математический аппарат параметрического контура весьма сложный, поэтому целесообразна теоретическая работа в этом направлении, желательно общими усилиями математиков и радиофизиков.

В обзорах по применяемым на практике высокочастотным малошумящим усилителям [6, 7] даётся высокая оценка параметрическим усилителям. Интересно, однако, заметить, что условия оптимальности на практике выполняются не всегда. По-видимому, частоты ω_o и Ω выбираются из других соображений, и условие оптимальности желательно, но необязательно. Здесь важно, чтобы энергия, приходящая в контур при уменьшении ёмкости, была больше, чем энергия, уходящая из контура при увеличении ёмкости.

Литература

1. *Гоноровский И.С.* Радиотехнические цепи и сигналы. Ч. 1. М.: Сов. радио, 1967. 439 с.

2. *Филатов К.В.* Введение в инженерную теорию параметрического усиления. М.: Сов. радио, 1971. 174 с.

3. *Ляпунов А.М.* Собрание сочинений. Т. 2. М.–Л.: Изд. АНСССР, 1956. 472 с.

4. *Якубович В.А., Старжинский В.М.* Линейные дифференциальные уравнения с периодическими коэффициентами и их применения. М.: Наука, 1972. 718 с.

5. *Бирюк Н.Д., Юргелас В.В.* Основы теории параметрических радиоцепей. Воронеж: Издательско-полиграфический центр ВГУ, 2012. 345 с.

6. *Руденко В.М., Холянин Д.Е., Магнушевский В.Г.* Малошумящие входные цепи СВЧ приемных устройств. М.: Связь, 1971. 279 с.

7. *Шутенко М.С.* Малошумящие усилители СВЧ. М.: Военное издательство Министерства обороны СССР, 1966. 151 с.

Статья поступила в редакцию 16 января 2018 года

УДК 681.3

АНАЛИЗ ТОЧНОСТИ ВЫЧИСЛЕНИЙ В ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРАХ

© Авторы, 2018

А.В. Велигоша, к.т.н., доцент, Военная академия РВСН имени Петра Великого, филиал в г. Серпухове Московской области), e-mail: aveligosha@mail.ru
В.В. Кургузов, преподаватель, Военная академия РВСН имени Петра Великого, филиал в г. Серпухове Московской области, e-mail: valera_arrow65@mail.ru
Р.И. Струков, студент, Воронежский гос. университет, e-mail: strukov-r-i@mail.ru

Проведен анализ точности вычислений выходных отсчетов цифровых фильтров. Показано, что при их аппаратной реализации имеет место проблема, которая обусловлена использованием конечного числа битов для представления коэффициентов, входных данных, промежуточных результатов вычислений фильтра. Проблема состоит в том, что эффект конечной разрядности приводит к снижению показателей качества фильтра, а именно к ухудшению его амплитудно-частотной характеристики и точности вычислений выходных отсчетов. Показано, что применение модулярного кодирования данных в цифровых фильтрах позволяет исключить ряд ошибок вычислений, вызванных конечной разрядностью, при вычислении выходного отсчета.

Ключевые слова: *цифровые фильтры, модулярный код, показатели качества, точность вычислений, ошибка, входные данные, коэффициенты фильтра, округление, усечение, выходной отсчет, импульсная характеристика.*

ANALYSIS OF COMPUTATION ACCURACY IN DIGITAL FILTERS

© Authors, 2018

A.V. Veligosha, Ph.D. (Eng.), Associate Professor, Military Academy of Strategic Missile Forces named after Peter the Great (Branch in Serpukhov Moscow Region), e-mail: aveligosha@mail.ru
V.V. Kurguzov, Lecturer, Military Academy of Strategic Missile Forces named after Peter the Great (Branch in Serpukhov Moscow Region), e-mail: valera_arrow65@mail.ru
R.I. Strukov, student, Voronezh State University, e-mail: strukov-r-i@mail.ru

The paper addresses analysis of the computation accuracy for countdown outputs of digital filters. It is shown that there is a problem with their hardware implementation caused by using the finite number of bits to represent coefficients, input data and intermediate calculation results of a filter. The problem is that the finite-bit effect leads to decrease in the quality of the filter, namely, to deterioration in its frequency response and the computation accuracy of countdown outputs. It is shown that the use of modular data coding in digital filters allows excluding a number of computational errors caused by the finite digit in the calculation of a countdown output.

Keywords: *digital filters, modular code, quality indicators, computation accuracy, error, input data, filter coefficients, rounding off, truncation, countdown output, impulse response.*

Одной из актуальных проблем цифровой обработки сигналов (ЦОС), имеющей важное прикладное значение, является поиск эффективных методов построения цифровых фильтров (ЦФ) и их наборов – систем частотной селекции сигналов. Они широко используются в различных приложениях, что показывает значимость их практического применения в современных радиотехнических системах и системах связи [1].

При решении конкретной задачи ЦОС могут использоваться КИХ-фильтры и БИХ-фильты, реализованные аппаратно или программно [2]. Анализ современной научной литературы показал, что для получения приемлемого быстродействия цифровых фильтров при вычислении выходных отсчетов большее распространение получил аппаратный способ их реализации. Особенности проектирования, частотные характеристики, способы реализации и предъявляемые требования к цифровым фильтрам подробно описаны в [2, 3]. Важным этапом решения задач ЦОС является этап выбора типа фильтра для конкретного приложения. На этом этапе учитываются преимущества и недостатки КИХ-фильтров и БИХ-фильтров, которые приведены в [2, 3]. Общий принцип выбора КИХ- или БИХ-фильтра сформулирован в [2].

 ISSN 1995-7009

Использовать БИХ-фильтр целесообразно, если единственно важными требованиями являются крутые спады его амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и высокое быстродействие, поскольку БИХ-фильтры имеют значительно меньшую длину импульсной характеристики, чем КИХ-фильтры. Проведенные оценки показали, что для выполнения заданных требований достаточно иметь БИХ-фильтр с импульсной характеристикой длиной N не более 20, тогда как КИФ-фильтр для тех же условий требует длину импульсной характеристики $N = 300 – 400$.

Использовать КИХ-фильтр целесообразно, когда длина его импульсной характеристики относительно невелика и когда требуется линейная фазочастотная характеристика. При этом можно добавить то, что сегодня на практике КИХ-фильтры часто реализуются на основе процессоров ЦОС – специализированных вычислительных структурах, разработанных для КИХ-фильтрации. При этом разрядность коэффициентов, входных данных, промежуточных результатов вычислений фильтра должна быть минимальна с точки зрения эффективности его применения и снижения стоимости [2].

Использование конечного числа битов коэффициентов, входных данных, промежуточных результатов вычислений фильтра вызывает эффект конечной разрядности, который приводит к ухудшению его показателей качества. Существует четыре механизма влияния конечной разрядности на производительность цифровых фильтров [2, 3]:

1. Шум квантования аналого-цифрового преобразователя.

2. Ошибка квантования коэффициентов.

3. Ошибка округления при квантовании результатов арифметических операций.

4. Арифметическое переполнение.

Рассмотрим влияние эффектов конечной разрядности на показатели качества КИХ- и БИХ-фильтров.

Ошибки аналого-цифрового преобразования, округления промежуточных результатов вычислений и переполнения разрядной сетки приводят к искажению АЧХ фильтра. В практических реализациях КИХ-фильтров используются способы минимизации всех рассмотренных выше эффектов конечной разрядности, но они приводят к увеличению аппаратурных затрат и снижению производительности фильтра.

При преобразовании входных отсчетов фильтра в 16-разрядном аналого-цифровом преобразователе (АЦП) их средняя ошибка представления в двоичном коде составляет $\Delta_{\text{ацп}} = 0{,}00001556$. Проведем оценку ошибки представления входных данных фильтра при их преобразовании в АЦП. Для оценки выбран одноканальный АЦП среднего быстродействия с разрядностью выходных данных 16 бит [3]. Повышение быстродействия АЦП уменьшает разрядность выходных данных: так, при использовании 12-разрядного АЦП средняя ошибка представления $\Delta_{\text{ацп}}$ составит 0,00024414.

От выбора метода расчета коэффициентов КИХ-фильтра зависит конечный результат эффективности его функционирования. Все используемые при этом методы направлены на минимизацию выбросов в полосе пропускания и увеличение «прямоугольности» АЧХ. Разрядность коэффициентов – главный фактор, от которого зависит вид АЧХ. Основным следствием квантования коэффициентов является увеличение неравномерности АЧХ в полосе пропускания фильтра и снижение максимального затухания в полосе подавления.

Рассмотрим возможные ошибки, вносимые эффектами квантования промежуточных отсчетов и коэффициентов фильтра. В соответствии с [2, 3] ошибка, вносимая округлением и усечением промежуточных результатов вычислений фильтра в i-м звене определяется выражениями

$$e_{\text{ок}i}\left(nT\right) = \frac{Q}{2}, \tag{1}$$

$$e_{\text{ус}i}\left(nT\right) = Q, \tag{2}$$

где Q – шаг квантования, определяемый разрядностью регистра умножителя.

Тогда ошибка, обусловленная всеми источниками (звеньями) на выходе КИХ-фильтра, будет определяться выражениями

$$e_{\text{ок вых}}\left(nT\right) = \sum_{i=0}^{N} e_{\text{ок}i}\left(nT\right), \tag{3}$$

$$e_{\text{ус вых}}\left(nT\right) = \sum_{i=0}^{N} e_{\text{ус}i}\left(nT\right), \tag{4}$$

где N – порядок фильтра.

Согласно [2] ошибка квантования коэффициентов фильтра определяется в соответствии с выражением

$$e_{\text{кв коф}} = 2^{-b} N, \tag{5}$$

где b – число бит, представляющих каждый коэффициент.

Если учесть, что коэффициенты фильтра будут неточно представлены в разрядной сетке вычислительного устройства цифрового фильтра после квантования и возможны ошибки, вызванные переполнением при выполнении операции сложения, то к ошибкам, определяемым выражениями (1)–(5), необходимо добавить ошибку $e_{\text{доп}}$, вызванную указанными выше причинами, величина которой для нижней оценки составит

$$e_{\text{доп}} = \frac{Q}{2}. \qquad (6)$$

В качестве примера возьмем нерекурсивный цифровой фильтр, реализованный в прямой форме с симметричной импульсной характеристикой, приведенной в табл. 1. Проведем оценку средних значений ошибок представления коэффициентов и входных отсчетов цифрового фильтра, взятого в качестве примера.

Примем, что при вычислении выходного отсчета в цифровом фильтре при выполнении операции умножения выполняется усечение промежуточного результата. Тогда средняя ошибка, возникающая при этом в одном звене ЦФ, $\Delta_{\text{ус}}$ составит 0,00090682. Согласно (4) суммарная ошибка вычисления выходного отсчета составит $\Delta_{\text{сум ус}} = 0{,}0136023$.

Средняя суммарная ошибка $\Delta_{\text{доп}}$, вызванная неточностью представления коэффициентов и входных отсчетов в разрядной сетке вычислительного устройства ЦФ, составит $\Delta_{\text{доп}} = 0{,}0000086$. Проведенные оценки проведены для значений импульсной характеристики, приведенных в табл. 1, и выбранного типа АЦП.

Таблица 1

Значение отсчетов импульсной характеристики цифрового фильтра

	Значение коэффициентов			
Номера отсчетов ИХ	1,15	2,14	3,13	4,12
Значение отсчетов	–0,00173855	0,00329463	0,01627387	–0,01031012
Номера отсчетов ИХ	5,11	6,10	7,9	8
Значение отсчетов	–0,06751172	0,01819653	0,30323396	0,47829514

Необходимо отметить тот факт, что ошибка усечения вычисления промежуточного отсчета ЦФ будет накапливаться последовательно по мере его вычисления в звеньях фильтра. Следовательно, реальная ошибка вычисления выходного отсчета КИХ-фильтра будет зависеть от длины его импульсной характеристики и принимать большие значения в отличие от приведенных оценок. Таким образом, можно сделать вывод о том, что на показатели качества КИХ-фильтров, и в первую очередь на его АЧХ, будет влиять совокупность ошибок, вызванных эффектами квантования обрабатываемых данных и его коэффициентов.

Дополнительная погрешность в определении коэффициентов КИХ-фильтра вызвана тем, что решение аппроксимационной задачи для него намного сложнее, чем для БИХ-фильтра. Учитывая то, что коэффициенты при реализации конкретного цифрового фильтра не будут точными, полюсы и нули передаточной функции будут отличны от требуемых значений [4]. Такое смещение полюсов и нулей (для КИХ-фильтров – только нулей) от требуемого расположения проявится в частотной характеристике, которая не будет соответствовать заданной АЧХ. Если ошибки квантования велики, то фильтр не будет удовлетворять предъявляемым требованиям. Для БИХ-фильтра это может привести к тому, что один или несколько полюсов могут оказаться вне единичного круга, что приведет к его неустойчивости. В общем случае эффект квантования коэффициентов в сильной мере зависит от используемой структуры фильтра. Как показал анализ, наиболее сильное влияние смещение полюсов и нулей передаточной функции проявляется для структур фильтров, реализованных в прямой форме [4].

Анализ влияния конечной разрядности на показатели качества БИХ-фильтров [2, 3] позволяет сделать вывод о том, что квантование коэффициентов приводит к его неустойчивой работе в случае, когда полюса фильтра находятся вблизи единичной окружности (z-плоскости), и происходит изменение АЧХ – снижение уровня подавления в полосе задерживания и ее искажение в полосе пропускания. Ошибки усечения и округления приводят к нелинейным эффектам – предельным циклам и снижению соотношения сигнал/шум на выходе фильтра.

Фильтры с конечной импульсной характеристикой применяются в адаптивных фильтрах. Сущность адаптивной цифровой фильтрации [5] состоит в следующем: для обработки входного сигнала используется обычный КИХ-фильтр с передаточной функцией $H(z)$ и импульсной характеристикой $h(n)$ [2, 3]:

$$H(Z) = Y(Z)X(Z),$$

где $Y(Z)$, $X(Z)$ – z-образы выходной и входной последовательностей $y(nT)$ и $x(nT)$ соответственно;

$$h(n) = Z^{-1}[H(Z)],\ n = 0, 1, 2\ldots$$

Импульсная характеристика КИХ-фильтра корректируется с поступлением каждого нового отсчета таким образом, чтобы свести к минимуму среднеквадратическую ошибку фильтрации на данном шаге. При адаптивном алгоритме используются рекуррентный метод наименьших квадратов (MLS-алгоритм), а также ряд методов, основанных на нелинейной теории устойчивости, и в частности алгоритм RLS [5, 6]. Проблема адаптивной фильтрации состоит в том, что априорно устойчивые адаптивные алгоритмы, как правило, недопустимо сложны в реализации (например, включают процедуру обращения матрицы), а более простые (как MLS-алгоритм) могут расходиться, что приводит к снижению их эффективности.

Для получения требуемого значения выходного отсчета при помощи MLS- и RLS-алгоритмов согласно [6], требуется соответственно $2N$ операций сложения и 2N операций умножения и $2N^2 + 4N$ операций сложения и $1{,}5N^2 + 3{,}5N$ операций умножения на одну итерацию [6]. При этом необходимо учесть, что порядок КИХ-фильтра в адаптивном алгоритме составляет $N \geq 64$ и в среднем необходимо не менее 200 итераций для подстройки вектора коэффициентов. Следовательно, для подстройки вектора весовых коэффициентов адаптивного фильтра требуются большие временные затраты, которые не соответствуют требованиям по производительности.

Для снижения степени влияния эффектов конечной разрядности на показатели качества цифровых фильтров необходимо искать подходы, позволяющие наиболее эффективно решить эту задачу. Одним из них является подход, основанный на использовании для организации вычислений в цифровых фильтрах алгебраической системы, обладающей свойствами кольца и поля. Данный подход изложен в [7–9], где показаны преимущества применения модулярного кодирования данных в ЦФ и предложены способы реализации вычислительных модульных процедур, обеспечивающие повышение эффективности алгоритмов цифровой фильтрации.

Как показано в [8, 9], числа в модулярном коде представляются в виде наименьших неотрицательных остатков от деления числа на модуль выбранной системы оснований:

$$A = (\alpha_1, \alpha_2, ..., \alpha_n), \qquad (7)$$

где α_i – остаток числа по модулю p_i, $p_i \forall i \in [1, n]$. Значение остатка α_i по любому модулю выбранной системы оснований принадлежит кольцу чисел от 0 до $p_i - 1$ Этому интервалу чисел будут принадлежать значения обрабатываемых в фильтре входных отсчетов и его коэффициентов.

Применение модулярного кодирования обрабатываемых в ЦФ данных позволяет исключить все рассмотренные выше типы ошибок, за исключением ошибок, возникающих при преобразовании данных в АЦП. Механизм повышения точности вычисления выходного отсчета модулярного ЦФ состоит в том, что коэффициенты фильтра можно точно представить значениями, полученными при решении аппроксимационной задачи.

Для рассмотренного выше примера максимальное значение выходного отсчета фильтра составит N = 76041. Для вычислений в данном диапазоне можно использовать наборы оснований: p_1 = 5, p_2 = 7, p_3 = 11, p_4 = 13, p_5 = 17. Тогда коэффициенты, например, по модулю p_1 = 5 в модулярном коде примут значения, приведенные в табл. 2 (для удобства значения приведены в десятичной системе счисления).

Таблица 2

Значение отсчетов импульсной характеристики цифрового фильтра в модулярном коде

	Значение коэффициентов							
Номера отсчетов ИХ	1,15	2,14	3,13	4,12	5,11	6,10	7,9	8
Значение отсчетов	0	3	2	2	2	3	1	4

Как следует из табл. 2, для наибольшего остатка по модулю $p_1 = 5$ $\alpha_1 = 4$ потребуется 3 двоичных разряда. Для наибольшего остатка по модулю $p_5 = 17$ $\alpha_5 = 4$ потребуется 5 двоичных разрядов, следовательно, ошибки, вызванные эффектами квантования коэффициентов фильтра при их модулярном представлении, отсутствуют.

При модулярном кодировании арифметические операции сложения, умножения являются модульными и выполняются таблично [10]. Для них справедливы соотношения

$$\left|A \pm B\right| \bmod M = \left(\left|\alpha_1 \pm \beta_1\right| \bmod m_1,\ \left|\alpha_2 \pm \beta_2\right| \bmod m_2, ..., \left|\alpha_k \pm \beta_k\right| \bmod m_k\right)$$

$$\left|A \cdot B\right| \bmod M = \left(\left|\alpha_1 \cdot \beta_1\right| \bmod m_1,\ \left|\alpha_2 \cdot \beta_2\right| \bmod m_2, ..., \left|\alpha_k \cdot \beta_k\right| \bmod m_k\right).$$

Таким образом, при табличной арифметике отсутствуют операции усечения промежуточных результатов вычислений, следовательно, отсутствуют ошибки, вызванные усечением, и не происходит накопление данного типа ошибок в модулярных ЦФ.

Использование модулярного кодирования данных обрабатываемых в цифровом фильтре, обеспечивает снижение влияния эффектов конечной разрядности на его показатели качества. Использование естественных свойств модулярных кодов обеспечивает повышение точности вычислений выходных отсчетов цифровых фильтров и, как следствие, улучшение их амплитудно-частотных характеристик за счет устранения ошибок, вызванных квантованием коэффициентов фильтра, округлением (усечением) промежуточных результатов вычислений и арифметическим переполнением.

Литература

1. *Волович Г.И.* Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств. М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2005. 528 с.

2. *Айфичер Э., Джервис Б.* Цифровая обработка сигналов: практический подход: пер. с англ. 2-е изд. М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. 992 с.

3. *Гольденберг Л.М.* Цифровая обработка сигналов / *Матюшкин В.Д., Поляк М.Н.* – М.: Радио и связь 1990. – 256 с.

4. *Купрячий М.И*. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие для вузов. Томск: Томский гос. университет систем управления и радиоэлектроники, 2009. 190 с.

5. Адаптивные фильтры: пер. с англ. / Под ред. К.Ф.Н. Коуэна и П.М. Гранта. М.: Мир, 1988. 392 с.

6. *Джиган В.И*. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М.: Техносфера, 2013. 528 с.

7. *Червяков Н.И., Сахнюк П.А., Шапошников А.В., Рядов С.А.* Модулярные параллельные вычислительные структуры нейропроцессорных систем / Под ред. Н.И. Червякова. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. 288 с.

8. *Велигоша А.В., Червяков Н.И., Калмыков И.А., Иванов П.Е*. Цифровые фильтры в системе остаточных классов // Радиоэлектроника. 1995. № 8. С. 11–20.

9. *Велигоша А.В*. Параллельные модулярные вычисления в цифровой обработке сигналов // 18-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение» (DSPA–2016). С. 36–43.

10. *Велигоша А.В*. Анализ проблем цифровой фильтрации и пути их решения // VII Всероссийская научно-техническая конференция «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем–2016». Сборник трудов. Ч. 1. С. 195–202.

Статья поступила в редакцию 18 декабря 2017 года

УДК 621.396

МОДЕЛЬ МИКРОПОЛОСКОВОЙ АНТЕННЫ ДЛЯ СИСТЕМ СПЕЦИАЛЬНОЙ СВЯЗИ

© Авторы, 2018

В.А. Маковий, д.т.н., с.н.с., директор НТЦ, АО «Концерн «Созвездие», e-mail: Makovij@mail.ru
О.А. Андреева, преподаватель, e-mail: andreevartf@mail.ru
Т.И. Касаткина, к.ф.-м.н., преподаватель, e-mail: kas-tanka@mail.ru
Р.Н. Андреев, к.т.н., доцент, начальник кафедры, e-mail: arn.iict.vrn@rambler.ru
Воронежский институт ФСИН России

Приведены результаты моделирования антенны для систем связи диапазона рабочих частот 2,3–2,4 ГГц, полученные с помощью пакета прикладных программ конечно-элементного анализа Comsol Multiphysics. Получены численные значения основных характеристик микрополосковой антенны. Показано, что предложенная микрополосковая антенна обладает преимуществами по сравнению со своими аналогами. В предложенной конструкции обеспечено уменьшение рассогласования, улучшены массогабаритные параметры, увеличен коэффициент полезного действия излучателя.

Ключевые слова: *микрополосковая антенна, входное сопротивление, диапазон частот, коэффициент усиления.*

THE MICROSTRIP ANTENNA MODEL FOR SPECIAL COMMUNICATION SYSTEMS

© Authors, 2018

V.A. Makovy, Dr.Sci. (Eng.), Senior Researcher, Director of Scientific and Technical Centre, JSC «Concern «Sozvezdie», e-mail: Makovij@mail.ru
O.A. Andreyeva, lecturer, e-mail: andreevartf@mail.ru
T.I. Kasatkina, Ph.D. (Phys.-Math.), lecturer, e-mail: kas-tanka@mail.ru
R.N. Andreyev, Ph.D. (Eng.), Associate Professor, Head of Chair, e-mail: arn.iict.vrn@rambler.ru
Voronezh Institute of the Federal Penitentiary Service of Russia

The paper addresses simulation results of the antenna for communication systems operating at 2.3-2.4 GHz frequency range obtained using the Comsol Multiphysics finite element analysis application program package. Numerical values of main characteristics of the microstrip antenna are obtained. It is shown that the offered microstrip antenna has advantages over the analogs. The offered design ensures the reduced value of a mismatch, improved mass-dimensional parameters, increased transmitter performance coefficient.

Keywords: *microstrip antenna, input resistance, frequency range, gain coefficient.*

Повышение требований к параметрам современных антенн, минимизация их геометрических размеров, себестоимости и веса выдвигают новые проблемы и задачи перед системами беспроводной связи специального назначения. Стремление к сокращению габаритов различных устройств радиосвязи определяет актуальность данной области исследований. Требование миниатюризации, в свою очередь, ставит задачу оптимизации параметров компактных антенн для диапазонов рабочих частот современных телекоммуникаций, в частности четвертого поколения сотовой связи 4G с соответствующим рабочим диапазоном 2300–2400 МГц. Одним из возможных типов антенн, отличающихся высокой степенью технологичности и относительной простотой конструкции, являются микрополосковые антенны. Данный вид антенны и антенных решеток, построенных на его основе, находит применение в устройствах беспроводной связи систем телекоммуникаций и в системах беспроводной связи специального назначения [1–5].

Современным стандартом систем беспроводной связи является LTE Advanced, построенный по технологии MIMO для передачи данных с системой кодирования OFDM. В основе технологии MIMO заложено использование работы передающих и приемных антенн разного типа, взаимное размещение которых предполагает сведение к минимуму корреляционной зависимости.

Общественные телекоммуникационные сети и системы на их основе, использующие стандарт 4G, как правило, работают на частоте 2300 МГц из рабочего диапазона стандарта 2100–2500 МГц. Частота 2100 МГц не получила широкого распространения ввиду узости диапазона от 5 до 15 МГц. Предпочтение частоте 2500 МГц отдают беспроводные телекоммуникационные сети и системы связи Японии, Соединенных Штатов Америки и Европы [6]. Таким образом, для сетей специальной связи актуально применение стандарта 4G при работе на относительно свободной частоте 2400 МГц.

Целью настоящей статьи является описание и моделирование параметров микрополосковой антенны, предназначенной для систем связи специального назначения с рабочей частотой 2400 МГц, имеющей возможность использования частотного диапазона 2300–2400 МГц и обладающей коэффициентом усиления свыше 13 дБи.

Моделирование и результаты

Предлагаемая микрополосковая антенна включает в себя излучающие элементы, расположенные на одной из сторон подложки, выполненной из диэлектрика Rogers RT Duroid с диэлектрической постоянной $\varepsilon_r = 2,2$. Основные параметры предлагаемой антенны представлены в таблице.

Основные параметры микрополосковой антенны

Параметр	Величина, значение
Максимальная частота рабочего диапазона	2,4 ГГц
Минимальная частота рабочего диапазона	2,3 ГГц
Центральная частота рабочего диапазона	2,35 ГГц
Толщина материала	1,575 мм
Диэлектрическая постоянная	2,2
Входной импеданс	50 Ом
Тип поляризации	Линейная
Усиление	Не менее 13 дБи
Тип диаграммы направленности	Однонаправленный широкий луч
Рабочая полоса частот	5%

На рис. 1 представлен общий вид и геометрические размеры моделируемой микрополосковой антенны.

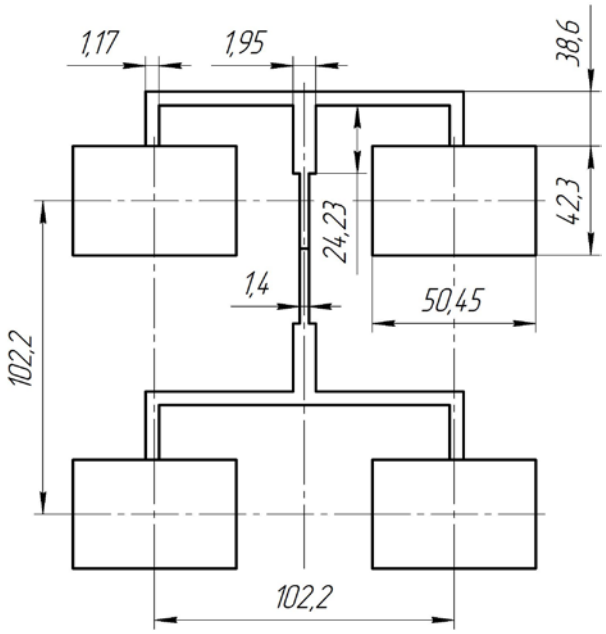


Рис. 1. Общий вид и геометрические размеры моделируемой микрополосковой антенны

Моделирование диаграммы направленности было произведено с использованием следующих выражений [8]:

$$F(\upsilon,\varphi)=\left(L_x\cdot\cos\varphi+L_y\cdot\sin\varphi\right)\cdot\cos\upsilon, \qquad (1)$$

где υ, и φ – угловые координаты;

L_y – вспомогательная величина, принятая равной 0 [8];

L_x – вспомогательная величина, определяемая выражением

$$L_x=\frac{\cos u\cdot\sin v}{v}, \qquad (2)$$

u – параметр, определяющий зависимость угла от координаты b:

$$b\cong(0,48\ldots 0,49)\cdot\lambda_\varepsilon, \qquad (3)$$

λ_ε – длина волны в диэлектрическом материале.

Таким образом, параметр u определяется из соотношения

$$u=\frac{k_0\cdot b\cdot\sin\upsilon\cdot\sin\varphi}{2}, \qquad (4)$$

где k_0 – волновое число в свободном пространстве: $k_0=\frac{2\pi}{\lambda_0}$, λ_0 – длина волны в свободном пространстве;

v – параметр, определяющий зависимость угла от координаты a $\left(a\le\lambda_\varepsilon\right)$, определяющийся соотношением

$$v=\frac{k_0\cdot a\cdot\sin\upsilon\cdot\sin\varphi}{2}. \qquad (5)$$

С помощью пакета прикладных программ конечно-элементного анализа *Comsol Multiphysics* было проведено моделирование основных характеристик микрополосковой антенны на основе подхода, предложенного в работах [8, 9]. На рис. 2 представлена диаграмма Вольперта–Смита, с помощью которой по значениям импеданса антенны был определен ее КСВ. На рис. 3 представлена частотная зависимость КСВ микрополосковой антенны.

На рис. 4 изображена диаграмма направленности моделируемой микрополосковой антенны в азимутальной плоскости. При горизонтальном расположении микрополосковой антенны максимальное усиление со стороны излучателя составило ~ 9 дБи.

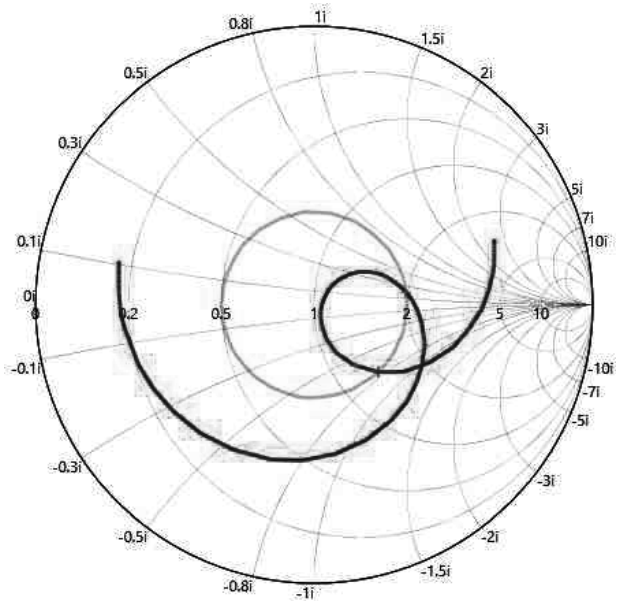


Рис. 2. Диаграмма Вольперта–Смита для микрополосковой антенны

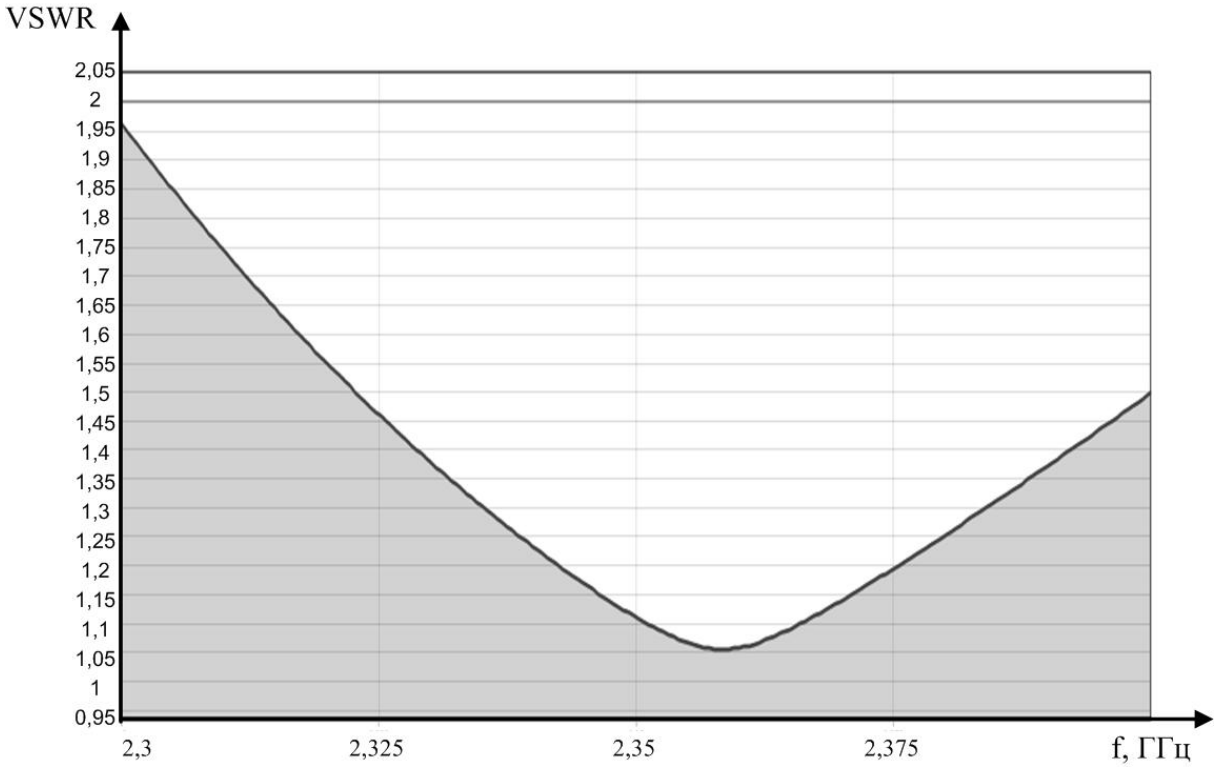


Рис. 3. Частотная зависимость КСВ микрополосковой антенны

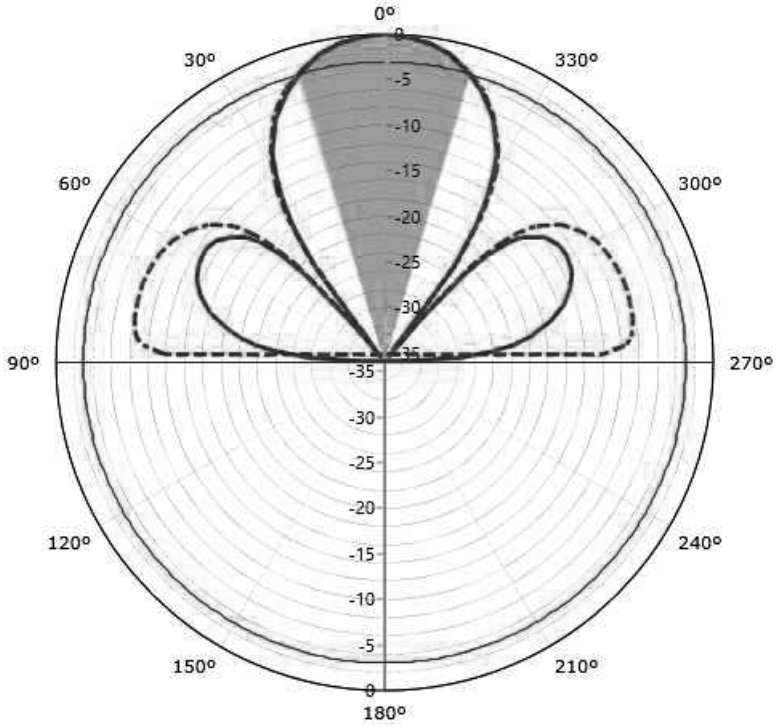


Рис. 4. Диаграмма направленности микрополосковой антенны в азимутальной плоскости

Таким образом, в статье с помощью пакета прикладных программ конечно-элементного анализа *Comsol Multiphysics* было проведено моделирование основных характеристик микрополосковой антенны для систем связи специального назначения 4G стандарта LTE диапазона рабочих частот 2,3–2,4 ГГц. Результаты моделирования показали, что предложенная мик-

рополосковая антенна обладает преимуществами по сравнению со своими аналогами [1–5], в числе которых уменьшенное значение КСВ, достигаемое с помощью перекрестов Т-образной формы, а также изгибом на угол 90°. В предложенной конструкции обеспечено уменьшение рассогласования, улучшены массогабаритные параметры, увеличен коэффициент полезного действия излучателя. Получена величина коэффициента усиления ~ 9 дБи за счет оптимального подбора взаимных соотношений длины и ширины.

Литература

1. *Мишустин Б.А., Слёзкин В.Г.* Кольцевая микрополосковая антенна с круговой поляризацией излучения // Материалы 25-й Международной крымской конференции «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2015), сентябрь, 2015, Севастополь. 2015. С. 487–488.

2. *Ноаман Хешам Имад Аль-сагир, Кисель Н.Н., Галеб Хешам Абдо Наждu* Моделирование и оптимизация характеристик микрополосковых антенн для WIMAX связи // Новые технологии и проблемы технических наук: сборник научных трудов по итогам международной научной практической конференции. Красноярск. 2014. С.115–117.

3. *Wu M.F., Meng F.Y., Wu Q., Wu J., Lee J.C.* An approach for small omnidirectional microstrip antennas based on the backward waves of double negative metamaterials // Appl. Phys. A 87. 2007. Pp. 193–198.

4. *Чиков Н.И.* Электродинамическое моделирование отражающих нелинейных микрополосковых структур с использованием DNG-материала в качестве подложки // Изв. ЮФУ. Технические науки. 2013. С. 135–141.

5. *Singh G.* Double Negative Left-Handed Metomaterials for Miniaturization of Rectangular Microstrip Antennas // J. Electromagnetic Analysis & Applications, No. 2. 2010. Pp. 347–351.

6. Стандарт 4G (LTE) – краткое описание поколения мобильной связи [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://feetch.com/4g-LTE.html.

7. Стандарт 4G: операторы и устройства с поддержкой LTE [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://mediapure.ru/stati/standart-4g-v-rossii-operatory-i-ustrojstva-s-podderzhkoj-lte/

8. *Панченко Б.А., Нефедов Е.И.* Микрополосковые антенны. М.: Радио и связь, 1986. 145 с.

9. *Mahhdy M.R.C., Zuboroj M.R.A., Ovi A.A.N., Matin M.A.* A Novel Design Algorithm And Practical Realization of Rectangular Patch Antenna Loaded with SNG Metamaterial // Progress In Electromagnetics Research M, Vol. 17. 2011. Pp. 13–27.

Статья поступила в редакцию 27 октября 2017 года

УДК 621.3.011.732

МИНИМИЗАЦИЯ ИСКАЖЕНИЙ ХАРАКТЕРИСТИК ПАВ-УСТРОЙСТВ, ОБУСЛОВЛЕННЫХ НАЛИЧИЕМ ПАРАЗИТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ КОНСТРУКЦИИ*

© Авторы, 2018

Т.В. Синицына, к.т.н., главный конструктор, ООО «БУТИС», e-mail: sinicina59@mail.ru
А.В. Луканов, зам. начальника НТЦ, АО Концерн «Созвездие
А.С. Багдасарян, д.т.н., проф., академик НАН РА, гл.н.с., ИРЭ РАН им. В.А. Котельникова, e-mail: bas@niir.ru
А.Т. Гарифулина, аспирант, МИРЭА, e-mail: alis@ro.ru
А.С. Груздев, аспирант, МИРЭА, e-mail: sasha141181@rambler.ru
С.С. Дорофеева, аспирант, МИРЭА, e-mail: rabbit-house@mail.ru

Проведены исследования, направленные на минимизацию влияния вторичных электромагнитных факторов на проводимость устройств на ПАВ.

Ключевые слова: *поверхностная акустическая волна (ПАВ), встречно-штыревой преобразователь (ВШП), устройство на ПАВ, фильтр на ПАВ.*

MINIMIZATION OF DISTORTIONS OF SAW DEVICE CHARACTERISTICS CAUSED BY PARASITIC DESIGN ELEMENTS

© Authors, 2018

T.V. Sinitsyna, Ph.D. (Eng.), Chief Designer, BUTIS Ltd., e-mail: sinicina59@mail.ru
A.V. Lukanov, Deputy Head of Scientific and Technical Centre, JSC «Concern «Sozvezdie»
A.S. Bagdasaryan, Dr.Sci. (Eng.), Professor, Member of the National Academy of Sciences of the Republic of Armenia, Principal Researcher, Institute of Radio Engineering and Electronics, e-mail: bas@niir.ru
A.T. Garifulina, postgraduate, MIREA, e-mail: alis@ro.ru
A.S. Gruzdev, postgraduate, MIREA, e-mail: sasha141181@rambler.ru
S.S. Dorofeeva, postgraduate, MIREA, e-mail: rabbit-house@mail.ru

The paper addresses the researches aimed at minimizing influence of secondary electromagnetic factors on conductivity of SAW devices.

Key words: *surface acoustic waves (SAW), interdigital transducer (IDT), SAW device, SAW filter.*

В работах [1–4] проанализировано влияние вторичных акустических факторов (динамических параметров *L*, *C*, *R* преобразователя для основной моды и волноводных мод высшего порядка; потерь на распространение волны γ_p; дисперсии скорости волны от частоты; конечного сопротивления электродов ВШП) на характеристику ПАВ-устройства. Для оценки влияния вторичных электромагнитных факторов (паразитных индуктивностей и сопротивлений проволочных перемычек, соединяющих контактные площадки ВШП с площадками корпуса; взаимной индуктивности между этими перемычками; паразитной емкости связи вход–выход, паразитной емкости площадок корпуса и т.д.) на проводимость ПАВ-устройства целесообразно использовать преобразование *P*-параметров в *Y*-параметры. Это позволяет выполнить данную процедуру в более удобной математической форме.

В качестве примера рассмотрим конструкцию трансверсального ПАВ-фильтра на рис. 1.

Пусть P_{ij} и P'_{ij} – *P*-матрицы входного и выходного преобразователей вида

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ I \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} \\ P_{21} & P_{22} & P_{23} \\ P_{31} & P_{32} & P_{33} \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ U \end{bmatrix},$$

где
$$\begin{aligned} P_{11} &= P_{22} = R \\ P_{21} &= P_{12} = T \\ P_{13} &= P_{23} \\ P_{31} &= P_{32} = -2P_{13} \end{aligned},$$

a_i – амплитуды входящих волн, b_i – амплитуды выходящих волн; t – расстояние между преобразователями, I и U – соответственно ток и напряжение на преобразователе; R – коэффициент отражения волны, T – коэффициент прохождения волны.

* Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 17-07-01372 А, № 16-07-00464 А, № 18-07-00282 А.

ISSN 1995-7009

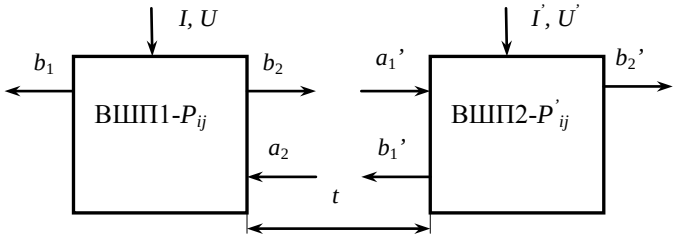


Рис. 1. Структурная схема для расчета проводимости одноканального трансверсального фильтра

Решая данную матрицу для случаев короткого замыкания и холостого хода относительно каждого преобразователя, а также учитывая, что

$$a_2 = b_1' e^{-t}; \quad a_1' = b_2 e^{-t}; \quad a_1 = 0; \quad a_2' = 0$$

получаем полную входную/выходную и передаточную проводимости одноканального ПАВ-фильтра:

$$Y_{11p} = \frac{I}{U} = P_{33} - \frac{2P_{13}^2}{\frac{e^{2t}}{R'} - R} + Y_c,$$

$$Y_{21p} = \frac{I'}{U} = -\frac{2P_{13}P_{13}'}{R'e^{-t}\left(\frac{e^{2t}}{R'} - R\right)} = Y_{12p},$$

$$Y_{22p} = \frac{I'}{U'} = P_{33}' - \frac{2P_{13}'^2}{\frac{e^{2t}}{R} - R'} + Y_c', \qquad (1)$$

где Y_c и Y_c' определяют емкостную составляющую реактивной проводимости ВШП C_t с учетом паразитной емкости C_p:

$$Y_c = j\omega\left(C_t + C_p\right),$$

$$C_t = \gamma WN\varepsilon\left(1+\varepsilon_{pt}\right)\left(\frac{P\nu\cos(\Delta)}{P\nu_\cos(\Delta)} \bullet \sin\left(\frac{\pi}{S_e}\right)\right),$$

где γ = 1, 4/3 или 2 для S_e = 2, 3 или 4 соответственно; W – рабочая апертура преобразователя; N – число пар электродов; ε, ε_{pt} – диэлектрическая проницаемость; $\Delta = \pi km$ – коэффициент металлизации в электродной решетке; $P\nu$_cos(Δ), $P\nu$ cos(Δ) – полиномы Лежандра.

Для расчета передаточной характеристики ПАВ-фильтра в целом (U_j) с учетом нагрузок и вторичных электромагнитных факторов (паразитного сопротивления электрических шин, индуктивностей проволочных перемычек и т.д.) можно использовать структурную схему, приведенную на рис. 2:

$$U_j = 20\log\left[\frac{Y_{21p}\frac{1}{r_g + Zp_{\text{вх}}}\frac{r_n}{r_n + Zp_{\text{вых}}}}{\left(Y_{22p} + \frac{1}{r_n + Zp_{\text{вых}}}\right)\left(Y_{11p} + \frac{1}{r_g + Zp_{\text{вх}}}\right) - \left(Y_{21p}\right)^2} + i\omega_j C_0\right] + 20\log\left(1 + \frac{r_g}{r_n}\right),$$

где C_0 – проходная емкость; Zp – комплексное паразитное сопротивление; r_g, r_n – сопротивление генератора и нагрузки соответственно.

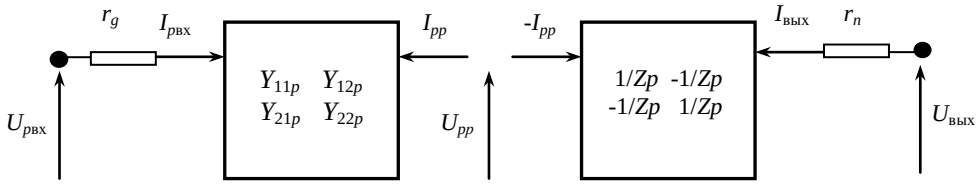


Рис. 2. Структурная схема для расчета передаточной характеристики ПАВ-фильтра с учетом нагрузок и вторичных электромагнитных факторов

При использовании более сложных по топологическому решению конструкций ПАВ-устройств, таких как многозвенные импедансные структуры, число паразитных элементов и связанных с ними электромагнитных эффектов возрастает [64-65]. При этом их влияние на частотные характеристики устройств на ПАВ увеличивается с ростом частоты.

Часть паразитных элементов определяется как топологией частотно-избирательных элементов акустического тракта (преобразователей, отражателей), так и конструкцией и взаимным расположением сигнальных/ заземляющих шин, экранов, контактных площадок и проволочных перемычек. К ним можно отнести:

– проходные емкости между входными и выходными сигнальными шинами и контактными площадками преобразователей;

– взаимные емкости между сигнальными и заземляющими шинами и контактными площадками преобразователя;

– взаимные емкости между сигнальными и заземляющими проволочными перемычками;

– емкости между сигнальными контактными шинами, сигнальными контактными площадками и общим металлизированным основанием корпуса и металлизированной крышкой корпуса;

– индуктивности проволочных перемычек;

– взаимные индуктивности сигнальных и заземляющих проволочных перемычек;

– резистивные потери в сигнальных шинах преобразователей, проволочных перемычках, в точках соединения проволок и контактных площадок.

Другая часть паразитных элементов связана с конструкцией корпуса, а именно:

– емкости между входными/выходными выводами снаружи корпуса и заземленным основанием корпуса;

– емкости между входными/выходными контактными площадками внутри корпуса и общим заземленным основанием корпуса;

– индуктивности и сопротивления соединительных полосок между сигнальными контактными площадками внутри корпуса и контактами снаружи корпуса;

– индуктивности и сопротивления соединительных полосок между общим заземленным основанием корпуса и контактными площадками корпуса, между контактными площадками внутри корпуса и заземленными контактами снаружи корпуса;

– проходные емкости между входными и выходными контактными площадками и выводами.

Проведенные экспериментальные исследования в этом направлении показали, что наиболее значимыми из перечисленных выше паразитных элементов являются:

– паразитная емкость ВШП (0,3–1 пФ);

– емкость проходная ВШП–ВШП (0,01–0,5 пФ);

– емкость вывода корпуса (0,5–1,5 пФ);

– паразитная индуктивность, в т.ч. межкаскадная (1–10 нГ);

– паразитное сопротивление, в т.ч. межкаскадное (1–5 Ом);

– паразитная индуктивность: связь вход – выход (0,01–0,1 нГн);

– паразитное сопротивление: связь вход – выход (0,01–0,1 Ом),

величины которых существенно изменяются в зависимости от типа конструкции и типа используемого корпуса. При этом их влияние на частотные характеристики устройств на ПАВ может быть различным. Так, паразитная емкость ВШП и емкость вывода корпуса оказывают значительное влияние на форму АЧХ ПАВ-устройства в полосе пропускания, а паразитное сопротивление может существенно ухудшить уровень вносимого затухания. С другой стороны, такие паразитные элементы, как проходная емкость и паразитная индуктивность, используются в ряде случаев (в импедансных фильтрах) для улучшения избирательности и уменьшения уровня вносимого затухания или расширения полосы пропускания ПАВ-устройства соответственно.

Тем не менее, для большинства ПАВ-устройств наличие паразитных элементов, определяющих связь вход–выход (проволочных перемычек и индуктивной связи между ними), проявляется в значительном ухудшении затухания в высокочастотной полосе заграждения (рис. 3), что может приводить к появлению паразитных спектральных составляющих сигнала на выходе РЭА.

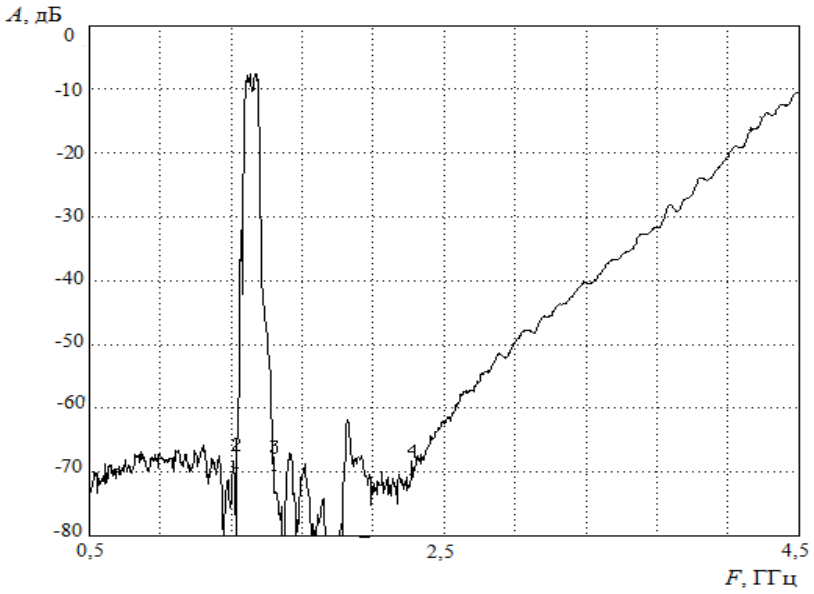


Рис. 3. Амплитудно-частотная характеристика ПАВ-фильтра
на основе продольно-связанных резонаторов на номинальную частоту 664 МГц в корпусе SMD,
установленного на плату по технологии Chip on Board

При устранении влияния большинства вторичных электромагнитных факторов высокую эффективность показал оригинальный конструктивно-технологический метод проектирования частотно-избирательных элементов, основанный на применении технологии LTCC [5–10] в совокупности с Flip-chip («перевернутый кристалл») монтажом ПАВ-фильтров [5–7] (рис. 4) радиочастотных меток на ПАВ [8–11] и микромодулей [7, 12, 13] на их основе. Из сравнения характеристик, приведенных на рис. 3 и 4, видно, что получено значительное увеличение уровня гарантированного затухания в высокочастотной полосе заграждения (до 40 дБ), что подтверждает высокую эффективность данного метода (особенно для частот свыше 500 МГц).

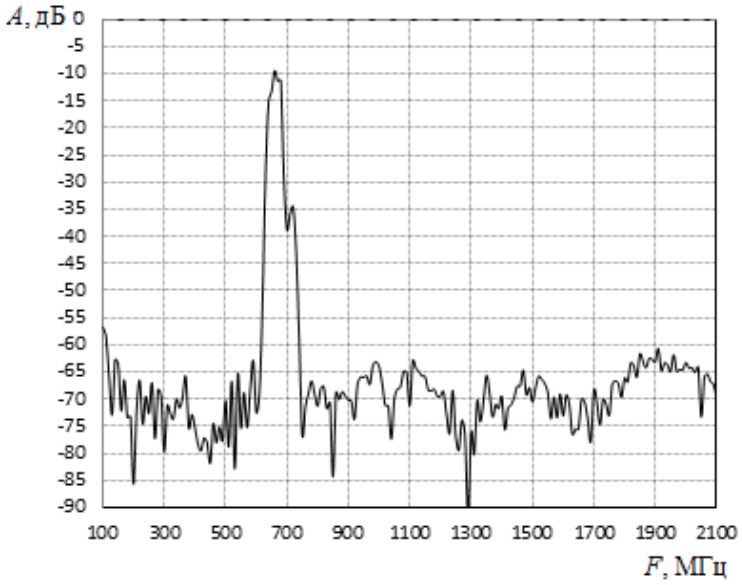


Рис. 4. Амплитудно-частотные характеристики ПАВ-фильтров на номинальную частоту 664 МГц,
смонтированных по технологии Flip-chip

Выводы

1. На основе оценки влияния вторичных электромагнитных факторов на характеристики ПАВ-устройства показано, что наиболее значимыми паразитными элементами конструкции являются:

– паразитная емкость ВШП; емкость проходная ВШП–ВШП; паразитные сопротивления подводящих шин и контактных площадок (определяются топологией частотно-избирательных элементов акустического тракта);

– емкость вывода корпуса; паразитная индуктивность проволочных перемычек; паразитная индуктивность: связь вход – выход; паразитное сопротивление: связь вход – выход (определяются топологией корпуса).

2. Наиболее эффективным методом устранения влияния большинства вторичных электромагнитных факторов является конструктивно-технологический метод, основанный на применении технологии LTCC в совокупности с Flip-chip монтажом ПАВ-фильтров и радиочастотных меток на ПАВ.

Литература

1. *Синицына Т.В., Багдасарян А.С., Николаев В.И.* Особенности проектирования устройств на поверхностных акустических волнах волноводного типа // Теория и техника радиосвязи. 2016. № 2. С. 92–104.

2. *Синицына Т.В., Багдасарян А.С., Гарифулина А.Т., Багдасарян С.А.* Особенности проектирования сверхминиатюрных радиокомпонентов для систем радиочастотной идентификации на основе акустических волноводов // Сборник научный трудов XXI Международной научно-технической конференции «Высокие технологии в промышленности России». М., 2016. С. 42–46.

3. *Синицына Т.В., Багдасарян А.С., Гарифулина А.Т., Груздев А.С., Дорофеева С.С.* Конструктивно-технологические особенности устройств на ПАВ для обработки радиочастотных сигналов высокой мощности: исследования способов минимизации потерь в резонаторах для условий многослойного напыления // Успехи современной радиоэлектроники. 2018. № 1. С.

4. *Синицына Т.В., Бутенко В.В., Багдасарян А.С., Гарифулина А.Т., Груздев А.С., Дорофеева С.С.* Минимизация искажений характеристик ПАВ-устройств, обусловленных наличием паразитных мод высших порядков // Электросвязь. 2018. № 1. С.

5. *Синицына Т.В.* Технология проектирования высокоизбирательных ПАВ-фильтров с применением Flip-chip монтажа // Сборник научный трудов XXI Международной научно-технической конференции «Высокие технологии в промышленности России». М.: МГТУ им. Баумана, 2016. С. 52–56.

6. *Gusev A.P., Pavlov A.V., Pavlova S.G., Myakinkov V.Yu., Sinitsina T.V., Sytilin S.N.* Hybrid-monolithic frequency converter device created with LTCC technology, using Flip-chip // CriMiCo 2013 – 2013 23rd International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology, Conference Proceedings. 2013. С. 86–87.

7. *Гусев А.П., Павлов А.В., Павлова С.Г., Мякиньков В.Ю., Сытилин С.Н., Синицына Т.В.* Высокоизбирательный малогабаритный СВЧ-модуль в керамике LTCC с применением Flip-chip монтажа // Электронная техника. Сер. 1. СВЧ-техника. 2016. Вып. 4 (531). С. 45–55.

8. *Бутенко В.В., Багдасарян А.С., Багдасарян С.А., Карапетьян Г.Я., Николаева С.О.* Акустоэлектронные идентификационные метки в керамике LTCC // Труды Научно-исследовательского института радио. 2013. № 1. С. 16–23.

9. *Багдасарян А., Багдасарян С., Бутенко В., Карапетьян Г.* Радиочастотные метки на ПАВ. Особенности конструкции и технологии // Электроника: наука, технология, бизнес. 2012. № 7 (121). С. 076–082.

10. *Багдасарян С.А., Николаева С.О., Подшивалова Г.В., Семенов Р.В.* Оценка дальности действия систем радиочастотной идентификации в условиях природных и техногенных катастроф // Теория и техника радиосвязи. 2012. № 4. С. 11–16.

11. *Bagdasarian A.S., Bagdasaryan S.A., Dneprovski V.G., Karapetyan G.Y.* To issue on development of piezoelectric devices on surface acoustic waves. В кн. Piezoelectrics and Related Materials: Investigations and Applications. 2012. С. 189–238.

12. *Багдасарян С.А., Луканов А.В., Николаева С.О.* Многофункциональный электронный модуль для мониторинга объектов и состояния техногенной среды // Теория и техника радиосвязи. 2014. № 3. С. 91–98.

13. *Машинин О., Багдасарян А., Львов В., Прапорщиков В., Синицына Т., Багдасарян С.* Модульные канальные эквалайзеры на ПАВ-фильтрах // Электроника: наука, технология, бизнес. 2008. № 2. С. 74–81.

Статья поступила в редакцию 22 января 2018 года

Правила оформления рукописей, представляемых к публикации в научно-техническом журнале «Теория и техника радиосвязи»

1. Рукопись представляется в напечатанном (2 экземпляра на листах формата А4) и электронном виде (файл, созданный в редакторе Microsoft Word). Оптимальный объём статьи – 0,5–0,7 авторских листа.

2. К рукописи прилагаются экспертное заключение о возможности опубликования статьи в открытой печати, рецензия, а также на отдельном листе – сведения об авторах, включающие **фамилию, имя, отчество полностью**, ученую степень, ученое звание, область научных интересов, занимаемую должность, полное официальное наименование места работы, контактный телефон и адрес электронной почты.

3. **Плата с аспирантов за публикацию статей не взимается.**

4. На первой странице рукописи располагаются:

– индекс УДК;

– заголовок статьи, инициалы и фамилия автора, аннотация, ключевые слова **на русском и английском языках**.

5. Для текста используется шрифт Times New Roman №12 без стилевого оформления, междустрочный интервал – полуторный, абзацный отступ – 0,75 см от левого края, выравнивание текста – по ширине страницы. Задается автоматический перенос слов. Латинские обозначения в тексте должны быть набраны курсивом, русские, греческие обозначения и цифры – прямым шрифтом.

6. Формулы должны быть созданы в редакторе **MathType**. При наборе формул используются следующие параметры:

Size (Размер)		**Написание обозначений**
Full (обычный)	11 pt	латинские – *курсив*
Subscript/Superscript (индекс)	8 pt	греческие – прямой шрифт
Sub-Subscript/Superscript (малый индекс)	7 pt	матрицы, векторы – **прямой, жирный**
Symbol (символ)	15,5 pt	сокращения от русских слов в индексах –
Sub-Symbol (малый символ)	13 pt	прямой шрифт, от английских – *курсив*

Формулы, на которые в тексте есть ссылки, должны быть набраны отдельной строкой и пронумерованы в круглых скобках. Расположение формул – по центру, номер располагается по правому краю.

7. Иллюстрации должны быть чёткими, контрастными и включены в текст статьи; все надписи в иллюстрациях должны быть читаемыми. Обозначения в рисунках, созданных в Microsoft Word или Microsoft Visio, должны быть набраны шрифтом Times New Roman № 9. Каждый рисунок должен сопровождаться подрисуночной надписью, набранной 10-м шрифтом и включающей номер рисунка (например, Рис. 1) и краткое название.

8. Таблицы должны быть набраны 10-м шрифтом, пронумерованы (например, Таблица 1) и иметь тематический заголовок.

Таблицам и рисункам должны предшествовать ссылки на них в тексте статьи.

9. Библиографические ссылки нумеруются в квадратных скобках. Библиографический список оформляется в соответствии с ГОСТ Р 7.0.5–2008.

Адрес редакции:

394018, г. Воронеж, ул. Плехановская, 14
АО «Концерн «Созвездие»,
редакция журнала «Теория и техника радиосвязи»
Тел.: (473) 259-37-05
Факс: (473) 235-50-88
E-mail: tnn@sozvezdie.su