

06.
771

621.37

Ўзбекистон почта ва телекоммуникациялар агентлиги
ТОШКЕНТ ЭЛЕКТРОТЕХНИКА АЛОКА ИНСТИТУТИ



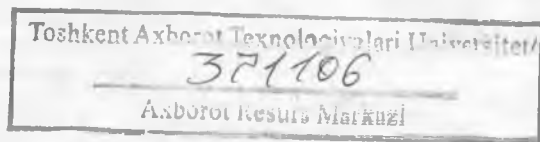
Ўзбекистон Республикаси
Мустақиллигининг 10-йиллигига
бағишланади

*РАДИОТЕХНИК
ТИЗИМЛАР ВА ҚУРИЛМАЛАР*

ТЭАИ профессор-ўқитувчилари,
илмий ходимлари ва аспирантлари
илмий ишлари тўплами

6 қисм

И



Тошкент 2001

2098443

Радиотехник тизимлар ва қурилмалар. ТЭАИ профессор-ўқитувчилари, илмий ходимлари, аспирантлари, магистрлари ва ихтидорли талабалари илмий ишлари тўплами. 6 - қисм. Техника фанлари доктори, профессор С.С. Қосимов таҳрири остида 169 бет. 2001 й. 11 б.т.

Тўпلامга ТЭАИ профессор-ўқитувчилари, илмий ходимлари, аспирантлари магистрлари ва ихтидорли талабаларининг келажак радиолока тизимлари ва қурилмалари, телевизион сигналларни қайта ишлаш ва уларни акс эттириш, алоқа каналлари орқали сигнал узатиш муоммоларига боғлиқ илмий изланишлари киритилган.

Таҳрир хайъати

Т.ф.д, проф. Қосимов С.С. (маъсул муҳарир), доц. Абдуазизов А.А. (тўпلامга маъсул ва тузувчи), ақал. Раджабов Т.Д., доц. Абдурахманов Р.П., доц. Габзалилов Г.Ф., доц. Дмитриев В.Н., доц. Васильева М.Г., доц. Ибраимов Р.Р., ф-м.ф.д., проф. Арипов Х.К., доц. Усманов Р.Н., проф. Раджабов Б.Ш., доц. Таджибоев Ш.З.

Тўпلامни тузувчи ва маъсул

т.ф.н., доц. А.А. Абдуазизов.

Тошкент электротехника алоқа институти нашри, 2001 й.

Узбекское агентство почты и телекоммуникаций

ТАШКЕНТСКИЙ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ СВЯЗИ



Посвящается
10 годовщине Независимости
Республики Узбекистан

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА

Сборник научных трудов
профессорско-преподавательского состава,
научных сотрудников и аспирантов

Часть 6

Ташкент 2001

Радиотехнические системы и устройства. Часть 6. Сборник научных трудов профессорско-преподавательского состава, научных сотрудников, аспирантов, магистров и одарённых студентов ТЭИС. Под редакцией д.т.н., профессора, Касымов С.С., ТЭИС
169 стр. 2001 г. 11 п.л.

В сборник включены некоторые результаты научно-исследовательских работ преподавателей, научных сотрудников и аспирантов, магистров и одарённых студентов Ташкентского электротехнического института связи за 2001 год по разработке перспективных систем и устройств радиосвязи, обработке и отображению телевизионных изображений, передаче сигналов по каналам связи и т.д.

Редколлегия

Д.т.н., проф. Касымов С.С. (отв. редактор), доц. Абдуазизов А.А. (составитель и отв. за выпуск), проф. Раджабов Т.Д., доц. Абдурахманов Р.П., доц. Габзалилов Г.Ф., доп. Дмитриев В.Н., доц. Васильева М.Г., доц. Ибраимов Р.Р., д.ф.-м.н., проф. Арипов Х.К., доц. Усманов Р.Н., проф. Раджабов Б.Ш., доц. Талжибаев Ш.З

Составитель и ответственный за выпуск

к.т.н., доц. А.А.Абдуазизов

Издание Ташкентского электротехнического института связи, 2001 г.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ОПТОЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Абдуазизов А.А., Иманкул М.Н.

Одним из основных моментов в процессе проектирования оптоэлектронных систем (ОЭС) является разработка информационно-логической программы для решения поверочных и оптимизационных задач на математических моделях, описывающих ОЭС или их составные части. К математическим моделям ОЭС предъявляются прежде всего требования адекватности (достоверности), универсальности и экономичности. Любая математическая модель ОЭС только приближенно описывает некоторое множество ее свойств. Адекватность характеризуется тем, насколько достоверно в математической (аналитической) модели отражены реальные свойства ОЭС. Математическую модель ОЭС называют адекватной по выходным параметрам $Y=(y_1, y_2, y_3, \dots, y_M)$, количественно выражающих их заданные свойства, если погрешность выполненного с ее помощью расчета значений выходных параметров ОЭС y_j не превышает заданных значений погрешностей в интервале (1...M).

Относительная погрешность выходного параметра ОЭС в соответствии с выбранной математической моделью определяется как

$$\epsilon = (y_{JM} - y_{JT}) / y_{JT},$$

где y_{JM} — параметр, соответствующий выбранной математической модели ОЭС;
 y_{JT} — эталонное значение параметра y_{JM} ОЭС, найденное либо экспериментально, либо путем расчетов с использованием точных физико-математических моделей ОЭС.

Методика разработки математических моделей ОЭС состоит в следующем:

1 определяется информативность и состав выходных параметров y_j реальной ОЭС, устанавливается их корреляция, достоверность моделируемой ОЭС и возможность ее отображения в математической модели;

2 выбирается структура математической модели ОЭС, т.е. система математических соотношений в параметрическом виде с неопределенными числовыми значениями параметров;

3 решается задача идентификации, т.е. рассчитываются числовые значения параметров математической модели ОЭС y_j для заданной ее структуры;

4 определяется погрешность математической модели ОЭС. Если погрешности превышают допустимые значения $\epsilon_{доп}$, то пункты 1 и 2 повторяются;

5. оценивается адекватность выбранной математической модели по области неравенств

$$U_{кмин} \leq U_k \leq U_{кmax},$$

где $U_{кмин}$, $U_{кmax}$ — допустимые диапазоны изменений значений выходных параметров, в пределах которых гарантируется выполнение условия относительной погрешности.

В Англии был создан оптический аналог электронного транзистора и назван трансфазором, т.к. его работа основана на управлении фазой световой волны, многократно проходящей через трансфазор по типу работы оптического интерферометра Фабри-Перо с нелинейным показателем преломления среды резонатора. Трансфазор переключается при небольшом изменении интенсивности

падающего на него лазерного пучка. Передаточная характеристика трансфазора с однозначной функцией пропускания показана на рис.1.

На рис.1 $I_{\text{ВЫХ}}$ и $I_{\text{ВХ}}$ – интенсивности выходного и входного световых потоков, I_0 – отъюстированный лазерный лучок, имеющий относительно большую и неизменную интенсивность (эквивалент создания рабочей точки на транзисторных передаточных характеристиках), I_y – управляющий лазерный пучок, который может модулироваться по интенсивности. Интенсивность постоянного пучка подбирается так, чтобы отсечь нелинейную часть передаточной характеристики и уменьшить амплитуду I_y , которая добавляется к постоянному потоку под действием интенсивности результирующего входного пучка $I_{\text{МАХ}}$ для переключения трансфазора в состояние с максимальным пропусканием. Быстродействие трансфазора ограничивается временем установления поля внутри резонатора: $t_{\text{УСТ}} = 2L \cdot n / c$, где n – показатель преломления, L – длина резонатора, c – скорость распространения света.

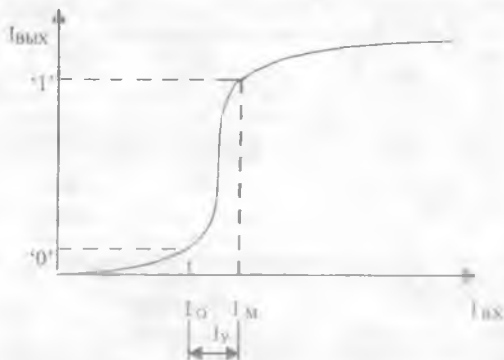


Рис.1. Передаточная характеристика трансфазора с однозначной функцией пропускания.

На основе трансфазора можно создавать логические схемы типа И, ИЛИ и НЕ, функционирование которых основано на модуляции светового потока электрическим полем. При этом используется только одно преобразование энергии (свет – электрический сигнал), а источник светового потока может быть общим для множества элементов. Таким образом, информативными параметрами этого прибора являются интенсивность выходного светового потока, его связь с крутизной нарастания передаточной характеристики и I_y .

Так, например, для расчета коэффициента передачи по току оптоэлектронных приборов (ОЭП), работающих в линейном режиме, можно воспользоваться аппроксимацией их передаточной характеристики полиномом третьей степени [2]:

$$\begin{aligned} a_1 I_{\text{ВХ}1} + a_2 I_{\text{ВХ}1}^2 + a_3 I_{\text{ВХ}1}^3 &= I_{\text{ВЫХ}1} \\ a_1 I_{\text{ВХ}2} + a_2 I_{\text{ВХ}2}^2 + a_3 I_{\text{ВХ}2}^3 &= I_{\text{ВЫХ}2} \\ a_1 I_{\text{ВХ}3} + a_2 I_{\text{ВХ}3}^2 + a_3 I_{\text{ВХ}3}^3 &= I_{\text{ВЫХ}3} \end{aligned}$$

Найдя значения $I_{ВХ}$ и $I_{ВЫХ}$ по передаточной характеристике, для диодной оптопары можно найти значения коэффициентов a . Для конкретной группы диодных оптопар полином имеет вид [3]:

$$I_{ВЫХ} = 1.744 I_{ВХ} + I_{ВХ}^2 + 0.03 I_{ВХ}^3$$

В ряде применений оптоэлектронных приборов в линейных схемах необходима оценка нелинейности их передаточной характеристики. В этом случае при подаче на вход ОЭП синусоидального сигнала вида

$$I_{ВХ} = I_0 + I_M \cos(\omega t),$$

где I_0 — постоянное смещение;

I_M — амплитудное значение переменного тока, и имея передаточную характеристику вольтрона типа

$$I_{ВЫХ} = a_0 + a_1 \cos(\omega t) + a_2 \cos(2\omega t) + a_3 \cos(3\omega t),$$

где $a_0 = I_0$ — постоянный уровень выходного тока;

$a_1 = I_1$ — амплитуда первой гармоники;

$a_2 = I_2$ — амплитуда второй гармоники;

$a_3 = I_3$ — амплитуда третьей гармоники,

определяют амплитудные значения гармонических составляющих тока на выходе путем дифференцирования и возведения в степень соответствующих точек на передаточной характеристике. Это довольно трудоемкая задача. При аппроксимации выходного тока ОЭП полиномом третьей степени эти коэффициенты могут быть найдены через определители системы уравнений. Коэффициент гармоник может быть найден из выражения:

$$K_{Г} = 0.5 I_0 R \frac{\sqrt{(a_2 + 3a_3 I_0)^2 + (0.5a_3 I_0 R)^2}}{a_1 + 2a_2 I_0 + 3a_3 I_0^2 (1 + 0.25R^2)}$$

где $R = I_M / I_0$. Используя этот коэффициент, можно произвести оценку качества разрабатываемых оптоэлектронных приборов типа трансфазора.

Литература:

1. Водчков В.П., Гербин А.И., Дмитриев В.П. Исследование нелинейных вольтронов. Радиотехника. - 1985, № 3 - с. 78-79.
2. Гребнев А.К., Гридин В.Н., Дмитриев В.П. (под ред. Гуляева Ю.В.). Оптоэлектронные элементы и устройства. - М.: Радио и связь, 1998. — 336 с.

КОНТРОЛЬ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Иманкул М.Н.

С увеличением сложности вычислительных систем, повышением их быстродействия и расширением функциональных возможностей соответственно растут и требования к системам контроля их эффективности, а также к надежности работы этих систем. Система контроля вычислительного устройства обычно представляет собой сочетание аппаратных и программных средств, позволяющих обнаружить ошибки (возникающие в результате отказов или сбоев в работе) в работе устройства и осуществить поиск неисправностей. К ним предъявляются следующие основные требования - обеспечение быстрого обнаружения ошибки и локализация (устранение) сбоев. Средства контроля, входящие в систему обнаружения, поиска и устранения ошибок (неисправностей), делятся на программные и схемные. Схемный контроль требует аппаратной избыточности в виде дублирования контролируемых блоков вычислительного устройства с введением схем сравнения выходной информации этих блоков, либо введением в устройство схем проверки передачи информации между блоками («проверка на чистоту» или метод контрольного суммирования).

В свою очередь программный контроль подразделяется на программно-логический и тестовый. Программно-логический контроль - контроль информации с использованием избыточности исходной и промежуточной информации, осуществляемый повторением либо созданием дополнительных контрольных алгоритмов вычислений. Этим видом контроля проверяется правильность выполнения вычислительным устройством основной программы.

Тестовый контроль основан на использовании специальных испытательных тестов (программ) и служит свидетельством отсутствия или наличия ошибок из-за неисправностей. Для поиска неисправностей часто используют внешний программный контроль или полуавтоматические средства автономного контроля. Появление случайных сбоев в вычислительном устройстве требует автоматической системы их устранения, которая должна включаться при поступлении сигнала ошибки. При этом система устранения случайных сбоев сама должна определить временной характер ошибки, т.е. является она случайной или систематической. В случае неустранимой (систематической) ошибки должен вырабатываться сигнал об остановке программы.

Применение диагностических тестов обеспечивает более точный диагноз неисправностей с указанием их места путем программного анализа ошибок вычислительного устройства. Диагностические тесты разрабатываются на основе статистических данных по: эксплуатации вычислительного устройства, типовым неисправностям и их внешним проявлениям, относительной частоте возникновения неисправностей различного типа и ориентировочным затратам времени на их отыскание с помощью проверочных тестов. Диагностический контроль может выполняться как программный самоконтроль и как внешний программный контроль. Особенность диагностических тестов - это выполнение сложного логического анализа результатов операций и сопутствующей им другой информации. Такой анализ может производиться как самой вычислительной системой, так и внешним устройством, связанным с данной системой обменом информацией или работающим совместно с ней в системе обработки информации. Очевидно, что последний вариант предпочтителен, так как неэффективно проводить программный анализ в неисправной вычислительной системе.

При наличии схемного контроля, обеспечивающего последовательную проверку всех основных микроопераций, задача разработки диагностических тестов упрощается.

так как сигналы ошибок уже указывают на неисправность контролируемого блока с определенной точностью. Используя сигналы ошибок, можно упростить логику локализации неисправности. Надежность работы вычислительного устройства можно повысить, применяя систему автоматического устранения случайных сбоев. Под сбоем понимают однократное искажение обрабатываемой и хранимой в микропроцессорной системе (ЭВМ и др. вычислительном устройстве) информации, возникающее под воздействием внутренних или внешних помех. Сбои можно классифицировать по трем признакам: по причинам возникновения, по влияниям на ход программы и на работоспособность вычислительного устройства. По причинам возникновения их можно разделить на случайные и систематические. Возможные причины случайных сбоев:

- внутренние помехи (флуктуации параметров аппаратной части вычислительного устройства под воздействием электрических и временных нагрузок);
- внешние помехи (случайные ошибки оператора, внешние электромагнитные помехи, искажения входной информации).

Возможные причины систематических сбоев:

- регрессия параметров аппаратуры под воздействием временного фактора;
- постоянные ошибки в программе;
- ошибки в алгоритме;
- систематические ошибки оператора.

По влиянию на ход программы сбои делятся на одиночные и групповые (заклинивание программы, временные остановки, нарушение обмена с абонентами). В свою очередь групповые сбои влияют на работоспособность вычислительной системы в виде неустраняемых отказов сбойного характера, а также на их устранение. К неустраняемым отказам относятся:

- программный отказ (заклинивание программ или остановка решения);
- временной отказ (недопустимая задержка обработки информации);
- параметрический отказ (недопустимая ошибка в обработке информации).

Если алгоритм решения задачи на вычислительном устройстве является помехоустойчивым (например, с использованием помехоустойчивых кодов), то некоторые ошибки (обратимые), возникающие вследствие сбоев, могут быть устранены даже без их обнаружения. Если помехоустойчивость алгоритма все же недостаточна, то применяются специальные меры для автоматического устранения случайных сбоев. При этом в системе должно быть наличие эффективных средств обнаружения ошибок с помощью схемного и программно-логического контроля. Наиболее эффективная система устранения случайных сбоев будет при детализированном схемном контроле, который позволяет обнаруживать ошибки в моменты их появления. Естественно, что одновременно обнаруженная ошибка устраняется более просто и быстро.

Ошибка, обнаруженная при программно-логическом контроле, может быть исправлена программным путем и ее исправление требует разработки "программы исправления ошибок" с учетом особенности основной программы вычислительного устройства, что требует большого количества машинного времени.

Имеется два различных способа полного исправления результатов при случайных ошибках. Первый способ основан на повторении операции или группы операций. Сущность его заключается в том, что большинство ошибок в работе вычислительного устройства носит случайный и кратковременный характер и поэтому повторяемость участков программы приведет, в конце концов, к правильным результатам. Достоинством этого способа является то, что используется главным образом основная программа и поэтому требуется меньшее количество контрольного оборудования.

Второй способ основан на использовании избыточных разрядов в обрабатываемой информации. Избыточность информации должна быть такой, чтобы она позволяла "отфильтровать" правильный результат, несмотря на ошибку в выполнении операции. Этот способ требует специальных схемных средств и специальной методики исправления кодов. При этом необходимо рассмотреть такие варианты возникновения ошибок:

-количество наблюдаемых сбоев и неисправностей находятся в различных соотношениях и носят случайный характер;

-наличие неисправностей образуют систематическую ошибку.

Рассмотрим первый вариант. В этом случае, если вычислительное устройство имеет наработку (время эксплуатации) T и за это время решает ряд (M) задач с длительностью каждого решения t_{CP} , то в ней возникают взаимозависимые потоки сбоев (n_{CB}) и неисправностей (n_{HEIC}).

Для повышения надежности работы вычислительного устройства применяем повторы отрезков программы с длительностью τ , которые устраняют случайные сбои. После окончания программы проводится проверочный тест на наличие неисправностей в системе с длительностью $t_{проб}$. Рассмотрим случаи разных соотношений между интенсивностями (частотами появления) сбоев λ_{CB} и неисправностей λ_{HEIC} . В случае, если количество сбоев превышает количество неисправностей ($\lambda_{CB} > \lambda_{HEIC}$), то среднее время выполнения программы приблизительно будет равно:

$$T_{CP1} = t_{CP} + 3/2 * t_{CP} * \tau * (\lambda_{CB} + \lambda_{HEIC}) + t_{проб},$$

где $(\lambda_{CB} + \lambda_{HEIC}) * t_{CP}$ - число неисправностей и сбоев, возникающих за время решения задачи длительностью t_{CP} ;

$3/2 * t_{CP} * \tau * (\lambda_{CB} + \lambda_{HEIC})$ - среднее время, затрачиваемое на дополнительное повторение отрезков программы при обнаружении ошибок

Вероятность того, что в течение времени выполнения всей программы не возникнет ни одной неисправности, приближенно равно.

$$P_1 = \exp \{ -\lambda_{HEIC} [t_{CP} + 3/2 * t_{CP} * \tau * (\lambda_{CB} + \lambda_{HEIC}) + t_{проб}] \},$$

что аналогично вероятности $P = \exp(-\lambda_j * t_j)$, соответствующей случайному возникновению неисправностей в системе. За время наработки вычислительной системы T среднее количество выполненных задач (программ) приближенно будет равно:

$$M_1 = T / T_{CP1} * \exp(-\lambda_{HEIC} * T_{CP1}).$$

Если же количество появившихся неисправностей превышает количество сбоев ($\lambda_{HEIC} > \lambda_{CB}$), то среднее количество правильно выполненных программ может быть найдено по нижеописанному алгоритму. Если при выполнении программы не возникают неисправности, а присутствуют случайные сбои, устранимые повтором отрезков программы, то среднее время выполнения этой программы будет t_{CP2}

$$t_{CP2} = t_{CP} + \lambda_{CB} * t_{CP} * (\tau + t_{проб}),$$

где $\lambda_{CB} * t_{CP}$ - среднее количество сбоев за время t_{CP} .

После наступления сбоя выполняется проверочный тест длительностью $t_{проб}$, а затем идет повтор программы, т.е. дополнительное время, затрачиваемое при одном

сброс будет равно $(\tau + t_{\text{проб.}})$. Если возникает неисправность и при этом среднее время между неисправностями много больше времени выполнения программы, то можно предположить, что будет случайное и равномерное распределение момента возникновения неисправности. В этом случае среднее время до возникновения неисправности будет приближенно равно:

$$(t_{\text{CP}} + \lambda_{\text{СБ}} * t_{\text{CP}} * (\tau + t_{\text{проб.}})) / 2 = t_{\text{CP}2} / 2$$

За время наработки T возникает в среднем $\lambda_{\text{НЕИС}} * T$ неисправностей и общие потери времени из-за повтора программы при наступлении неисправности составят:

$$(\lambda_{\text{НЕИС}} * T / 2) * [t_{\text{CP}} + \lambda_{\text{СБ}} * t_{\text{CP}} * (\tau + t_{\text{проб.}})] = \lambda_{\text{НЕИС}} * T * t_{\text{CP}2} / 2$$

Оставшееся время будет равно:

$$T - \lambda_{\text{НЕИС}} * T * t_{\text{CP}2} / 2,$$

следовательно, среднее число правильно выполненных программ (задач) приближенно может быть определено так:

$$M_2 = (T - \lambda_{\text{НЕИС}} * T * t_{\text{CP}2} / 2) / t_{\text{CP}2}$$

Рассмотрим второй вариант, т.е. возникновение систематической ошибки из-за наличия неисправности в вычислительном устройстве. При наличии двух прогонов программы вероятность момента неисправности во время выполнения программы распределена равномерно и вероятность ее возникновения на первом или втором прогоне неисправности будет равна 0.5. Вероятность обнаружения ошибки (при двух прогонах части программы длительностью τ), порождаемой неисправностью, будет равна:

$$P_{\text{ош}} = 1/2 \int_0^{\tau} \varphi(x) dx / \tau + 1/2 \int_0^{\tau} \varphi(y) dy / \tau = 1/\tau \int_0^{\tau} \varphi(x) dx,$$

где τ - длительность однократного прогона программы;

$\varphi(x)$ и $\varphi(y)$ - соответственно вероятности обнаружения неисправностей при первом и втором прогоне программы.

Вероятность появления ошибки на отрезке времени τ равно:

$$\varphi(\tau) = 1 - e^{-\tau / t_{\text{CP}1}},$$

где $t_{\text{CP}1}$ - среднее время безотказной работы вычислительной системы между неисправностями. Тогда вероятность обнаружения ошибки на обоих прогонах из-за возникновения неисправности будет равна

$$P_{\text{ош}} = 1 - t_{\text{CP}1} / \tau * (1 - e^{-\tau / t_{\text{CP}1}}).$$

Очевидно, что при увеличении длительности прогона программы вероятность обнаружения систематической ошибки увеличивается.

Вывод: в каждом конкретном случае выбор метода контроля осуществляется с учетом контролируемого параметра, информативности, оперативности и стоимости системы контроля, но основной частью контроля качества вычислительных устройств

остается измерение статических и динамических параметров и контроль функционирования.

Литература:

1. Гнеденко Б.В., Беляев Ю.К., Соловьев А.Д. Математические методы в теории надежности. - М.: Наука, 1965. - 524 с.
2. Клепко Э.И. Схемный и тестовый контроль вычислительных машин - М.: Советское радио, 1963. - 192 с.

УСЛОВИЕ МИНИМИЗАЦИИ ЗАТРАТ ПРИ ОБЕСПЕЧЕНИИ ЗАДАННОГО КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ МОБИЛЬНОЙ РАДИОСВЯЗИ

Соколов В.К., Воробцова Т.А., Махаматов Н.Э.

Стремительный темп развития независимого Узбекистана непосредственно отражается на сегодняшнем состоянии услуг связи в Республике. Наиболее ярко динамичные рыночные отношения, включая конкуренцию, проявились в сфере услуг сотовой мобильной радиосвязи. За последнее десятилетие в Узбекистане было создано 6 компаний - провайдеров различных услуг подвижной радиосвязи. Эти компании - Uzdurobita, Unitel, Uzmacom, Coscom, Buztel и U-tel.

Удобство и универсальность мобильных телефонов, надёжность и высокое качество обслуживания стали бесспорной причиной быстрого роста числа абонентов мобильной радиосвязи. С каждым днём растёт количество новых услуг, предоставляемых пользователям мобильных телефонов. В то же время, конкурентное соперничество за потенциальных абонентов, ставшее реальностью на сегодняшнем рынке беспроводных коммуникаций при таком достаточно большом числе сотовых компаний, является причиной и стимулом дальнейшего прогресса. В этих условиях соговым компаниям нельзя забывать и о качестве предоставляемых услуг, что в первую очередь влияет на выбор абонентом компании - провайдера обслуживания.

Существует целый ряд показателей, по которым в настоящее время оценивается качество обслуживания той или иной компании беспроводных телекоммуникаций. Это такие показатели, как: количество сбросов при разговоре и отказов при соединении, эффективность использования частотного спектра, качество сигнала при разговоре (уровень полезного сигнала, уровень шума, наличие и уровень посторонних разговоров), обеспечение конфиденциальности речи, площадь охвата территории, количество населения, которое может быть обслужено на покрытой территории, возможности роуминга, предоставление услуг при передаче цифровой информации, предоставление дополнительных услуг (модемная связь, пейджинг, факсимиль, голосовая почта, конференц-связь, переадресация) и многие другие. Однако каждого конкретного потребителя услуг сотовой связи мало интересуют успехи той или иной сотовой компании, выраженные в вышеприведённых обобщённых показателях. Потребитель также с осторожностью относится к рекламе, в которой умалчивается наиболее ему интересная и важная информация. В этой ситуации потребитель скорее доверится независимым экспертам, в качестве которых он выберет своих друзей и знакомых. Ныне развиваемая концепция этического маркетинга [1] предлагает идти навстречу желаниям и запросам потребителя.

Природа не знает пределов совершенства, равно как и не может быть когда-либо закончена работа по совершенствованию техники и сферы услуг, на этой технике базирующейся. Надо также помнить, что технические системы отмирают на стадии своего наивысшего развития, уступая место принципиально новым решениям [2].

Потребителя интересует легкость и удобство обращения с сотовым телефоном, чистота звука, хорошая и повсеместная слышимость, конфиденциальность его разговора, отсутствие вредного влияния на здоровье и ещё десятки качественных показателей, о которых должны думать сами сотовые компании, стремящиеся к лидерству на рынке мобильной связи. В этом плане предстоит колоссальная исследовательская работа по количественной оценке качественных показателей, основанной на мнениях статистически представительных секторов потребителей. Последнее может быть полученным путём массового анкетирования с применением лайкерт-шкала [3]. Однако уже сейчас можно рассмотреть математические основы того

направления, по которому следует идти, имея целью достижение высокого качества сотовой связи при минимальных затратах на этот процесс.

Чтобы выразить зависимость качества обслуживания и капитальных вложений, затраченных на его обеспечение, обозначим показатели, по которым определяется качество обслуживания, через X_1, X_2, \dots, X_n , а затраты на их достижение соответственно через $S(X_1), S(X_2), \dots, S(X_n)$ и будем считать, что эти затраты не зависят друг от друга. Естественно, удовлетворяя высокому качеству обслуживания, необходимо соразмерять выполнение требований к заданным параметрам с конкретными затратами на них и стремиться при этом к минимуму затрат (с ростом качественных показателей затраты растут по нелинейному закону).

Предположим, что вышеуказанные показатели X_1, X_2, \dots, X_n измерены в единых шкалах (например, в относительных единицах) и обобщенный показатель качества равен их произведению Q:

$$Q = X_1 \cdot X_2 \cdot \dots \cdot X_n \quad (1)$$

Понятно, что не может существовать телекоммуникационной системы с, например, высокой степенью защиты от несанкционированного доступа (конфиденциальности речи) и низким качеством сигнала при разговоре (т.е. высоким уровнем шума и посторонних разговоров), то есть все коэффициенты должны быть величинами примерно одинаковой значимости. Будем также считать, что задан (или получен из оптимизационных решений более высокого уровня) обобщенный критерий качества $Q_{\text{доп}} = (X_1 X_2 \dots X_n)_{\text{доп}}$, в общем случае определяющий технический и экономический уровень развития телекоммуникационной сферы государства.

Подставив принятые допущения, найдём минимальные общие затраты для такой беспроводной системы подвижной радиосвязи:

$$S_Q = S(X_1) + S(X_2) + \dots + S(X_n) \Rightarrow \min \quad (2)$$

Так как с улучшением этих показателей затраты на их обеспечение соответственно [4] возрастают, то попытаемся определить условия получения общего минимума [5] методом неопределённых множителей Лагранжа [6], то есть решить задачу нелинейного программирования. Составим функцию Лагранжа:

$$L = S_{\Sigma} + \lambda w, \quad (3)$$

где λ - неопределённый множитель, а w - вспомогательная функция Лагранжа.

В качестве вспомогательной функции Лагранжа используем предельное балансное соотношение:

$$w = X_1 \cdot X_2 \cdot \dots \cdot X_n - Q_{\text{доп}} = X_1 \cdot X_2 \cdot \dots \cdot X_n - (X_1 \cdot X_2 \cdot \dots \cdot X_n)_{\text{доп}} = 0. \quad (4)$$

Представим функцию Лагранжа в подробном виде

$$L = S(X_1) + S(X_2) + \dots + S(X_n) + \lambda (X_1 \cdot X_2 \cdot \dots \cdot X_n - Q_{\text{доп}}) \quad (5)$$

и найдём её минимум с помощью частных производных:

$$\left. \begin{aligned} \partial L / \partial X_1 &= \partial S(X_1) / \partial X_1 + \lambda \cdot X_2 \cdot X_3 \cdot \dots \cdot X_n = 0 \\ \partial L / \partial X_2 &= \partial S(X_2) / \partial X_2 + \lambda \cdot X_1 \cdot X_3 \cdot \dots \cdot X_n = 0 \\ &\vdots \\ \partial L / \partial X_n &= \partial S(X_n) / \partial X_n + \lambda \cdot X_1 \cdot X_2 \cdot \dots \cdot X_{n-1} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

Введём сокращения: $\partial S(X_1) / \partial X_1 = S'x_1$; $\partial S(X_2) / \partial X_2 = S'x_2$; ...; $\partial S(X_n) / \partial X_n = S'x_n$ и вернёмся к системе уравнений (6):

$$\left. \begin{aligned} S'x_1 + \lambda \cdot X_2 \cdot X_3 \cdot \dots \cdot X_n &= 0 \\ S'x_2 + \lambda \cdot X_1 \cdot X_3 \cdot \dots \cdot X_n &= 0 \\ &\vdots \\ S'x_n + \lambda \cdot X_1 \cdot X_2 \cdot \dots \cdot X_{n-1} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

Решаем задачу относительно неопределённого множителя Лагранжа:

$$-\lambda = S'x_1 / X_2 \cdot X_3 \cdot \dots \cdot X_n = S'x_2 / X_1 \cdot X_3 \cdot \dots \cdot X_n = \dots = S'x_n / X_1 \cdot X_2 \cdot \dots \cdot X_{n-1} \quad (8)$$

Преобразуя полученное выражение (8), получаем

$$\begin{aligned} -\lambda &= X_1 \cdot S'x_1 / X_1 \cdot X_2 \cdot X_3 \cdot \dots \cdot X_n = X_2 \cdot S'x_2 / X_1 \cdot X_2 \cdot X_3 \cdot \dots \cdot X_n = \\ &= \dots = X_n \cdot S'x_n / X_1 \cdot X_2 \cdot \dots \cdot X_n \end{aligned} \quad (9)$$

или

$$X_1 \cdot S'x_1 = X_2 \cdot S'x_2 = \dots = X_n \cdot S'x_n = \text{const.} \quad (10)$$

Последнее выражение (10) раскрывает условия достижения минимума затрат для обеспечения заданного качества услуг телекоммуникаций. Минимальные затраты имеют место при равенстве произведений отдельных показателей качества на производные от затрат по данному показателю (по обеспечению данного показателя). Аналогичные закономерности применительно к управленческой информации были получены ранее [7].

Литература:

1. Ф. Котлер. Основы маркетинга. Пер. с англ. - М.: «Бизнес-книга», «ИМА-Кросс», «Плюс», 1995. 702 с.
2. В.А. Веников, И.Б. Новик. Прометей в XX веке (Заметки и размышления о научно-технической революции). М.: Знание, 1970. 175 с.
3. Н.П. Резникова. Маркетинг в телекоммуникациях. М.: ЭКО-ТРЭНДЗ, 1998. 146 с.
4. A. Albert. A measure of the effort required to increase reliability // Techn. Report. N 43, 1958, p. 5-9.

5. Г. Корн, Т. Корн. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). - М.: Наука, 1968. 720 с.
6. У.И. Зангвилл. Нелинейное программирование: Единый подход: пер. с англ. - М.: Сов. радио, 1973. 312 с.
7. В.К. Соколов. Одновременная оптимизация показателей надёжности и точности трактов управленческой информации // Изв. АН УзССР, серия технических наук, N 3, 1991. С. 3-5.

МЕТОД ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ЦЕННОСТИ ИНФОРМАЦИИ ПРИМЕНИТЕЛЬНО К ЗАДАЧЕ ВЫБОРА ПЕРСПЕКТИВНЫХ НАПРАВЛЕНИЙ РАЗВИТИЯ СРЕДСТВ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

В.К. Соколов, М.М. Махмудов, А.Х. Абдукадыров

Телекоммуникации являются высокодинамичной сферой общественной инфраструктуры и ее развитие оказывает решающее воздействие на экономику любого государства. Информатизация экономики одновременно обеспечивает информатизацию всего общества и степень взаимного влияния здесь чрезвычайно высока.

В развитии же самих телекоммуникаций устойчиво наблюдается двуединый процесс – абсолютное удорожание систем вследствие их усложнения и технического совершенствования и, - объяснимое этими же факторами – постоянное снижение своего рода «удельных» затрат, т.е. затрат на одного абонента, одну минуту связи, один переданный лист текста и т.п. С учетом этих особенностей в условиях рыночной экономики особую актуальность обретают маркетинговые исследования в сфере телекоммуникаций, т.е. определение наиболее перспективных направлений внедрения и применяемых средств телекоммуникаций.

Рассмотрим стоимостные и ценностные факторы информации. Информационно-экономический закон, установленный и исследованный Л.Е. Варакиным [1,2], связывает степень информатизации общества (государства) с валовым внутренним продуктом на душу населения. Так называемая телефонная плотность или диаграмма Джинни [3] широко применялись ранее и поныне не утратили свою актуальность: она определяет число телефонных аппаратов на 100 жителей в зависимости от того же валового внутреннего продукта на душу населения. Однако теперь окончательные устройства в виде телефонных аппаратов перестали быть доминирующими, можно говорить о «плотностях» использования других коммуникационных устройств, к тому же сами аппараты становятся многофункциональными. Так, по данным [4], основными компонентами из более чем 2000 млн. окончательных устройств Глобальной Информационной Инфраструктуры будут персональные компьютеры – 9,1%, телевизионные приемники – 58,4 %, линии связи – 32,5%.

Обобщенные данные, пригодные лишь для прикидочных оценок, не могут быть рабочим инструментом при определении конкретных путей развития телекоммуникаций заданного региона, здесь требуется выработка более «чувствительного» механизма маркетингового поиска. Рассмотрим очевидные требования, которые могут быть предъявлены к этому механизму.

Предлагая те или иные услуги на рынке телекоммуникаций, компания должна отдавать себе ясный отчет в том, что даже при уничтожающе малых собственных издержках она не сможет выжить, если ее услуги (товары) не будут представлять адекватную ценность для покупателей на рынке. Как отмечается в [4], хорошее управление производством – это процесс вечного жонглирования, в котором затраты, цена и ценность продукта для потребителя поддерживаются в приемлемом равновесии, и тщательного наблюдения за тенденциями и изменениями, которые могли бы в ближайшем или отдаленном будущем повлиять на это равновесие с выгодами или потерями. По данному рисунку из [4], устойчивость прибыли обеспечивается балансом затрат, ценности и цены продукта (услуги) – рис. 1

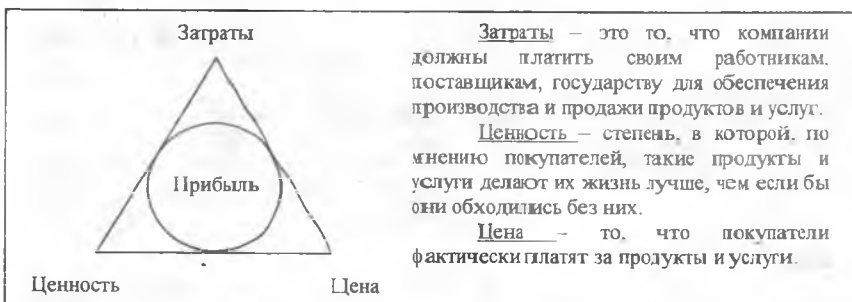


Рисунок 1. Три элемента прибыли: затраты, ценность, цена.

Анализируя рис. 1, можно заключить, что если затраты и цена- категории, легко поддающиеся бухгалтерским подсчетам, то в отношении ценности такой определенности не существует. Кроме того, для затрат и цены, оговорив заранее период для анализа, можно найти единый измеритель — деньги; определение же ценности через «степень» дает опосредованную оценку, и здесь также желательно перейти к единой мере. Попытаемся раскрыть понятие ценности информации (телекоммуникационных услуг) и найти ее денежную меру.

В общем случае информацию можно грубо разделить на два класса по ее предназначению:

информация производственного характера;

информация развлекательно-познавательного характера

Развитие телекоммуникационной среды начинается с продвижения информации производственного характера, так как информация развлекательно-познавательного характера ориентирована на свободное время клиентов (зрителей, слушателей), ценность которого, в свою очередь, определяется уровнем благосостояния самих клиентов. Реклама, являющаяся двигателем торговли (продаж, сбыта готовой продукции или услуг) и одновременно — основным источником дохода средств массовой информации, представляет собой в экономическом плане типичную производственную информацию. Без настойчивой рекламы в современном конкурирующем мире невозможно продвинуть товар или услугу до потребителя и производственный цикл, в принципе, окажется разомкнутым. Переплетение рекламы с развлекательно-познавательной информацией усиливает воздействие рекламы, расширяет ее сферу воздействия. Эта сфера воздействия тем шире, чем популярней и привлекательней развлекательная информация, на «фоне» которой подается реклама.

Очевидно, что слишком большие затраты на рекламу (а ныне — это дорогостоящий элемент) будут уменьшать возможную прибыль, а слишком малые затраты также снизят прибыль вследствие недостаточной реализации вполне доброкачественного товара или услуг. Таким образом, существует определенный оптимум в расходовании средств на рекламу, которая обеспечит наилучшее продвижение товаров и услуг на рынке. Но если рекламная информация является элементом технологического цикла на стадии реализации, то не менее, а еще более важна информация, требующаяся в процессе организации самого производства — маркетинговая, научная, организационная и т.п. Разные производства требуют различной глубины «информатизации», что объясняется спецификой самого

производства. Сам характер работы сотрудников определяет вопрос – стационарной или мобильной должна быть эта связь, сколь часто и на какую продолжительность устанавливаются «сеансы» связи и т.п.

В современных условиях подход к вопросу развития связи с позиций каких-либо «норм» является бесперспективным, требуется планирование – прогнозирование с учетом вероятностных факторов, степеней риска и т. д. Однако для экономического прогнозирования важно иметь некоторый обобщенный показатель, причем желательно, как это было объяснено выше, иметь его в денежном выражении. На наш взгляд, таким показателем может быть потенциальная ценность информации, смысл которой раскроем ниже. За потенциальную ценность информации будем принимать ту максимальную цену, которую можно назначить за предлагаемую информацию (информационные или телекоммуникационные услуги) с учетом максимально допустимой прибыли, минимального срока окупаемости используемого оборудования и риска от неблагоприятных факторов.

Законы рыночного хозяйствования требуют, чтобы затраты составляли лишь некоторую долю в цене конечного продукта (или услуги), поэтому потребитель телекоммуникационных услуг будет стремиться к эффективному их использованию для личных целей или в процессе производства каких-то своих товаров или услуг. Если рассматривать информационные (или телекоммуникационные) услуги в составе какого-либо производства как информационный ресурс, то стремление к наименьшим издержкам [5] приведет к равенству ресурсоотдачи от информации ресурсоотдаче от других ресурсов: земли, труда, материалов и т.п. Знание ресурсоотдачи предприятия и технологической потребности в информационных (телекоммуникационных) услугах позволяет рассчитать, исходя из предпосылки одинаковости ресурсоотдачи, возможные максимальные расходы предприятия на покупаемые услуги телекоммуникации, причем, это будут расходы предприятия, на которые оно согласится пойти для организации своего производства, т.е. это фактически и есть ценность телекоммуникационных услуг, определяемая самим потребителем – предприятием.

Для телекоммуникационной фирмы, планирующей заключать договора с группой предприятий какого-либо региона сумма фактических ценностей телекоммуникационных услуг этих предприятий и будет стратегической маркетинговой шифрой, по которой телекоммуникационная фирма будет составлять свои бизнес-планы:

$$C_{\text{инф}}^n = C_1 + C_2 + \dots + C_n = C_i, \quad (1)$$

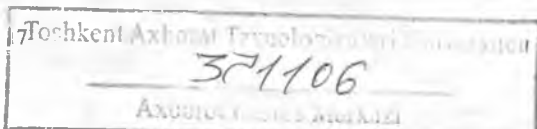
причем для каждого предприятия региона его C_i будет предельным физическим продуктом, получаемым за счет использования такого специфического ресурса, как информация.

Напомним, что предельный физический продукт – это тот доход, который будет получен за счет дополнительного вклада в один сум (доллар, рубль) в тот или иной ресурс (землю (з), труд (т), или информацию (и)):

$$\text{ПФП}_i / C_z = \text{ПФП}_t / C_t = \text{ПФП}_и / C_и, \quad (2)$$

что, как известно [5], соответствует минимальным издержкам производства. В выражении (2) через C_z обозначена цена земли (рента), C_t – цена труда (рабочей силы) и $C_и$ – искомая потенциальная ценность информации.

Таким образом, если ориентировочно известны объемы производства расположенных в регионе фирм, их фондо- и ресурсоотдача (ПФП), известна



технологическая потребность этого производства в информационных (телекоммуникационных) услугах, то ту цену, которую фирмы будут готовы заплатить за эти услуги, можно именно считать потенциальной ценностью информации для этой фирмы, исчисленной, исходя из ресурсоотдачи фирмы в целом. Знание же потенциальной ценности информации будет тем самым маркетинговым ключом [6], который позволит открыть пути наиболее перспективных (в смысле будущих прибылей) вложений средств в развитие телекоммуникаций.

Литература:

1. Л.Е. Варакин. Макроэкономика связи // "Электросвязь", 1989. №2. с. 34-39.
2. Л.Е. Варакин. Электросвязь и экономика: информационно-экономический закон// "Электросвязь", №12, 1992, с. 2-6.
3. М.А. Горелиц, Е.А. Голубицкая. Основы экономики телекоммуникаций (связи): Учебник для вузов. – М.: 1997.
4. Н.П. Резникова. Маркетинг в телекоммуникациях. – М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 1998, с. 146.
5. М.А. Сажина, Г.Т. Чибриков. Основы экономической теории: Учебное пособие для неэкономических вузов./ Отв. Ред. и руководитель авт. коллектива П.В. Савченко – М.: Экономика – Техлит. 1996, с. 367.
6. В.К. Соколов. Метод потенциалов ценности информации для определения мест размещения ее источников в автоматизированно управляемых энергосистемах. // «Энергетика». Изв. вузов. №6, 1989, с. 27-30.

ВЫБОР ОПТИМАЛЬНОГО УРОВНЯ ТАРИФОВ НА УСЛУГИ СВЯЗИ СОТОВОЙ КОМПАНИИ ДЛЯ ДОСТИЖЕНИЯ МАКСИМАЛЬНЫХ ДОХОДОВ

В.К. Соколов, Р.П. Абдурахманов, А.Х. Абдукадыров

Мобильный сотовый телефон на рынке телекоммуникаций Узбекистана в последние годы получил достаточно широкое распространение. Это быстро развивающийся вид связи, в которой в стране уже работают 6 операторов. Конкурентная среда, отсутствие монополизма заставляют компании бороться за свою долю рынка, проводить углубленные маркетинговые исследования для привлечения на свою сторону новых потребителей.

Для развития любого производства должно непременно выполняться условие его выгодности (прибыльности), привлечь же покупателей на свою сторону можно лишь, предлагая ему товар или услуги более высокого качества, с лучшими потребительскими свойствами и т.п. И если для успеха на рынке (в процессе реализации) надо хорошо знать и удовлетворять потребительские запросы и желания, то успешное производство - должно быть рационально организованным производством. Прежде всего, это касается правильного распределения средств на производстве и правильной эксплуатации оборудования. В решении этих вопросов следует опираться на действие законов рыночной экономики [1,2].

Минимальные издержки, а, следовательно, и максимальные доходы и прибыли, как известно [1], будут иметь место тогда, когда производственные ресурсы будут расходоваться таким образом, что каждый дополнительный сум (рубль, доллар и т.п.), вложенный в любой ресурс, принесет одинаковый эффект в основном производстве. С другой стороны, такая же закономерность наблюдается при использовании производственных фондов: одинаковая фондоотдача (желательно максимальная) на всех участках производства - залог правильной организации самого производства. Рассмотрим ниже подробно эти рыночные закономерности применительно к сотовой связи.

Услуги сотовой связи, как и большинства других видов телекоммуникаций, делятся на услуги входящей и услуги исходящей связи; соответственно, и доходы сотовой компании можно представить в виде двух главных слагаемых, которые компания естественно стремится максимизировать:

$$D_{\Sigma} = D_{\text{вх}} + D_{\text{исх}} \text{ наибольшие доходы,} \quad (1)$$

причем за расчетный следует принимать период времени не менее одного месяца. Соответственно и расходы сотовой компании на предоставление связи в целом можно представить как сумму затрат на входящую и исходящую связь, представляющую собой амортизационную и эксплуатационную составляющие расходов:

$$Z = Z_{\text{вх}} + Z_{\text{исх}} \text{ наименьшие издержки.} \quad (2)$$

Доходы, соотнесенные к затратам, представляют собой фондоотдачу оборудования, а, переходя к рассмотрению процесса развития предприятия сотовой связи и используя производные, можно получить скорости приращения доходов при увеличении затрат:

$$\frac{D_{\text{вх}}}{Z_{\text{вх}}} + \frac{D_{\text{исх}}}{Z_{\text{исх}}} \text{ максимум.} \quad (3)$$

Условия (2) и (3) являются желаемыми условиями, к которым должна стремиться сотовая компания. Достигнуты они могут быть в результате правильно организованной тарифной политики, так как доходы по любой услуге определяются спросом на эту услугу, а спрос, в свою очередь, - определяется тарифом. В условиях конкурентного рынка, когда одни и те же товары и услуги предлагаются несколькими производителями и имеет место рыночное балансирование интересов продавцов и покупателей, спрос становится сложной функцией тарифов, и, соответственно, доходы - функцией тарифной политики сотовой компании:

$$D_{\Sigma} = C_{\text{вх}} (T_{\text{вх}}) * T_{\text{вх}} + C_{\text{исх}} (T_{\text{исх}}) * T_{\text{исх}}, \quad (4)$$

где $C(T)$ - спрос (как функция от тарифа),
 T - тариф (вх. или исх.)

Таким образом, задача отыскания оптимального соотношения тарифов на исходящую и входящую сотовую связь является неоднозначной: с одной стороны - оптимум заключается в достижении максимума доходов, т.е. выражения (4), с другой стороны - этот оптимум требует такого соотношения доходов с затратами (выражение 2 или 3), которое обеспечило бы наименьшие издержки.

Спрос, определяющий доходы, является достаточно сложной функцией тарифа, зависящей не только от положения на конкретном рынке, но и от общего положения в государстве, от его валового внутреннего продукта на душу населения. В странах с малыми доходами на душу населения спрос на такие виды товаров как яхты, автомобили, современную аудио- и видеотехнику может быть достаточно низким даже при сравнительно невысоких (по международным меркам) ценах на них. В определенной мере подобная тенденция распространяется и на услуги сотовой связи.

Рассмотрим отмеченные закономерности во взаимодействии. Будем исследовать условия получения максимума доходов сотовой компанией, т.е. условие достижения максимума выражения (4). Воспользуемся методом неопределенных множителей Лагранжа [3] и составим функцию Лагранжа:

$$L = D_{\text{вх}} (T_{\text{вх}}) + D_{\text{исх}} (T_{\text{исх}}) + \lambda W \quad \max, \quad (5)$$

где λ - неопределенный множитель,

W - вспомогательная функция Лагранжа.

В качестве вспомогательной функции Лагранжа используем балансное соотношение между текущим и допустимым спросом:

$$W = C_{\text{вх}} (T_{\text{вх}}) - C_{\text{вх, доп}} + C_{\text{исх}} (T_{\text{исх}}) - C_{\text{исх, доп}} = 0. \quad (6)$$

Смысл уравнения (6) заключается в том, что весь запрашиваемый обществом спрос ($C_{\text{вх, доп}}$ и $C_{\text{исх, доп}}$) полностью удовлетворен этой сотовой компанией, причем потребителей полностью удовлетворяет также тариф (или набор тарифов по времени суток), предложенный сотовой компанией (аналогия - телефонная "плотность" на 100 жителей).

Максимум выражения (5) со вспомогательной функцией (6) будет иметь место при равенстве нулю всех частных производных, т.е.

$$\left\{ \begin{array}{l} L / T_{\text{вх}} = D_{\text{вх}} (T_{\text{вх}}) / T_{\text{вх}} + \lambda C_{\text{вх}} (T_{\text{вх}}) / T_{\text{вх}} = 0 \\ L / T_{\text{исх}} = D_{\text{исх}} (T_{\text{исх}}) / T_{\text{исх}} + \lambda C_{\text{исх}} (T_{\text{исх}}) / T_{\text{исх}} = 0. \end{array} \right. \quad (7)$$

Решим эту систему относительно неопределенного множителя λ :

$$-\lambda = \frac{D_{вх}(T_{вх})/T_{вх}}{C_{вх}(T_{вх})/T_{вх}} = \frac{D_{исх}(T_{исх})/T_{исх}}{C_{исх}(T_{исх})/T_{исх}} \quad (8)$$

Отметим, что знаменатели выражения (8) по физическому смыслу есть ни что иное, как эластичности спроса:

$$E_{C_{вх}(T_{вх})/T_{вх}} \quad \text{и} \quad E_{C_{исх}(T_{исх})/T_{исх}}$$

Введем эти параметры в выражение (8):

$$D_{вх}(T_{вх})/T_{вх} / E_{вх} = D_{исх}(T_{исх})/T_{исх} / E_{исх} \quad (9)$$

Из выражения (9) можно сделать вывод: максимальные доходы от входящей и исходящей связи сотовой компании будут достигнуты в той точке рыночного балансирования интересов сотовой компании и ее абонентов, в которой прирост доходов при уменьшении тарифов на входящую и исходящую связь будет пропорционален эластичности спроса на эти виды связи. Как показали исследования [4], теоретически наиболее удобной является экспоненциальная, равноэластичная во всем диапазоне шкала тарифов. Если такая идеальная шкала будет в отдельности принята как для входящей, так и для исходящей сотовой связи, то точка баланса интересов в результате маркетингового исследования может быть найдена достаточно быстро. В любом случае, решение оптимизационного уравнения (5) относительно сочетания тарифов $T_{вх}$ и $T_{исх}$ при удовлетворении условия (9) и при наличии ряда ограничений может быть получено методами нелинейного программирования.

Добившись успеха, обретя устойчивое равновесие на современном этапе, сотовая компания должна разумную долю [5] своих прибылей направлять на развитие, наиболее эффективно выбирая направления для инвестирования, т.е. удовлетворяя условия (2 и 3).

Литература:

1. М.А. Сажина, Г.Г. Чибриков. Основы экономической теории: Учебное пособие для неэкономических вузов/ Отв. редактор и руководитель авт. коллектива П.В. Савченко. М.: Экономика - Техлит., 1996. 367с.
2. Т.Г. Рахимов, В.К. Соколов, Х.Н. Нигматов, М.М. Махмудов. О семантическом единстве экономических понятий предельного продукта и предельной ресурс- или фондоотдачи// "Узб. журнал: Проблемы информатики и энергетики", №5, 1997, с. 8-11.
3. Зангвилл У. Нелинейное программирование. Единый подход. 1969. Пер. с англ. М.: Сов. Радио. 1973. 312с.
4. Т.Г. Рахимов, В.К. Соколов, Х.Н. Нигматов, М.М. Махмудов. Математические основы формирования идеальной шкалы тарифов на услуги телефонной связи// "Узб. журнал: Проблемы информатики и энергетики". №3, 1997, с. 10-15.
5. Т.Г. Рахимов, В.К. Соколов, Х.Н. Нигматов. Определение оптимального соотношения между накоплением и потреблением в условиях рынка// Узбекский журнал: Проблемы информатики и энергетики. №1, 1997, с. 7-12.

ВОЛОКОННО - ОПТИЧЕСКИЙ КАБЕЛЬ СВЯЗИ ДЛЯ ШИРОКОПОЛОСНОЙ АБОНЕНТСКОЙ СЕТИ

В.Н. Васильев, Л.О. Юсупджанова

Постановлением Кабинета Министров Республики Узбекистан № 307 от 01.08.1995г. началась реализация Национальной Программы реконструкции телекоммуникационной сети Республики Узбекистан до 2010 г.

Если рассмотреть шаги внедрения Программы на примере АК “Тошкент шахар телефон тармоғи”, видно, что за истекший период емкость телефонной сети по Ташкенту возросла до 511 тыс. номеров при 68 АТС. Запущено в действие 18 цифровых АТС, емкость которых составила 111 тыс. номеров.

В 1998 году силами указанной акционерной компании в содружестве с фирмой Siemens было построено волоконно-оптическое транспортное кольцо протяженностью 104 км, охватившее межстанционной связью все опорные АТС города. Районные АТС с узловыми также соединены волоконно-оптическим кабелем, образуя малые транспортные кольца. Для увеличения количества соединительных линий между АТС несколько раньше была организована и радиорелейная связь.

Таким образом, принятые меры существенно снизили дефицит соединительных линий между АТС города.

Однако обновление значительного участка телефонной сети новым оборудованием – синхронными цифровыми системами передачи и цифровыми АТС пока не привело к заметному улучшению связи в целом.

Одной из основных причин является изношенная кабельная сеть, которая практически не обновлялась многие годы. Имеется в виду, так называемый, “абонентский доступ” или “последняя миля”, а более привычно “абонентская линия” от АТС до абонента.

Обветшание линейно – кабельных сооружений абонентской сети с одной стороны объясняется естественным старением и ослаблением контроля их состояния в процессе эксплуатации, а с другой попросту отсутствием в достаточном количестве кабельных и монтажных изделий ввиду их значительного удорожания.

По какому пути направить процесс реконструкции абонентской сети и откуда взять на это крупные капиталовложения – вопрос сложный.

Ясно одно, новую абонентскую кабельную сеть большого города даже по частям за короткое время смонтировать невозможно, да и стоит ли к этому стремиться?

Дело в том, что привычная для всех абонентская сеть изнасилась не только физически, но и морально, перейдя по современным понятиям в разряд низкочастотных, в основном, пропускная способность частот до 10 кГц.

Внедрение современных технологий HDSL и ISDN на абонентских сетях требует передачи широкого спектра частот по абонентским линиям. Так, для ЦСП абонентских линий это порядка 500 кГц, а для организации современных видов телекоммуникационного сервиса (телефония, телевидение, сеть Internet и т.д.) 1 ГГц.

Если обратиться к зарубежной практике, видно, что реконструкция существующих абонентских сетей осуществляется путем перехода на оптические абонентские сети.

При всех достоинствах технологии ISDN следует признать, что эти сервисные услуги довольно дороги и экономически доступны не всем слоям населения. Разумнее создавать гибридные абонентские сети, обеспечивающие “минимум” сервиса на основе технологии HDSL и “максимум” сервиса на основе технологии ISDN.

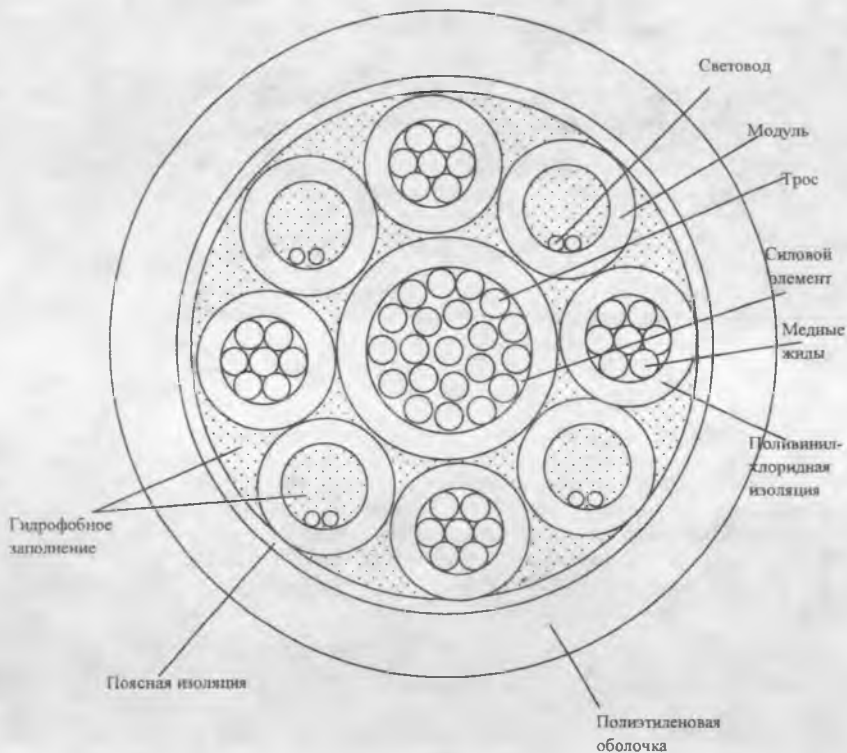


Рис. 1. Поперечное сечение комбинированного кабеля ОКК - $4 \times 2 \times 50/125 + 1 \times 4 \times 0.9$

Такая постановка оправдывает целесообразность внедрения на абонентских сетях комбинированных кабелей, имеющих медные жилы для технологии HDSL и оптические волокна для технологии ISDN.

Объединение "Узкабель" в содружестве с кафедрой линий связи ТЭИС разработало конструкцию такого кабеля (рис. 1).

Центральный силовой элемент кабеля представляет собой стальной трос, заключенный в поливинилхлоридную оболочку с диаметром 4 мм. Вокруг центрального силового элемента скручено четыре модуля с градиентными волокнами размером 50/125 мкм. Диаметр модуля составляет 2.5 мм. Между модулями расположены четыре многопроволочных проводника из меди диаметром 0.9 мм покрытых поливинилхлоридной изоляцией. Диаметр изолированных жил составляет 2.2 мм. Сердечник кабеля обмотан скрепляющей лентой из пластика. Кабель имеет внешнюю влагозащитную оболочку. Диаметр кабеля составляет 12 мм.

Был выпущен опытный образец кабеля длиной 200 м.

В табл.1, 2 приведены результаты измерений электрических характеристик кабельных цепей соответственно на постоянном и переменном токе.

Таблица 1

Номер цепи	Электрическое сопротивление, Ом/км	Омическая асимметрия жил, Ом	Электрическая емкость цепей, нФ/км	Сопротивление изоляции "жила-жила", МОмкм
1	43.40	0.04	46.15	8000
2	43.35	0.02	46.13	8000

Таблица 2

f , кГц	120	350	700	1000	1500	2000
α , дБ/км	7.0	12	21	24	30	36
A_0 , дБ	60	58	54	51	45	42

Коэффициент затухания оптических волокон составляет 0.7 дБ/км, а коэффициент широкополосности 800 МГцкм. В случае необходимости возможно применение в кабеле и одномодовых волокон, что ведет к некоторому удорожанию его конструкции.

Предложенную конструкцию кабеля следует считать первоначальной и по мере внедрения его в производство возможно ее усовершенствование.

Несомненным положительным качеством является тот факт, что кабель – отечественного производства.

Литература:

1. И.В. Ситняковский, О.Н. Порохов, А.Л. Нехасв . Цифровые системы передачи абонентских линий. – М.: Радио и связь, 1987. – 216 с.
2. Р.Р. Убайдуллаев. Волоконно –оптические сети. – М.: ЭКО – ТРЕНДЗ, 1998. – 216 с.

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛИНИЙ АБОНЕНТСКОГО ДОСТУПА

В.Н.Васильев, Н.В.Войтско

Телефонная сеть Республики Узбекистан переживает период реконструкции и развития. Под реконструкцией понимается цифровизация сети, то есть переход с аналоговых станций на цифровые.

На сегодняшний день из 68 телефонных станций акционерной компании "Тошкент сахар телефон тармоги" уже 18 АТС электронных, что по номерной емкости составляет 20 % от общего количества абонентов.

Электронные станции при множестве других достоинств, дают возможность быстрого расширения телефонной сети, обеспечивая трех-четырекратный прирост номерной емкости. Казалось бы, проблем нет - расширять сеть. Однако для подключения новых абонентов требуются дополнительные абонентские линии.

Докладка и монтаж новых кабелей с установкой дополнительных оконечных устройств требует значительного времени и капитальных затрат, поэтому в последнее время встал вопрос об уплотнении существующих абонентских линий цифровыми системами передачи - ЦСП-АЛ.

Следует отметить, что зарубежная практика давно приняла на вооружение технологию HDSL (High-bit-rate Digital Subscriber Loop) - "высокоскоростная цифровая абонентская линия" и разработала обширный ассортимент ЦСП-АЛ, который предлагается для реализации и на городских телефонных сетях Республики Узбекистан.

Поскольку городская телефонная сеть Республики Узбекистан имеет ряд существенных отличий от международных стандартов, применять импортные ЦСП-АЛ необходимо с учетом ее особенностей, выбирая в каждом случае оптимальный вариант.

При этом должно учитываться главное требование к ЦСП-АЛ - возможность работы по обычным абонентским цепям с медными жилами без специального подбора этих цепей по электрическим характеристикам, без соблюдения специальных требований к монтажу или обслуживанию аппаратуры.

Основной характеристикой ЦСП-АЛ является максимальная длина абонентской линии, зависящая от затухания цепи, ее помехозащищенности и чувствительности аппаратуры.

Электрические характеристики строительных длин кабелей типа ТП в диапазоне частот до 2 МГц содержатся в [1].

Смонтированная же абонентская линия имеет крупные неоднородности, поскольку содержит два участка - магистральный и распределительный с кроссировкой в распределительном шкафу. Помимо этого имеется на протяжении абонентской линии некоторое количество муфт, зачастую под дверными замками.

Указанные факторы оказывают неблагоприятное влияние на электрические характеристики цепей, что и было исследовано на физической модели абонентской линии, приведенной на рис. 1. Измерялось рабочее и переходное затухание абонентских линий. Указанные параметры измерялись методом "разности уровней" комплектом приборов КС-10 с применением согласующих трансформаторов.

Эксперимент производился при сухих абонентских линиях и с последовательным "подмоканием" муфт.

На рис.2 показана частотная зависимость коэффициента затухания α абонентских линий, а на рис.3 - зависимость переходного затухания A_0 между цепями абонентских линий.

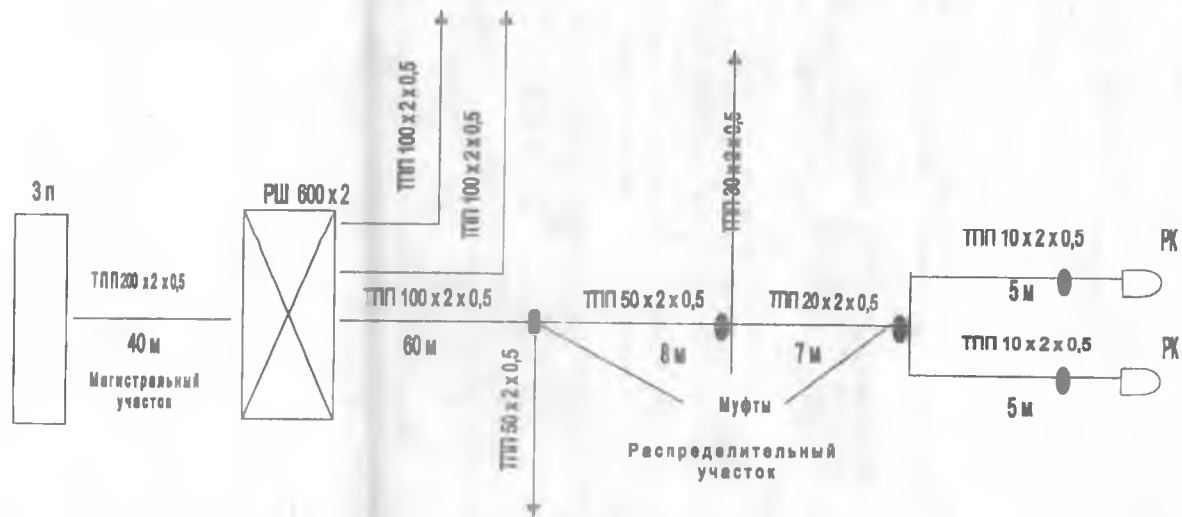


Рис.1. Физическая модель абонентской линии

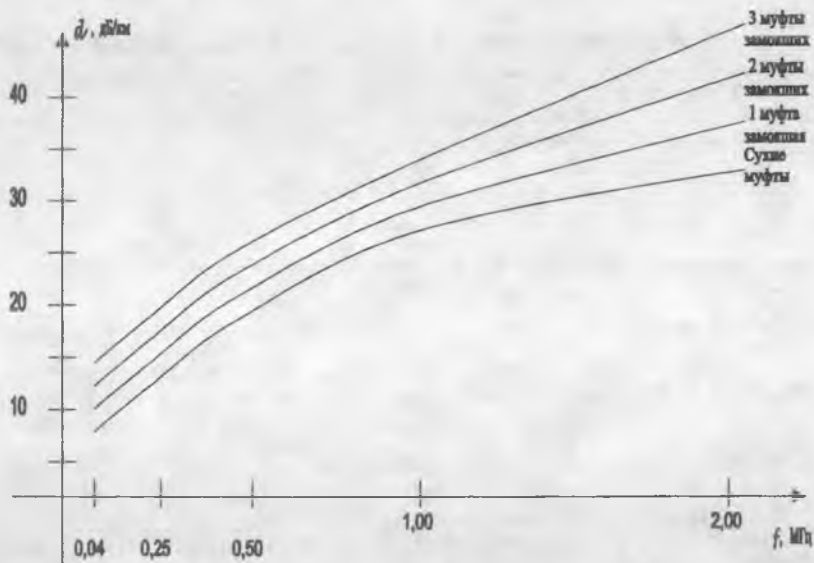


Рис.2. Частотная зависимость d абонентских линий

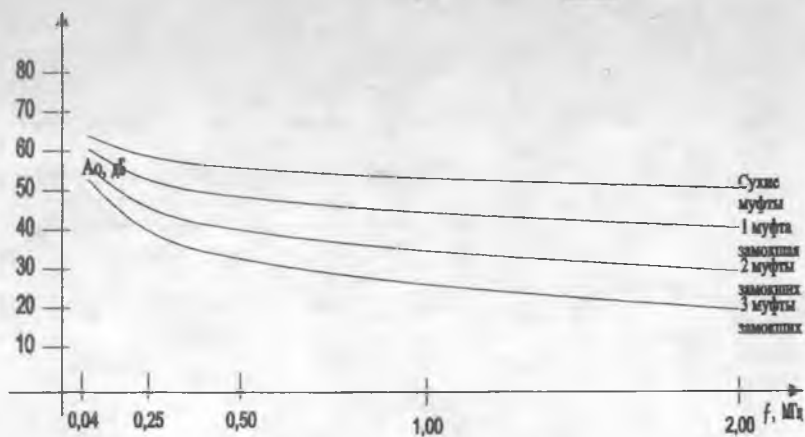


Рис.3. Частотная зависимость A_0 между цепями абонентских линий

В табл.1 приведены допустимые значения затухания абонентских линий для импортных ЦСП-АЛ [2].

Таблица 1.

Наименование оборудования	Topgain-Nateks	PCM-4	DPGS-4Q	Multigain-2000	Telplus-4	PCM-4
Фирма-производитель	НТЦ "НАТЕКС" -ТАJCOM	ECI Telecom	TECOM	Tadiran Telecom	Telspec	Shrack-Telecom
Страна	Россия, Тайвань, США	Израиль	Тайвань	Израиль	Чехия, Великобритания	Австрия
Максимальное затухание линии на частоте 40 кГц, дБ	42	42	40	42	45	42

Если сопоставить результаты исследований с данными табл.1 видно, что при колебаниях коэффициента затухания в зависимости от состояния линии в пределах 6-10 дБ/км ($f=40$ кГц) длина абонентской линии может находиться ориентировочно в пределах 4-7 км.

Переходное затухание между цепями на ближнем конце абонентских линий несколько занижено. На частоте 40 кГц оно должно быть порядка 70 дБ [3].

Поскольку цепи высокоскоростных абонентских линий находятся в окружении обычных низкочастотных цепей - источников импульсных помех, для обеспечения необходимого отношения "сигнал/шум", равного примерно 20 дБ, длину абонентских линий по этой причине приходится несколько сокращать, то есть принимать равной 3-5 км

Литература:

1. Брискер А.С., Руга А.Д., Шарле Д.Л. Городские телефонные кабели. - М.: Радио и связь, 1991 - 208 с.
2. Денисьева О.М., Немчинов В.М. Цифровые системы передачи для абонентских линий. Электросвязь, № 5, 1996 - 2 с.
3. Ситняковский И.В., Порохов О.Н., Нехаев А.Л. Цифровые системы передачи абонентских линий. - М.: Радио и связь, 1987 - 216 с.

ПОСТРОЕНИЕ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ С ПЕРЕМЕННЫМ ШАГОМ СЕТКИ ЧАСТОТ

Азимова О. М. Васильева М. Г.

Быстрое развитие техники связи привело к необходимости разработки сложных систем частотообразования, способных обеспечить точность установки и стабильность частоты на несколько порядков выше достижимых в системах некогерентного синтеза. Для удовлетворения этих возросших требований было разработано целое семейство новых методов, объединяемых под общим названием когерентного синтеза частот. Как следует из самого названия, эти методы обеспечивают получение многих частот из данной опорной, обладающей требуемой стабильностью и точностью установки. Использование этих методов неизбежно связано с наличием побочных составляющих в колебании, которые приходится устранять соответствующим выбором значений частот, участвующих в процессе синтеза, и подавлять фильтрацией. Нельзя больше пренебрегать и фазовыми шумами.

По мере использования новых методов расширялась и область применения синтезаторов частот. В нее вошли системы не только наземной и космической связи, но и доплеровской радиолокации. Возможность высокоскоростного переключения частоты по заданной программе привела к использованию синтезаторов для лабораторных и промышленных испытаний различных электронных устройств и систем.

Широкое применение в синтезаторах частот нашли петли цифровой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Использование петель цифровой ФАПЧ обусловлено их следующими достоинствами:

- возможность достижения высокой стабильности частоты;
- возможность работы в широком диапазоне частот;
- малые габаритные размеры;
- малое потребление мощности постоянного тока.

Основная структурная схема петли цифровой ФАПЧ представлена на рис. 1. Петля состоит из генератора управляемого напряжением (ГУН), делителя частоты с переменным коэффициентом деления (ДПКД), фазового дискриминатора и фильтра нижних частот. Частота ГУН делится и сравнивается со стабильной опорной частотой. Напряжение ошибки, вырабатываемое фазовым дискриминатором, используется для стабилизации частоты ГУН. Установка выходной частоты производится командой с панели управления, которая меняет коэффициент деления ДПКД. Для осуществления захвата необходимо чтобы

$$f_{\text{вых}} = N f_{\phi} \quad (1)$$

Из этого уравнения следует, что наименьшее приращение частоты, возникающее в петле, равно частоте, на которой проводится сравнение фаз в фазовом дискриминаторе f_{ϕ} . Это весьма удобное свойство, особенно если вслед за петлей ФАПЧ устанавливается умножитель частоты с коэффициентом умножения не кратным 10.

Одним из важнейших процессов, происходящих в петлях цифровой ФАПЧ, является преобразование фазовой ошибки в управляющее напряжение постоянного тока. Это напряжение подается на ГУН и управляет его частотой, поэтому вариации напряжения приведут к модуляции колебаний ГУН по фазе. Отсюда ясно, сколь важно при проектировании системы выбрать достаточно высокое значение частоты f_{ϕ} с тем, чтобы обеспечить возможность фильтрации управляющего напряжения до требуемой степени чистоты. Время захвата частоты является функцией ширины полосы

пропускания петли, а поскольку эта полоса всегда меньше f_p , то уменьшение времени захвата связано с увеличением значения f_p .

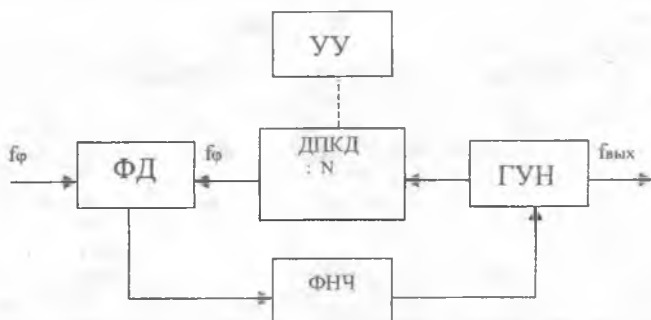


Рис. 1 Основная структурная схема синтеза с помощью петли цифровой ФАПЧ

Таким образом, в интересах разработчика довести частоту, на которой работает фазовый дискриминатор, до максимально возможной величины с тем, чтобы улучшить такие характеристики синтезатора, как подавление побочных составляющих в выходном колебании, кратковременную стабильность частоты и уменьшения времени вхождения в синхронизм.

Способ повышения верхней граничной частоты ДПКД до значений, обеспечивающих возможность работы ГУН в диапазоне СВЧ, иллюстрирует рис.2.

Для того, чтобы уложиться в полосу частот ДПКД при узком диапазоне выходных частот, может оказаться достаточным транспонирование частоты ГУН в область более низких частот с помощью смесителя с выделением разностной частоты.

При относительной ширине полосы выходных частот 8.....20% для этого необходим дополнительный делитель частоты с коэффициентом деления N_2 .

Обычно используется и смеситель и делитель частоты на N_2 . Делитель частоты с коэффициентом деления N_1 показан на рис.2 для того, чтобы подчеркнуть, что опорная частота $f_{оп}$ берется выше фазового дискриминатора из соображений более устойчивой работы источника колебаний опорной частоты (кварцевый генератор). Для осуществления захвата необходимо, чтобы

$$L_{вых} = (Nf_p + f)N_2, \text{ где } f_p = f_{оп}/N_1 \quad (2)$$

Отметим, что наименьшее приращение частоты теперь составляет $N_2 f_p$ вместо f_p . Отсюда следует нежелательность высоких значений коэффициента деления N_2 .

В качестве примера использования петли цифровой ФАПЧ в синтезаторах частот рассмотрим принцип построения цифрового синтезатора частот на основе ФАПЧ с переменным коэффициентом деления, структурная схема которого приведена на рис.3. За основу взята структурная схема показанная на рис. 1.

Опорный кварцевый генератор (Кв.Г) задает шаг сетки частот, который обеспечивается делителем частоты (ДЧ/ N). Далее колебание опорного кварцевого генератора поступает на вход импульсно - фазового детектора (ИФД), на второй вход которого поступает колебание от генератора управляемого напряжением (ГУН), частота которого делится в делителе с переменным коэффициентом деления (ДПКД) на

коэффициент деления Кд. ИФД, фильтр низких частот ФНЧ и ГУН включены в петлю ФАПЧ.

Одним из важнейших процессов, происходящих в петлях цифровой ФАПЧ, является преобразование фазовой ошибки в управляющее напряжение постоянного тока. Это напряжение подается на ГУН и управляет его частотой, поэтому вариации напряжения приведут к модуляции колебаний ГУН по фазе. Отсюда ясно, сколь важно при проектировании системы выбрать достаточно высокое значение частоты f_p с тем, чтобы обеспечить возможность фильтрации управляющего напряжения до требуемой степени чистоты. Время захвата частоты является функцией ширины полосы пропускания петли, а поскольку эта полоса всегда меньше f_p , то уменьшение времени захвата связано с увеличением значения f_p .

Таким образом, в интересах разработчика довести частоту, на которой работает фазовый дискриминатор, до максимально возможной величины с тем, чтобы улучшить такие характеристики сингтезатора, как подавление побочных составляющих в выходном колебании, кратковременную стабильность частоты и уменьшения времени вхождения в синхронизм.

Способ повышения верхней граничной частоты ДПКД при узком диапазоне выходных частот, может оказаться достаточным транспонирование частоты ГУН в область более низких частот с помощью смесителя с выделением разностной частоты.

При относительной ширине полосы выходных частот 8...20% для этого необходим дополнительный делитель частоты с коэффициентом деления N_2 .

Обычно используется и смеситель и делитель частоты на N_2 . Делитель частоты с коэффициентом деления N_1 показан на рис. 2 для того чтобы подчеркнуть, что опорная частота f_0 берется выше фазового дискриминатора из соображений более устойчивой работы источника колебаний опорной частоты (кварцевый генератор).

С помощью этой петли обеспечивается равенство $f_0 = f / K_d$. Таким образом, частота колебания на выходе цифрового СЧ будет $f = f_0 * K_d$ и независимо от величины K_d имеет стабильность, равную стабильности опорного генератора, стабилизированного кварцем.

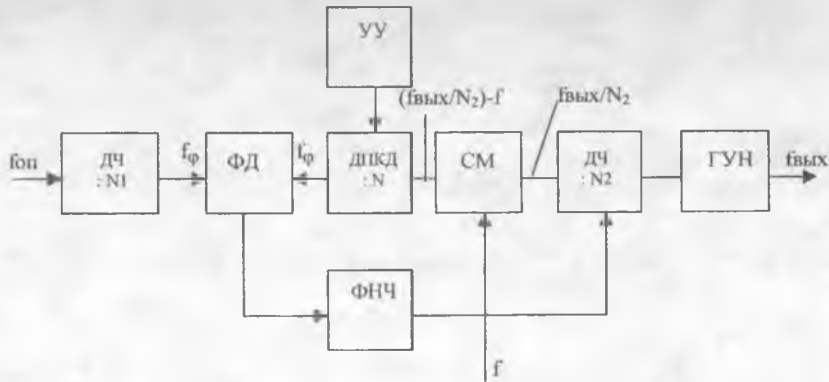


Рис. 2 Структурная схема основной петли цифровой ФАПЧ

Система управления СУ позволяет задавать значения десятичных разрядов коэффициента деления с помощью ряда переключателей галетного типа.

Значение синтезированной частоты в виде ее численного значения отображается на цифровом индикаторном устройстве (ЦИУ), на вход которого поступает сигнал с выхода ГУН.

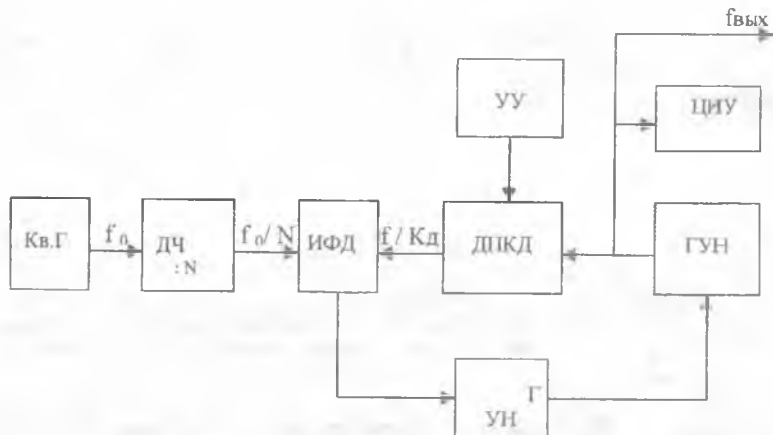


Рис. 3 Структурная схема цифрового синтезатора частот на основе ФАП с переменным коэффициентом деления

Взяв за основу структурную схему цифрового синтезатора, изображённого на рис.3, выбирая определённые схемы ДПКД и задавая соответствующие программы в СУ можно создать синтезатор с различной сеткой частот. Если же требуется периодическое изменение шага сетки частот, т.е. создание синтезатора с переменным шагом сетки частот, то для этого необходимо СУ создавать на базе перепрограммируемых ПЗУ. На базе этой схемы можно создавать синтезаторы для различных целей: космической связи, доплеровской радиолокации, для лабораторных и промышленных испытаний различных электронных устройств и систем.

Литература:

1. Манасевич В. Синтезаторы частот (теория и проектирование). Пер. с англ. Под ред. Галина А.С. М:1979
2. Рьжков А.В., Попов В.Н. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. М: Радио и связь, 1991

СПОСОБЫ КОНТРОЛЯ КАЧЕСТВА ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ

Писецкий Ю. В. Васильева М. Г.

Одним из основных мероприятий повышения надежности и достоверности обработки информации в вычислительном комплексе является оперативный контроль, который обеспечивает обнаружение ошибок в работе комплекса, вызванных отказом или сбоем аппаратуры, ошибкой оператора, ошибкой в программе или другими причинами.

Контроль необходимо организовывать так, чтобы по возможности контролировались все функции проверяемого объекта. Степень достижения этой цели называют полнотой контроля. Количественно полноту контроля можно оценить соотношением относительного числа функции проверяемых данным способом контроля, к общему числу выполняемых контролируемой схемой функций.

Самым распространенным контролем в вычислительных комплексах является контроль по модулю, который основан на контроле по модулю суммы цифр, образующих число.

Представим числа a и b в машинном языке в виде Aa и Ab , где A - некоторый модуль. В этом случае сумма чисел a и b соответствует сумме их образов Aa и Ab :
 $Aa + Ab = A(a+b)$

При сложении Aa и Ab может возникнуть единичная ошибка вида $\pm 2^k$; при $|k| \leq p$, где p - число разрядов в представлении кодов Aa и Ab в вычислительном комплексе.

Наличие ошибки определяется по остатку от деления результатов $Aa + Ab \pm 2^k$ на A ; если остаток отличен от нуля, то имеется ошибка. Число возможных ошибок будет равно $2(p + 1)$ и равно числу остатков $R_A (\pm 2^k)$. Если все $2(p + 1)$ остатков различны между собой, то каждый остаток связан с вполне определенной ошибкой, т. е. по величине остатка однозначно определяется ошибка.

Особенно просто цифровой контроль реализуется в случае двоичных чисел, когда модуль $M=2$. Такой контроль называется контролем по четности. При контроле по четности остаток суммы цифр равен либо нулю, либо единице, в зависимости от четности числа единиц в исходном коде. В качестве контрольного остатка достаточно иметь один дополнительный разряд, называемый контрольным разрядом.

На рис.1. изображена схема типового узла цифрового контроля, широко используемая в вычислительных комплексах. Схема построена как трёхкаскадная пирамидальная схема с восемью двоичными входами x_0 и x_1 с инверсиями x_0 и x_7 . Каскады состоят из схем суммирования по модулю 2 (M_2), вырабатывающих сигналы. После третьей ступени пирамидальной схемы образуется сигнал, определяющий четность (d) или нечетность (\bar{d}) разрядов x_0, x_1, \dots, x_7 . При помощи M_{28} осуществляется сравнение четности информационных разрядов x_0, x_1, \dots, x_7 с контрольным разрядом x_8 . Один из сигналов ошибки $O_{ш1}$ или $O_{ш2}$ возникает как в случае нечетного числа ошибок в проверенном коде, так и в случае ошибки в самой схеме контроля.

Сигнал $O_{ш1}$ на выходе схемы показывает совпадение контрольного сигнала и сигнала четности. Для выявления отказов в основном и контрольном оборудовании, в результате которых на обоих выходах схемы M_{28} сигналы отсутствуют, на выходе схемы имеется дополнительная схема ИЛИ - НЕ.

Появление сигнала $O_{ш2}$ сигнализирует о том, что на обоих выходах схемы M_{28} появились нули, т. е. произошел отказ самой схемы контроля

Для целей сравнения двух двоичных чисел может быть использован цифровой компаратор. Схема одноразрядного компаратора приведена на рис. 1. В этом случае

при равенстве чисел a и b ($a = 1, b = 1$), функция, характеризующая равенство этих чисел: $F_{a=b} = 1$ (функция равнозначности), а функции, характеризующие их неравенство: $F_{a>b} = 0$ и $F_{a<b} = 0$. При этом $F_{a>b} = a * \bar{b}$, $F_{a=b} = a * \bar{b} + \bar{a} * b$, $F_{a<b} = \bar{a} * b$.

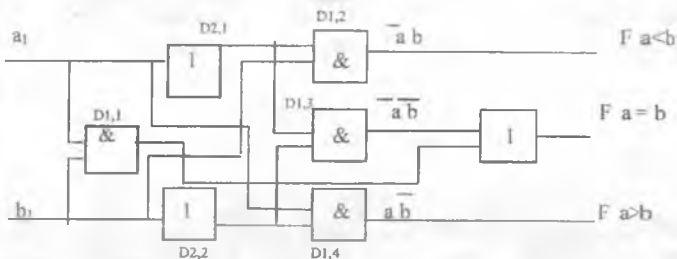


Рис. 2. Схема одноразрядного компаратора.

Очевидно для многоразрядных чисел A и B построение аналогично, при этом выявление большего из двух этих чисел начинается со старшего разряда, если они равны, то сравнивается следующая пара одноименных разрядов и т.д. Для целей сравнения многоразрядных чисел A и B может быть использован сумматор, осуществляющий вычитание (рис.3).

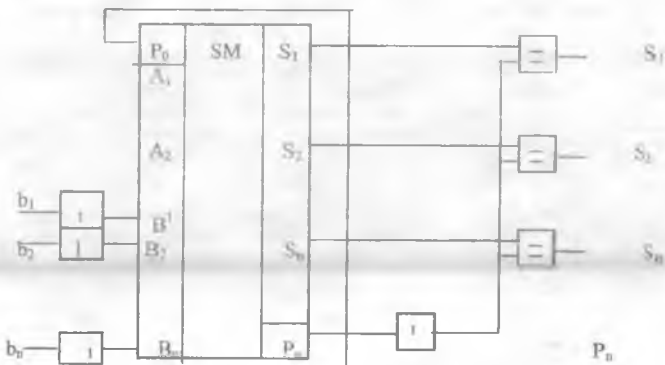


Рис.3. Сумматор.

Старшие разряды (a_n, b_n) чисел A и B – одинаковые. С помощью инверторов число B представляется в обратном коде ($B_{обр}$).

Единица переноса, которая может формироваться на выходе переноса P_n из старшего разряда, соответствует переносу из знакового разряда. Выход P_n соединен с входом переноса P_0 в младший разряд (циклический перенос).

Если $A > B$, то в результате сложения $A + B_{обр}$ на выходе P_n появится "1" ($P_n = 1$), которая поступает на вход P_0 , поэтому складываются числа $A + [B_{обр}] + 1 = A +$

$[B]_{\text{доп}}$ и положительное число $A - B > 0$ появляются на выходах S_1, S_2, \dots, S_n в окончательном виде.

Если $A < B$, то $P_n = 0$, складываются числа $A + [B]_{\text{обр}}$. разность $A - B$ имеет отрицательный знак и формируется на выходах S_1, S_2, \dots, S_n в обратном коде.

Инвертирование разрядов результата и формирования знака минус осуществляется в данном случае по сигналу $P_n = 0$. При $P_n = 0$ на один из входов каждого элемента "исключающее ИЛИ" поступает 1 и сигнал на выходе S_i является инверсией сигнала на входе S_i . При $P_n = 1$ ($A - B > 0$) $P_n = 0$ и элементы "исключающее ИЛИ" повторяют сигналы с выхода сумматора.

Предлагаемая схема позволяет осуществлять оперативный контроль в микрооперациях вычислительного комплекса и тем самым повысить надежность и достоверность работы этого комплекса.

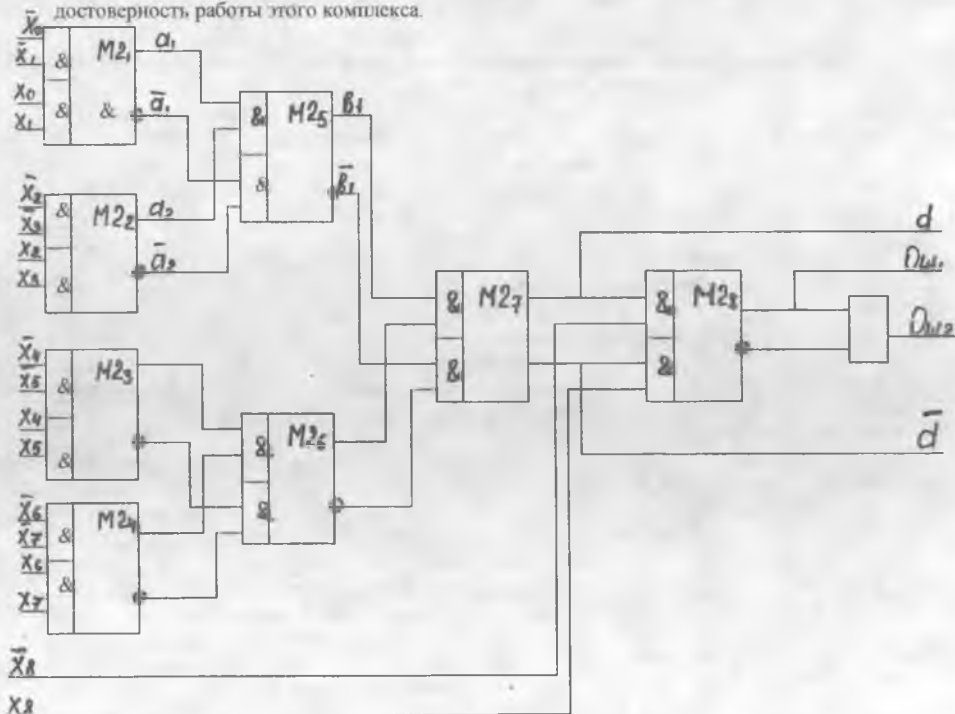


Рис.1. Схема устройства цифрового контроля по модулю 2.

Литература:

- К. А. Ибуди "Надежность, контроль и диагностика вычислительных машин и систем." – М.: Высшая школа, 1989. – 216 с.
 Ю. А. Браммер, И. Н. Пашук "Импульсные и цифровые устройства." – М.: Высшая школа, 1999. – 351 с.

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ СЕТЯХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Джураев Р.Х.

Международная практика развитых стран показывает, что формирование единого информационного пространства является важным фактором, определяющим становление информационного общества. Технической базой современной информационной инфраструктуры является развитая телекоммуникационная инфраструктура [1].

Важнейшими составляющими последней являются мощные транспортные сети телекоммуникации и сети доступа. Различные виды телекоммуникации вбирая в себя последние достижения научно-технического прогресса в области информатики и связи (микропроцессорные комплекты и СБИС, цифровые принципы обработки сигналов, широкополосные системы коммутации и передачи, волоконно-оптические линии и др.) становятся в плане реализуемых технических принципов однородными. Последнее обеспечивает техническую возможность и экономическую целесообразность их интеграции в единую телекоммуникационную систему. Интеграция современных информационных и телекоммуникационных технологий обеспечивает создание инфотелекоммуникационных сетей с широким набором разнообразных услуг пользователям. Поэтому современные сети передачи информации становятся важнейшим компонентом информационной инфраструктуры. Это видно на примере объединения современных телекоммуникационных и информационных технологий, наиболее полно реализованных в глобальной сети Internet. Если в недавнем прошлом сети телекоммуникации использовались преимущественно для транспортировки голосового трафика, теперь значительная часть передаваемого трафика составляют данные. По прогнозам ведущих международных специалистов, телекоммуникационные сети становятся преимущественно сетями передачи данных, в которых объём трафика данных растёт опережающими темпами по сравнению с голосовым.

По данным разных экспертов и аналитиков годовой прирост речевого трафика в современных сетях телекоммуникации составляет 3-8%, а трафика данных 20-40% [1-3]. Особенно быстро на 10-20% в месяц увеличивается объём трафика Internet. Процессы изменения структуры трафика в сетях телекоммуникации происходят в разных странах по-разному, но в настоящее время эти тенденции приобретают достаточно общий характер. Основными этапами развития транспортных сетей передачи информации являются: центральное транспортное ядро на базе технологий SDH/SONET и WDM, сети передачи данных с коммутацией пакетов на базе X.25 и TCP/IP, высокоскоростные сети на основе технологий Frame Relay (FR) и ATM.

Необходимо отметить, что внедрение перспективных высокоскоростных телекоммуникационных технологий на базе FR и ATM предполагает наличие каналов связи с достоверностью передачи 10⁻¹⁰

До недавнего времени ограниченные телекоммуникационные ресурсы и низкое качество каналов и линий связи исключало возможность использования этих технологий. Поэтому в течение длительного времени наиболее распространённой в сетях ПД с КП со скоростью 64 кбит/с оставалась технология X.25. Известно, что X.25 обеспечивает достаточно надёжную передачу данных в разветвлённых сетях построенных на основе каналов невысокого качества. Однако наличие коррекции ошибок между узлами сети и сложных механизмов коммутации пакетов снижает эффективность использования каналов связи. В настоящее время сети X.25 не удовлетворяют требованиям, предъявляемым к современным высокоскоростным сетям

в виду больших и непостоянных величин задержек при передаче пакетов. Недостатки присущие X.25 в сетях с КП привели к появлению технологии Frame Relay, предназначенной на начальном этапе для поддержки скорости передачи до 2 Мбит/с. По сравнению с X.25 в технологии FR отсутствуют переповторы между узлами, что исключает непостоянство величин задержек при передаче информации. За счет этого достигается эффективное использование пропускной способности каналов и ресурсов коммутационного оборудования, что обеспечило FR широкое распространение. Используя гибкие механизмы мультиплексирования и управления потоками, технология FR обладает высоким потенциалом по интеграции и повышению производительности магистральных сетей. Расширение функциональных возможностей позволяет обеспечить повышение скорости передачи до уровня линий ТЗ (45 Мбит/с) и использовать FR для одновременной передачи пульсирующей, не критичной к задержке (данные) и чувствительной к задержке (голос, видео) информации. Однако эффективность Frame Relay при скоростях доступа в сотни Мбит/с снижается. Совмещение в одних и тех же каналах телекоммуникации и коммутационном оборудовании компьютерного (данные и текст) и мультимедийного (голос и видеоизображения) трафиков с гарантированным качеством обслуживания является сложной технической задачей. И только благодаря появлению широкополосных методов передачи и коммутации на базе технологии ATM и мощных операционных систем современных средств вычислительной техники достигается интеграция различных видов информации. Технология ATM предназначена для использования в широкополосных инфотелекоммуникационных сетях, в которых требуются скорости передачи от сотен Мбит/с до десятков Гбит/с.

Широкое распространение сетей ATM сдерживалось отсутствием международных стандартов, описывающих принципы передачи сигналов и взаимодействия устройств в этих сетях. В настоящее время для технологии ATM разработаны международные стандарты и приняты основополагающие протоколы для передачи разнородной информации (голос, текст, данные, неподвижные и видеоизображения). Международная практика показывает, что в последние годы число сетей ATM растет гораздо быстрее, чем количество сетей FR. Кроме того, существует большое число приложений обработки данных с которыми другие технологии со скоростями на уровне линий ТЗ (45 Мбит/с) и выше не в состоянии справиться. Необходимо отметить, что несмотря на широкие мультимедийные возможности ATM развитие этих сетей в настоящее время определяется, в основном, потребностями в сетях передачи данных.

Наряду с транспортными сетями не менее важной составляющей телекоммуникационной инфраструктуры являются сети доступа. Быстрый рост сетей передачи данных выдвигает ряд наиболее актуальных проблем, одной из которых является «проблема последней мили», т.е. доступ пользователей к сетевым узлам. Известно, что сеть доступа предназначена для пропускания местного трафика и подключения разнообразных абонентских терминалов к транспортной сети. Для решения проблемы «последней мили» широко используются аналоговые и цифровые модемы, xDSL технологии, кабельные модемы, а также беспроводные технологии передачи данных, включая транкинговую, сотовую и другие. Несмотря на быстрый рост технологий FR и ATM, сети доступа к применению модемного подключения на основе сети ТФОП и арендованных каналов сохраняются достаточно долго, в виду непрерывного повышения скорости и обеспечиваемой достоверности передачи. Современные модемы позволяют по обычным телефонным каналам передавать данные со скоростью 28.8 кбит/с (протокол V.34) и 33.6 кбит/с (протокол V.34+). В последнее время появились модемы со скоростями 56 кбит/с (протокол V.90). Высокая

достоверность передачи обеспечивается за счет использования высокоэффективных протоколов коррекции ошибок MNP2-4 и V.42. Благодаря использованию процедур сжатия информации по протоколам MNP5, MNP7 и V.42bis обеспечивается увеличение скорости передачи от 2 до 4 раз по сравнению с номинальной скоростью модема. Кроме того, в современных модемах реализованы функции защиты от несанкционированного доступа к модему как со стороны оконечного оборудования, так и со стороны канала связи.

В последние годы появились новые средства высокоскоростного абонентского доступа на базе xDSL технологий, использующих существующие медные кабели [5]. Технологическое семейство xDSL (включая такие разновидности как HDSL, ADSL, VDSL и др.), позволяет организовать высокоскоростную передачу по двум или четырем медным парам на основе использования двух типов модуляции 2B1Q и CAP. Так, например, использование технологии ADSL позволяет передавать данные по медным парам со скоростью в 100 раз превышающей скорость передачи данных в ISDN. При этом максимальная скорость нисходящего потока (в сторону пользователя) составляет до 8 Мбит/с и восходящего потока (в сторону сети) до 1 Мбит/с. Наиболее высокоскоростной доступ обеспечивает технология VDSL (СВЕРХСКОРОСТНАЯ ЦИФРОВАЯ АБОНЕНТСКАЯ ЛИНИЯ), скорость передачи в прямом канале до 52 Мбит/с и до 2,3 Мбит/с в обратном. Использование перспективных xDSL технологий удовлетворит потребность пользователей в телефонной связи, передаче данных и доступе к разнообразным информационным / видео услугам и сети Internet.

Одной из разновидностей сетей доступа является передача данных по системе кабельного телевидения по основе использования кабельных модемов. Диапазон частот кабельной линии разделен на участки для восходящего канала (4...45 МГц) и нисходящего канала (50...750 МГц) [4]. Современные кабельные модемы позволяют обеспечить скорость ПД до 30 Мбит/с при стандартных методах модуляции 64/256 QAM в направлении «сеть-пользователь» и до 10 Мбит/с в направлении «пользователь-сеть» при модуляции QPSK/16QAM. Применение специализированных кабельных модемов позволяет предоставлять разнообразные услуги, включая мультимедиа и интерактивного телевидения.

Перспективным решением проблемы доступа в сеть ПД в последние годы является использование беспроводных технологий, включающих транкинговые, сотовые и др. [6]. Считается, что использование этих технологий в регионах характеризующихся отсутствием развитой телекоммуникационной инфраструктуры является единственно разумным вариантом организации передачи данных. Передача данных в транкинговых системах поддерживается разными протоколами: в аналоговой системе MPT-1327 (протокол MAP 27, скорость передачи до 4,8 кбит/с); в цифровых системах Digistar (TCP/IP, скорость 4,8 кбит/с), APCO-25 (TCP/IP, скорость 7,2 кбит/с). Стандарт TETRA включает в себя две спецификации: TETRA V + D (протоколы X.25, TCP/IP; скорость 7,2 кбит/с) и TETRA PDO (X.25, TCP/IP; скорость 2,4-28,8 кбит/с). Передача данных в сотовых системах реализуется по-разному: в аналоговых системах NMT, AMPS (скорость 1,2-14,4 кбит/с); в цифровых системах GSM (скорость 9,6 кбит/с).

Для организации фиксированного беспроводного доступа используется система LMDS-наземная широкополосная система радиодоступа с диапазоном частот от 25 до 32 ГГц. Эти системы обеспечивают высокоскоростную ПД, пересылку телефонного трафика, трансляций телевизионных программ и других приложений. В последние годы появились системы высокоскоростного абонентского радиодоступа, позволяющие создавать сети с пропускной способностью от десятков до сотен Мбит/с-DMS, WALKair и др.

Анализ современного состояния и тенденций развития телекоммуникационных технологий показывает:

Структура современной широкополосной телекоммуникационной сети состоит из центрального транспортного ядра на базе технологий SDH/SONET и WDM. Далее создаются высокоскоростные сети ПД на базе технологий X.25, IP, FR, ATM, а затем идет «последняя миля».

В ближайшие годы в качестве основных телекоммуникационных технологий будут использоваться: технологии SDH/SONET и WDM/DWDM; технологии FR и ATM; широкополосные сети B-ISDN.

Развитие телекоммуникационных технологий ожидается по следующим основным направлениям: увеличение скорости передачи, увеличение трафика данных над голосовым как в проводных так и беспроводных системах, интеграция функций передачи и коммутации, высокоскоростной доступ в Internet, использование технологий обеспечивающих мобильность пользователей, интеллектуализация сетей. Для решения проблемы «последней мили» широко используются аналоговые и цифровые модемы, xDSL технологии, кабельные модемы и системы беспроводной связи, включая транкинговую, сотовую и др.

Литература:

1. Назаров А.Н., Симонов М.В. ATM: Технология высокоскоростных сетей. Эко-Трендз. Москва. 1999. с.252.
2. Packet Based Communication/Fraidoon Mazda. Butterworth-Heinemann/ 1996. P.250
3. Шварцман В.О. Телематика вступает в XXI век // Электросвязь, 1996. №10. с.18-26.
4. Вайнштейн С.Б. Сети передачи данных для приложений сети "Интернет". Труды международной академии связи. 1999, №1(9). С.16-21.
5. Денисьева О.М., Мирошников Д.Г. Средства связи для "последней мили". Эко-Трендз. Москва. 1998. с.146
6. Громаков Ю.А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи. Эко-Трендз. Москва. 1998. с.239.

КАСКАДНАЯ МОДЕЛЬ ИСТОЧНИКА ОШИБОК И СТИРАНИЙ НЕСТАЦИОНАРНОГО КАНАЛА СВЯЗИ.

Джураев Р.Х. Джабборов Ш.Ю.

При проектировании и построении систем передачи данных, обеспечивающих заданную верность передачи, необходимо знать характеристики используемых каналов ПД. Целесообразность выбираемого вида защиты информации от опшибок определяется характером распределения ошибок и стираний, возникающих в дискретных каналах. Поэтому большое значение уделяют изучению и математическому описанию закономерностей возникновения ошибок и стираний в дискретных каналах связи [1, 2].

Так как реальные каналы связи нестационарны, а на практике в ряде ситуаций имеется возможность выделения квазистационарных участков, то для этих каналов можно использовать квазистационарную математическую модель, описанную моделью Пуртова с Марковской цепью переходов состояний [3].

Особенностью обобщенной модели Пуртова с Марковской цепью перехода состояний является то, что она содержит минимальное число параметров, что упрощает инженерные расчёты и описывается на базе известной модели для канала без стираний. Кроме того, с показателем группирования $\alpha_{\text{ош}}$ связан коэффициент $t_{\text{ош}}$, численно равны среднему числу ошибочных элементов в ошибочном блоке:

$$t_{\text{ош}} = n \cdot \alpha_{\text{ош}}, \quad (1.1)$$

Аналогичная связь существует и между показателем группирования стираний $\alpha_{\text{ст}}$ и $t_{\text{ст}}$ [3].

Выбор параметров метода защиты от ошибок по усредненным обобщенным параметрам ($P_{\text{ср}}$ и $\alpha_{\text{ср}}$) гарантирует лишь статическую оптимальность, в то время как верность и скорость передачи на конкретных локальных отрезках времени могут колебаться вокруг средних значений в весьма широких пределах.

При помощи таблицы 1. построим переходные матрицы Марковской цепи для 5 сеансов связи.

Для вероятности ошибок $P_{\text{ош}}$:

$$P_{\text{ош}} = \begin{bmatrix} P_{11\text{ОШ}} & P_{12\text{ОШ}} & P_{13\text{ОШ}} \\ P_{21\text{ОШ}} & P_{22\text{ОШ}} & P_{23\text{ОШ}} \\ P_{31\text{ОШ}} & P_{32\text{ОШ}} & P_{33\text{ОШ}} \end{bmatrix}$$

Для показателя группирования ошибок $\alpha_{\text{ош}}$:

$$P_{\alpha_{\text{ош}}} = \begin{bmatrix} P_{11\text{ОШ}} & P_{12\text{ОШ}} & P_{13\text{ОШ}} \\ P_{21\text{ОШ}} & P_{22\text{ОШ}} & P_{23\text{ОШ}} \\ P_{31\text{ОШ}} & P_{32\text{ОШ}} & P_{33\text{ОШ}} \end{bmatrix}$$

$$1 \text{ сеанс } -P\alpha = \begin{bmatrix} 0,4286 & 0,5714 & 0 \\ 0,5714 & 0,4286 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$2 \text{ сеанс } -P\alpha = \begin{bmatrix} 0,3333 & 0,3334 & 0,3333 \\ 0,5 & 0,1667 & 0,3333 \\ 0,5 & 0,3333 & 0,1667 \end{bmatrix}$$

$$3 \text{ сеанс } -P\alpha = \begin{bmatrix} 0,4286 & 0,2857 & 0,2857 \\ 0,5714 & 0,1429 & 0,2857 \\ 0,5714 & 0,2857 & 0,1429 \end{bmatrix}$$

$$4 \text{ сеанс } -P\alpha = \begin{bmatrix} 0 & 0,2857 & 0,7143 \\ 0,1429 & 0,1429 & 0,7142 \\ 0,1429 & 0,2857 & 0,5714 \end{bmatrix}$$

$$5 \text{ сеанс } -P\alpha = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0,1667 & 0,8333 \\ 0 & 0,3333 & 0,6667 \end{bmatrix}$$

Граничные значения, разделяющие текущее состояние дискретного канала на три состояния, следующие:

- 1) $\alpha < 0,3$;
- 2) $0,3 \leq \alpha \leq 0,5$
- 3) $\alpha > 0,5$

Приведём график переходов P и α

$$P_{\text{ош}} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & P_{13} \\ P_{21} & P_{22} & P_{23} \\ P_{31} & P_{32} & P_{33} \end{bmatrix}$$

$$P_{\alpha} = \begin{bmatrix} P_{\alpha 11} & P_{\alpha 12} & P_{\alpha 13} \\ P_{\alpha 21} & P_{\alpha 22} & P_{\alpha 23} \\ P_{\alpha 31} & P_{\alpha 32} & P_{\alpha 33} \end{bmatrix}$$

Финальные матрицы получаются путём возведения переходных матриц в степень до тех пор, пока матрица полностью не возродится в матрицу строку:

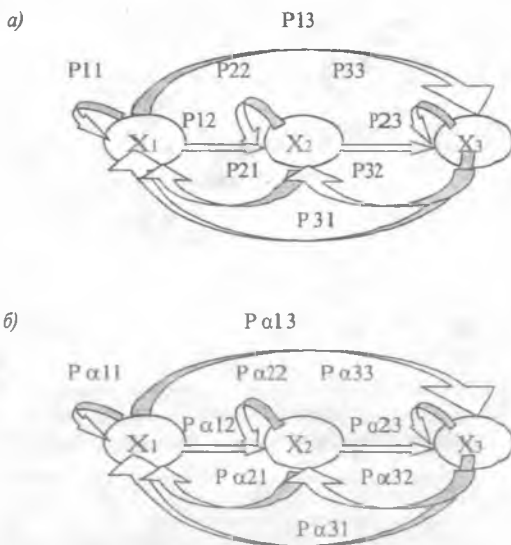


Рис. 1 Графы переходов состояние канала для: а) P; б) α ;
 где P - вероятность ошибки; α - показатель группирования ошибок;

Для автоматизации расчётов вычисления построим алгоритм модели источника ошибок и стираний.

Для обработки статистики данных, снятых с канала связи, получения характеристик канала связи был разработан алгоритм и составлена программа на языке Borland Pascal.

Для этой цели программа создаёт последовательность псевдослучайных сигналов длиной 512 бит, и сохраняет их в файле «Test.txt», а затем эмулирует прохождение сигнала по тракту передачи и вносит ошибки в исходную последовательность. Программа запрашивает количество сеансов, частоту их повторения и создаёт файл «Channel.txt» в котором записаны все принятые блоки сигналов и время для каждого из них. Эта информация используется в последствии для определения качества канала различное время суток. Далее управление передаётся программе «Compres.exe».

Информация об ошибках и стираниях, являющаяся исходной для анализа качества и (или) характеристик ДКС (дискретный канал связи), может обрабатываться в реальном масштабе или фиксироваться на определенных технических носителях с целью дальнейшей обработки. В последнем случае выражение скорости передачи и соответственное увеличение объёма передаваемой информации усложняет вопрос регистрации и запоминания ошибок и стираний. По этому возникает необходимость сжатия потока ошибок и стираний или компрессирования. Программа «Compres.exe» осуществляет компрессию данных, полученных из файла «Channel.txt». При передаче по каналу возникает небольшое по количеству количество ошибок и стираний, большая же часть данных передаётся в неискаженном виде. Таким образом, программа в место безошибочно принятых байт информации, записывает их количество. Неправильно

принятые байты записываются в двоичном виде, причём «1» указывает на ошибку, а «0» – правильно принятый байт. На пример, комбинация 15 (00000111) означает, что было принято правильно 15 байт последовательности, а затем была зарегистрирована ошибка в трёх разрядах отмеченных «1». Вся сжатая таким образом информация заносится в файл «Compres.txt» для дальнейшей статистической обработки.

Поскольку в файле «Compres.txt» собрана информация за достаточно большой промежуток времени о поведении канала после статистического анализа данных можно судить о качестве канала и его поведении в течение всего сеанса тестирования канала. В программе производится расчёт коэффициентов ошибок и их группирования для каждого блока, а также среднего коэффициента ошибок и группирований ошибок для данного канала за весь сеанс передачи.

По результатам работы программы были получены следующие данные:

- а) Коэффициенты группирования α для данных сеансов работы находятся в интервале от 0,17 до 0,42 для блоков с ошибками и 0 для блока без ошибок. Из сеансов канал 3 раза находился в состоянии с малым группированием ошибок, 2 раза со средним и 1 раз (безошибочный блок) с отсутствием группирования ошибок.
- б) Средний коэффициент группирования равен 0,236, т.е. канал находится в состоянии со средним группированием ошибок.
- в) Вероятность ошибки P в среднем колеблется от 0,005 до 0,11 (для блоков с ошибками).
- г) Средняя вероятность ошибки равна 0,034
- д) Наблюдается канал низкого качества со средним группированием ошибок

Литература:

1. Шеховцев О.И. Горохов С.Г. «Передача информации по нестационарным каналам связи», - Ленинград : Издательство Ленинградского Университета 1985г.
2. «Элементы теории передачи дискретной информации», под редакцией Л.П Пуртова. - М: Связь , 1972г.
3. Арипов М.Н., Джураев Р.Х. Аппроксимационная модель группирования стираний / Моделирование систем и процессор связи :Сб.науч. Трудов т связи./ Л.: ЛЭИС , 1988, с37- 43

Таблица 1.

Значение вероятности ошибки на элемент Рош и показатели группирование ошибок $\alpha_{\text{овн}}$ в различных сеансах дискретного канала.

Сеанс1	$P=10^{-6}$	1,6	3,2	6	3,8	2,8	2,2	11,4	4,71	$P_{\text{ср}}=1,1 \cdot 10^{-5}$
	α	0,33	0,5	0,33	0,22	0,14	0,1	0,45	0,27	$\alpha_{\text{ср}}=0,33$
Сеанс2	$P=10^{-6}$	8,8	6,8	0,47	6,9	2,41	1,3	2,9	21,0	$P_{\text{ср}}=6,8 \cdot 10^{-6}$
	α	0,4	0,21	0,74	0,23	0,75	0,25	0,38	0	$\alpha_{\text{ср}}=0,43$
Сеанс3	$P=10^{-6}$	12	2	8	17,2	6	19	5,5	3,1	$P_{\text{ср}}=7,3 \cdot 10^{-6}$
	α	0,58	0,5	0,35	0,59	0,18	0,13	0,18	0,15	$\alpha_{\text{ср}}=0,5$
Сеанс4	$P=10^{-6}$	27	13	3	8	12	1,1	4	16	$P_{\text{ср}}=7,8 \cdot 10^{-6}$
	α	0,46	0,61	0,32	0,61	0,58	0,1	0,64	0,63	$\alpha_{\text{ср}}=0,49$
Сеанс5	$P=10^{-6}$	0,7	34,1	16,0	3,7	10,0	2,1	19,3	4,3	$P_{\text{ср}}=2,16 \cdot 10^{-5}$
	α	0	0,49	0,59	0,81	0,66	0,31	0,54	0,63	$\alpha_{\text{ср}}=0,52$

ЗАДАЧИ И ФУНКЦИИ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ В СЕТЯХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ОБЩЕГО ПОЛЬЗОВАНИЯ

Джураев Р.Х.

Одной из важнейших задач в сфере телекоммуникации является обеспечение информационной безопасности сети передачи данных общего пользования (СПД ОП) [1-3].

В соответствии с международными рекомендациями характеристиками информационной безопасности являются: конфиденциальность, целостность и доступность.

Задачами обеспечения информационной безопасности СПД ОП являются [1-3]: обеспечение своевременности, подлинности, целостности и упорядоченности передаваемых данных пользователя в условиях заданных воздействий нарушителя с целью защиты от блокирования процесса передачи данных.

Функции обеспечения информационной безопасности СПД ОП заключаются [1-3]:

в использовании организационно-технических мероприятий, затрудняющих доступ к средствам, данным управления, циркулирующих в сети;

в создании подсистем обеспечения информационной безопасности в целях обнаружения фактов воздействия, их локализации и ликвидации последствий воздействия.

Анализ обеспечения информационной безопасности СПД ОП предполагает [3]:

-определенных разграничений по классам защищаемых информационных ресурсов и данных;

-выбора определенных наиболее опасных угроз безопасности;

-разработку руководящих и нормативных документов по обеспечению информационной безопасности.

Требования к информационной безопасности конкретной СПД ОП должен устанавливать заказчик объекта, который должен иметь достаточный опыт, точно знать какими методами можно проверить то или иное требование. Требования к информационной безопасности должны обладать двумя основными свойствами: они должны быть четко определены и однозначно проверяемы.

В сети ПД ОП необходимо выделить ресурсы сети и информации, анализируемых с точки зрения их защиты от угроз безопасности.

В сети ПД ОП циркулируют различные виды информации:

-информация (данные) пользователей;

-информация (данные) управления;

-информация (данные), связанная с бизнес процессами.

Информационная безопасность СПД ОП должна обеспечиваться комплексом правовых, организационно-технических, режимных мероприятий и программно аппаратных средств, разрабатываемых с учетом стратегии и планов развития сети, а также с учетом мирового опыта.

Следует предусматривать как меры, связанные с телекоммуникационными технологиями (их идентификации / аутентификации, программные средства администрирования прав пользователей, криптографическую защиту, межсетевые экраны и т.п.), так и меры административно-технического характера, включая жесткие процедуры контроля физического доступа.

Из возможного многообразия основными угрозами информационной безопасности являются:

-несанкционированный доступ к обрабатываемой или хранящейся в технических средствах информации;

-перехват с помощью технических средств информации передаваемой по каналам связи;

-утечка обрабатываемой информации за счет побочных электромагнитных излучений и наводок (ПЭМИН), создаваемых функционирующими техническими средствами;

-внедрение в технические средства электронных устройств перехвата информации и др.

Средства обеспечения информационной безопасности также, как и основные средства СПД ОП реализуются на программном, аппаратном и организационном уровнях. При этом подсистема обеспечения информационной безопасности должна выполнять свои функции в тесном взаимодействии с основными компонентами СПД ОП.

Международные стандарты по обеспечению информационной безопасности в СПД ОП регламентируют нормативные услуги безопасности и механизмы их обеспечения [1].

Основными услугами безопасности являются:

-услуга аутентификации, обеспечивает подтверждение подлинности объекта;

-услуга контроль доступа, обеспечивает подтверждение подлинности объекта;

-услуга контроль доступа, обеспечивает защиту от несанкционированного использования ресурсов;

-услуга конфиденциальности данных обеспечивает их защиту от несанкционированного раскрытия;

-услуга обеспечения целостности, обеспечивает защиту от модификации, вставок, уничтожения и повторов любых данных во всей последовательности блоков данных;

-услуга защиты от отказов, обеспечивает невозможность отказа от факта передача / приема данных.

Каждая из вышеперечисленных услуг безопасности реализуется одним или несколькими из следующих специальных механизмов обеспечения безопасности:

-механизм шифрования данных;

-механизм электронной цифровой подписи;

-механизм управления доступом;

-механизм обеспечения целостности данных;

-механизм обеспечения аутентификации;

-механизм подстановки трафика;

-механизм управления маршрутизацией;

-механизм арбитража (заверения).

Комплексный подход к обеспечению информационной безопасности СПД ОП предполагает выполнение системой защиты, нижеследующих функций [1,4]:

-составление перечня, ранжирование по важности и степени конфиденциальности и назначение сроков действия данных, подлежащих защите от несанкционированного доступа;

-разграничение, распределение и контроль полномочий пользователей по отношению к информации и функциям управления;

-организацию и поддержку функционирования системы безопасности информации;

-подготовку, выбор, распределение и периодическую замену ключей шифрования информации и кодов цифровой подписи;

-своевременное обнаружение, блокировку, сбор, регистрацию и документирование фактов несанкционированного доступа;
-своевременное установление места, времени и причины несанкционированного доступа;

-взаимодействие со службой функционального контроля и администратора сетей;

-взаимодействие со службами безопасности других сетей.

Эффективное функционирование механизмов обеспечения безопасности должно поддерживаться комплексным использованием различной совокупности методов защиты информации:

методов повышения достоверности информации;

-методов функционального контроля, обеспечивающих обнаружение и диагностику отказов, сбоев аппаратуры и ошибок операторов, а также программных ошибок;

-методов контроля доступа к аппаратуре, линиям связи и технологическим органам управления;

-методов разграничения и контроля доступа к информации;

-методов идентификации и аутентификации пользователей, технических средств, носителей информации и документов;

-методов защиты от побочного излучения и наводок и др.

Комплекс современных технических средств обеспечения информационной безопасности СПД ОП должен включать:

-средства контроля доступа, включающие аутентификацию и авторизацию пользователей (ограничение, разграничение и разделение привилегий);

-средства обеспечения целостности;

-средства шифрования информации;

-средства цифровой подписи;

-средства антивирусной защиты;

-межсетевые экраны;

-средства аудита;

-средства анализа защищенности и реагирования на атаки.

Литература:

1. ITU-T Recommendation X.800/ ISO 7498-2(1989):
Information processing systems. Open system interconnection-Basic Reference Model-Part2:
Security Networks.
2. Проблема обеспечения безопасности сетей общего пользования. Assessing public network security //Bacon Mikhail // Telecommunication. 1989 N-12 p.19-20.
3. Устинов ГН и др. Информационная безопасность сетей связи общего пользования. Вестник связи, 1996. №3
4. Мельников В. Защита информации в компьютерных системах. М.Финансы и статистика. 1997.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ОБЪЕМА ВСТРОЕННОГО КОНТРОЛЯ НА НАДЕЖНОСТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ

Джураев Р.Х., Жаббаров Ш.Ю

При построение современных цифровых систем связи (ЦСС) актуальной задачей является своевременная и достоверная оценка технического состояния системы в целом основных частей. Цифровые системы связи непрерывно усложняются, вследствие чего все труднее становится обнаруживать их неисправности, выявлять их причины. В результате возрастает стоимость контроля и диагностики ЦСС на этапе эксплуатации.

В настоящее время общепризнанно, что без использования принципов встроенного контроля нельзя удовлетворить высокие требования, предъявляемые к эксплуатационной готовности ЦСС. Поэтому эффективным решением этой задачи предоставляется оперативный функциональный контроль ЦСС на основе разработки и использования средств встроенного контроля. С помощью последних могут выявляться отказы и производится их локализация с точностью до блоков, которые в последствии снимаются и заменяются исправными. Средствам встроенного контроля присущи следующие основные преимущества:

- а) сокращение времени восстановления работоспособности и соответственно, повышение эксплуатационной готовности;
- б) уменьшение численности персонала, занятого ремонтом;
- в) снижение расходов на запасные части в виду меньшего числа ошибок при определении неисправных частей системы.

В этой связи поиск разумного оптимума между полнотой охвата встроенным контролем ЦСС и объемом средств встроенного контроля является актуальной задачей. Учет влияния объема встроенного контроля на эксплуатационные характеристики системы позволит оптимально перераспределять ресурсы между встроенными и внешними средствами контроля и диагностики.

Существуют следующие параметры эффективности средств встроенного контроля [1-3]:

КГ – коэффициент готовности контролируемой системы со средством встроенного контроля;

Робн – вероятность обнаружения неисправности контрольным устройством;

Р- проигрыш в безотказности контролируемой системы

Д- выигрыш в достоверности при использовании встроенного контроля;

Т0 – среднее время наработки на отказ контролируемой системы со средством встроенного контроля;

Тв- среднее время на восстановления контролируемой системы со средством встроенного контроля;

λ_1 – параметр потока отказов той части оборудования системы которая не охвачена встроенным контролем;

λ_2 – параметр потока отказа той части системы, которая охвачена встроенным контролем;

λ_0 - параметр потока отказов всей системы ($\lambda_0 = \lambda_1 + \lambda_2$)

δ - величина объема встроенного контроля в процентах

$$\delta = \frac{\lambda_2}{\lambda_1} * 100\%$$

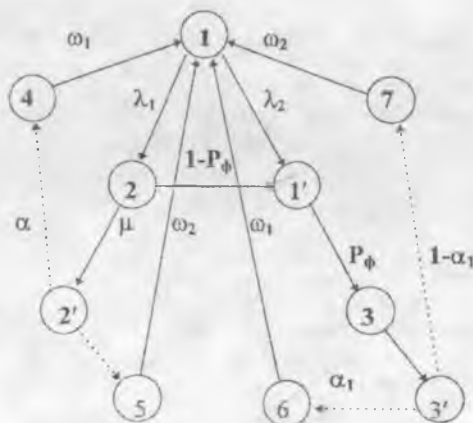


Рис.1 Граф состояний системы со средством встроенного контроля

В состоянии 1 система полностью исправна. Из состояния 1 система переходит в состояние 2 с интенсивностью λ_1 или в состояние 1' с интенсивностью λ_2 . Состояние 2 соответствует отказу той части оборудования, которая не охвачена встроенным контролем, состояние 1' соответствует отказу той части системы, которая охвачена встроенным контролем. Из состояния 2 система переходит в состояние 2' с интенсивностью $\mu=1/\tau$, где τ -среднее время поиска отказа оператором. Состояние 2' соответствует моменту окончания поиска неисправности оператором. Это состояние неустойчиво, так как из него система мгновенно переходит в состояние 4 с вероятностью α или в состояние 5 с вероятностью $1-\alpha$, где α -вероятность правильного определения места неисправности оператором. Из состояния 4 система перейдет в состояние 1 с интенсивностью $\omega_1=1/\tau_{Y1}$. Из состояния 5 система перейдет в состояние 1 с вероятностью $\omega_2=1/\tau_{Y2}$;

τ_{Y1}, τ_{Y2} -среднее время устранения отказа при правильном и неправильном определении его места. Состояние 1' так же неустойчиво. Из состояния 1' система мгновенно переходит в состояние 3 с вероятностью P_ϕ - или в состояние 2 с вероятностью $1-P_\phi$, где P_ϕ - вероятность функционирования средства встроенного контроля. Из состояния 3 система переходит в состояние 3' с интенсивностью $\mu=1/\tau_1$, где τ_1 - среднее время поиска неисправности средством встроенного контроля. Из состояния 3' система переходит в состояние 6 с вероятностью α_1 или в состояние 7 с вероятностью $1-\alpha_1$, где α_1 - вероятность определения правильного места отказа. Состояния 6 и 7 аналогичны состояниям 4 и 5, соответственно из них система также возвращается в состояние 1. На основании решения вышеприведенного графа получим выражение для коэффициента готовности системы со встроенным контролем (1.1)

$$K_r = \frac{\omega_1 \omega_2}{\omega_1 \omega_2 (1 + P_{\phi}) + \left[\omega_2 \alpha - \omega_1 (1 - \alpha) + \frac{\omega_1 \omega_2}{\mu} \right] (\lambda_1 \lambda_2 P_\phi) + [\omega_1 (1 - \alpha_1) + \omega_2 \alpha_1] P_{\phi \tau_2}} \quad (1.1)$$

Проигрыш в безотказности контролируемой системы со средством встроенного контроля:

$$\Delta P = |P_{исх}P_K - P_{исх}| \quad (1.2),$$

где

$P_{исх}$ – вероятность безотказной работы исходной (не контролируемой) системы со средством встроенного контроля.

P_K – вероятность безотказной работы средства встроенного контроля.

$$P_{исх} = \frac{1}{1 + \frac{\lambda_0}{Q}} \quad (1.3)$$

где

λ_0 – параметр потока отказов всей системы;

Q – интенсивность восстановления контролируемой системы.

Вероятность безотказной работы средства контроля:

$$P_K = P_1 + P_3 \quad (1.4)$$

Общее выражение проигрыша в безотказности контролируемой системы со средством встроенного контроля (1.5)

$$\Delta P = \frac{\omega_1 \omega_2 [1 + \gamma_1 + (1 - P_0)(\gamma_0 - \gamma_1) + P_{0,1}] + \lambda_0 [\omega_1(1 - \alpha) + \omega_2 \alpha] - P_0(1 - \alpha)(\omega_1 - \omega_2)\lambda_2}{\left(1 + \frac{\lambda_0}{Q}\right) \left(1 + \frac{\lambda_0}{Q}\right)} \quad (1.5)$$

Выигрыш в достоверности при использовании встроенной системы контроля:

$$\Delta D = P_{обн} - P_{исх}(1 - P_K) - P_{исх}P_K P_{обн} \quad (1.6)$$

На основании вышеприведенных выражений приведены расчеты значений ΔD и ΔP в зависимости от объема средств встроенного контроля при различных значениях $P_{обн}$ и вероятности безотказной работы системы $P_{исх}$. Графики зависимостей $\Delta P = f(\delta)$ $\Delta D = f(\delta)$, построенные по данным расчета приведены на рис. 2-5.

На основании приведенных графиков можно получить зависимость оптимальной величины встроенного контроля $\delta_{опт}$ системы от $P_{обн}$ и $P_{исх}$ (оптимальная величина $\delta_{опт}$ находится в точке пересечения кривых $\Delta D = f(\delta)$ и $\Delta P = f(\delta)$ при постоянном значении вероятности обнаружения неисправности $P_{обн}$. Полученные данные приведены в таблице 1

Таблица 1

$\delta(\%)$	$\delta_{опт}(\%)$			
	$P_{исх}=0,9$	$P_{исх}=0,99$	$P_{исх}=0,999$	$P_{исх}=0,9999$
20	81	82	84	86
30	59	64	66	68
40	45	48	52	54
50	30	32	33	34
60	22	23	24	25
70	16	17	18	20
80	13	15	16	17
90	10	11	12	13

Из полученных результатов видно, что при малых значениях $P_{обн}$ величины оптимального объема встроенного контроля большие, и при различных $P_{исх}$ несколько

отличны друг от друга – с увеличением $P_{обн}$ снижается величина $\delta_{опт}$. Верхним пределом величины объема встроенного контроля является значение приближенно равное 30%. Нижней границей $\delta_{опт}$ можно считать величину приближенно равную 10%. Таким образом эффективная величина средств встроенного контроля лежит в диапазоне от 10% до 30% от величины объема контролируемой системы.

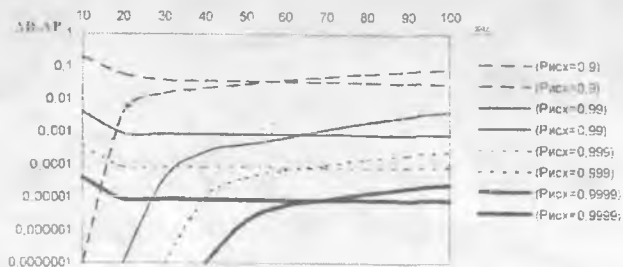


Рис.2. График зависимостей $\Delta D=f(\delta)$ и $\Delta P=f(\delta)$ при $P_{обн}=0,3$ и различных значениях вероятности безотказной работы исходной системы $P_{исх}$

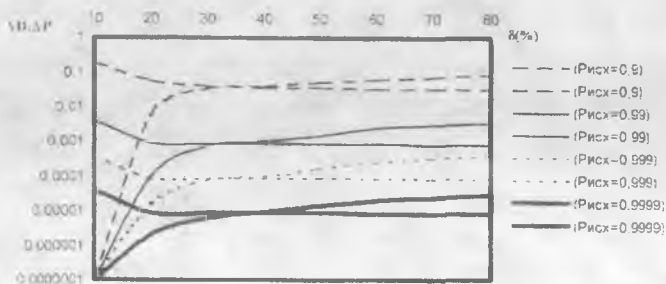


Рис. 3. График зависимостей $\Delta D=f(\delta)$ и $\Delta P=f(\delta)$ при $P_{обн} = 0,5$ и различных значениях вероятности безотказной работы исходной системы $P_{исх}$.

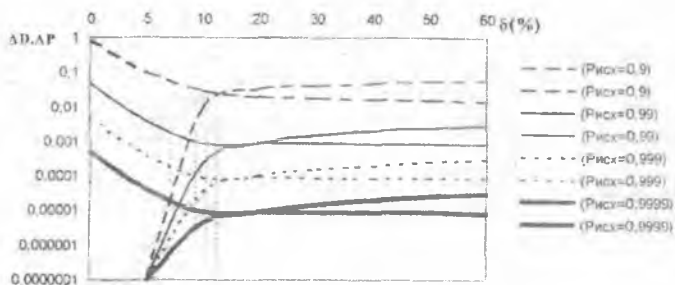


Рис. 4. График зависимостей $\Delta P=f(\delta)$ и $\Delta D=f(\delta)$ при $P_{обн}=0,7$ и различных значениях вероятности безотказной работы исходной системы

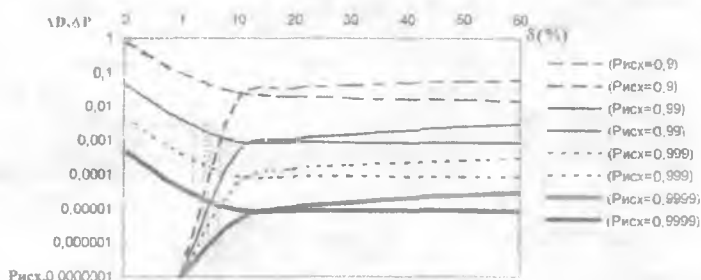


Рис. 5. График зависимостей $\Delta P=f(\delta)$ и $\Delta D=f(\delta)$ при $P_{обн}=0,9$ и различных значениях вероятности безотказной работы исходной системы $P_{иск}$.

Литература:

1. Щербаков Н.С. «Достоверность работы цифровых устройств» М.: «Машиностроение», 1989г. -224с.
2. Давыдов П.С. «Техническая диагностика радиоэлектронных устройств и систем.» М.: «Радио и связь», 1988г. -256с.
3. Рохмистров А.Н., Герценов А.Г. «Метод определения характеристик достоверности систем автоматизированного контроля радиопередающих устройств.» В сб. ТУИС, «Системы и средства передачи информации по каналам связи» - Л, 1981г. с. 97-104.
4. Джураев Р.Х., Джалилов М. «Исследование эффективности встроенного контроля устройства защиты от ошибок.» В сб.: «Современные проблемы телекоммуникации Республики Узбекистан» (тезисы докладов)- Ташкент 1995г. с 22-23.

Обработка видеоизображений искусственных небесных тел с целью определения их параметров

Махмудов Э. Б., Холматов О. А., Рахимов Ш., Почитаев Д. С., Караченцев В. Л.,
Лисянский О. Е.

Для наблюдения обнаружения искусственных небесных тел (ИНТ) и определения их параметров, в частности координат, интегральной яркости, а также размеров ИНТ была разработана и создана измерительно-информационная ТВ система (ИИТВС) из аппаратных средств [1,8,9] и программного обеспечения.

В аппаратную часть ИИТВС входят: телескопическая установка, передающая камера, блок предварительной аналоговой обработки видео сигнала, усилитель с регулируемым коэффициентом усиления, АЦП, знаковый генератор, ЦАП, ОЗУ на длительность нескольких ТВ кадров, синхронизируемый генератор и блоки управления и сопряжения, а также ПЭВМ.

Назначение узлов и элементов устройства подробно описаны в работе [1].

В аналоговой части аппаратуры производится предварительная обработка видеоизображений с целью подавления импульсных помех и сужения динамического диапазона видео сигнала.

Применение ПЭВМ позволяет быстрее и эффективнее обрабатывать изображения подвижных ИНТ, легко изменять алгоритмы обработки, если в этом возникает необходимость.

Программное обеспечение написано на языках Turbo Pascal и Delphi. Рассмотрим обобщенный алгоритм обработки изображений [4,5,6,10]. Оцифрованный видеосигнал кадра изображения поступает в ЭВМ, где он запоминается в виде файла Image-in. Далее из кадра видеоизображения удаляются импульсные помехи, что позволяет повысить точность измерений [3,6]. Для этого поэлементно сравниваются два кадра изображения одного и того же участка звёздного неба. Те элементы видеоизображения, яркости которых не совпадают, заменяются среднеквадратичными значениями яркости на двух кадрах изображения. Для повышения достоверности можно увеличить количество сравниваемых кадров видеоизображения. После устранения импульсных помех на изображении, можно приступать к обнаружению ИНТ на данном участке звёздного неба.

Обнаружение космических объектов в кадре изображения и их регистрация в памяти ЭВМ, производится путем считывания значений яркости элементов изображения. В случае если будут обнаружены элементы, такие, что яркость каждого из них будет больше уровня яркости фона, то при этом должен одновременно производиться подсчет таких подряд идущих элементов. Одновременно с этим подсчитывается количество строк, занимаемых объектом в кадре. Таким образом, определяются размеры объекта, как по горизонтали (определяются максимальным количеством элементов, подсчитываемых в каждой строке) так и по вертикали (количество строк занимаемых объектом в кадре). При регистрации объектов в кадре, информация об их наличии заносится в оперативную память ЭВМ, куда заносятся координаты окна, ограничивающего объект по вертикали и горизонтали, а также величины размеров ИНТ, выраженных количеством элементов изображения объекта в направлении строчной и кадровой развертки.

После обнаружения ИНТ определяются его координаты. Для этого используется опорная достаточно яркая звезда, координаты которой известны. Сначала определяются координаты исследуемого ИНТ относительно опорной звезды, а затем координаты объекта в системе координат, связанных с данной звездой [2]. По известным координатам звезды они пересчитываются в систему координат связанную с Землей.

Далее определяется интегральная яркость объекта. Для этого используется файл отсчетов яркости, созданный при обнаружении данного объекта. Из этого файла

последовательно считываются отсчёты яркости, которые затем суммируются. После суммирования, всех отсчётов яркости находится их среднее арифметическое значение. Но найденное значение яркости объекта является относительной яркостью объекта. Для определения действительной яркости объекта воспользуемся параметрами известной опорной звезды. Например одной из звёзд приведённых в таблице 1.

Таблица 1.

Наименование звезды	Звёздная величина	Прямой выход	Наклон
δ Скорпиона	2.82	15"58.51	-22°33'06"
δ Орла	3.36	19"24 14.2	+0.3°0.3'50"
α Орла	3.72	19"5405.0	+0.6°20'36"
β Лебеда	11.25	20"4034.7	+45°01'26"
ρ Лебеда	2.46	20"45 119	+035°52'33"

Эта звезда необходима для установления соотношений между действительным значением яркости объекта и яркости объекта на мониторе ПЭВМ. Для этого определяется интегральная яркость на мониторе ПЭВМ и сравнивается с действительным значением яркости опорной звезды. В результате вычисляется коэффициент $Kя$.

$$Kя = Vзд / Vзм \quad (1),$$

где $Vзд$ - действительная яркость звезды

$Vзм$ - яркость звезды на мониторе.

Действительная яркость объекта в соответствии с (1) определится по формуле:

$$Vдо = Vом \cdot Kя,$$

где $Vдо$ - действительная яркость объекта $Vом$ - яркость объекта на мониторе

Для определения расстояния до объекта необходимо получить два кадра видеоизображения одного и того же участка звёздного неба с разных точек. Наибольшей точности можно добиться, смещая камеру в горизонтальном направлении на известное расстояние Δr . При этом расстояние до ИНТ определится по формуле:

$$r = (\Delta r \cdot F \cdot X) / (Z \cdot \Delta Z_{MIN}),$$

где F - фокусное расстояние объектива ТВ камеры;

Δz_{min} - минимально различимое число элементов при смещении изображения объекта;

Z - число активных строк ТВ изображения;

X - максимальный размер рабочей поверхности ПЗС-матрицы;

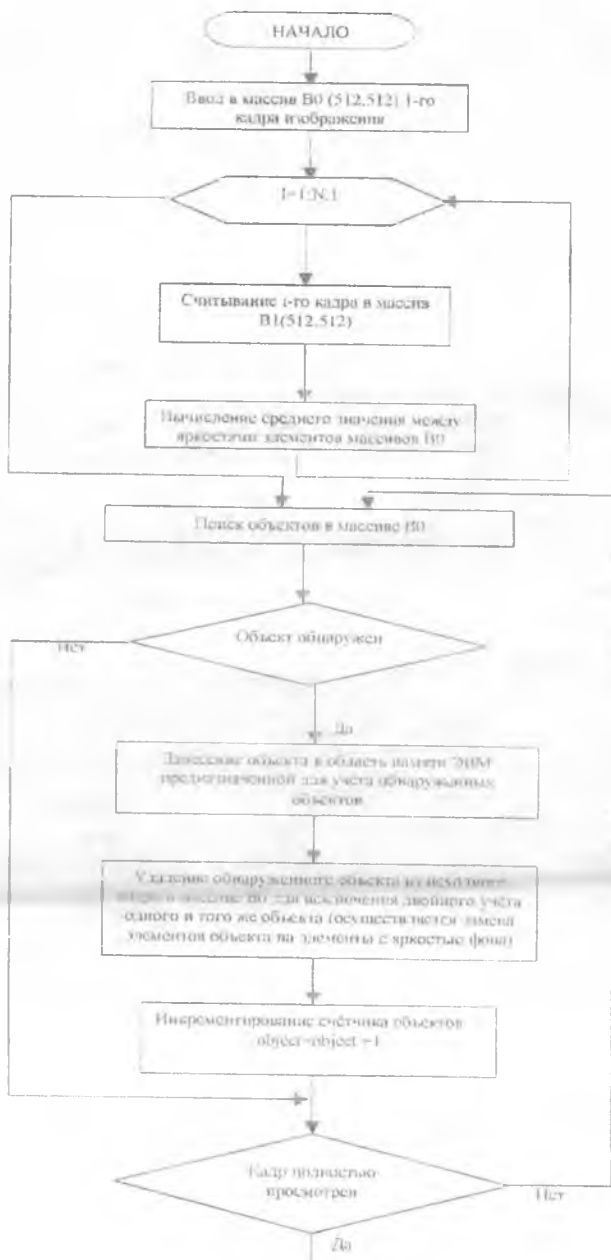
Δr - сдвиг камеры в горизонтальном направлении;

Задавшись значениями F , X , Z , A_r , ΔZ_{min} - нетрудно вычислить значение γ для наблюдаемого ИНТ. На рисунке представлен алгоритм обработки видео изображений для определения параметров наблюдаемого ИНТ. Данный алгоритм особых пояснений не требует.

На рисунке 2 представлена фотография небесного тела, снятая в астрономическом пункте института Астрономии АН РУз с использованием ИИТВС с передающей камерой на ПЗС матрице.

Выводы:

1. Представленный алгоритм обработки видеоизображений ИНТ позволяет определить их параметры с заданной точностью.
2. Аппаратные средства позволяют непосредственную возможность произвести обработку видеоизображения на ПЭВМ с последующим их архивированием.
3. Программное обеспечение позволяет автоматизировать процесс вычислений, ускорить обработку видеоизображения.



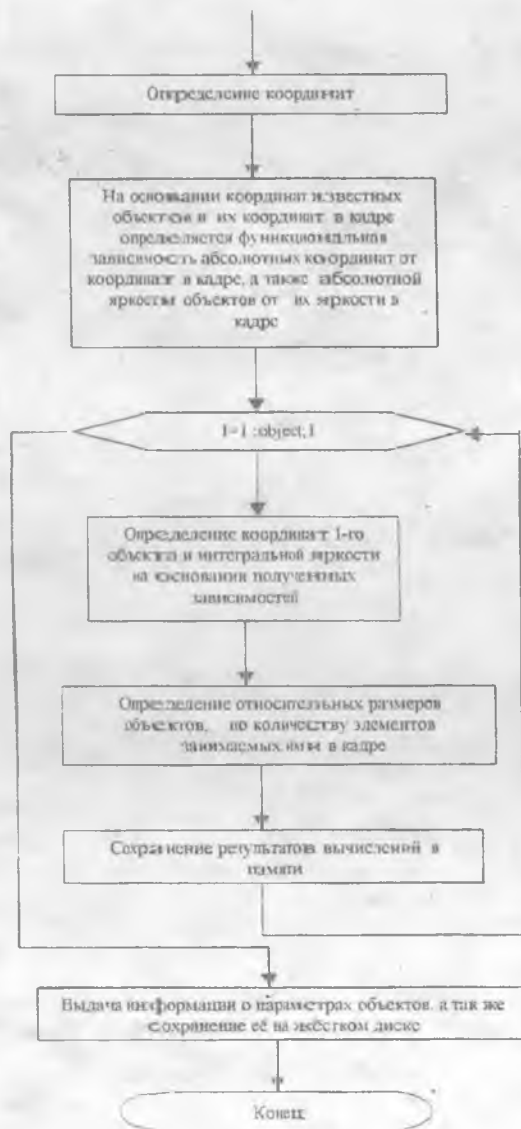


Рис. 1.

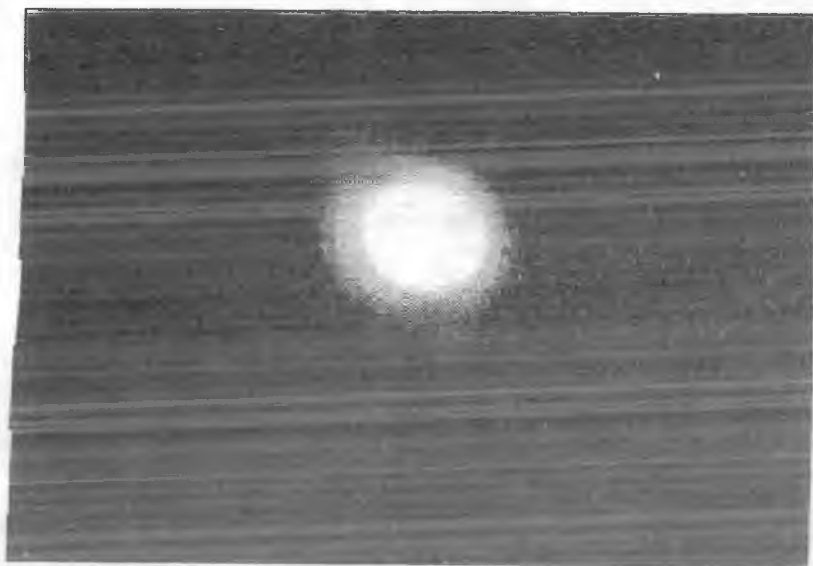


Рис.2

Литература:

1. Э.Б. Махмудов, В.Л. Караченцев, Д.С. Почтаев, О.Е.Лисянский "К ИЗМЕРЕНИЮ ИНТЕГРАЛЬНОЙ РАЗНОСТИ И КООРДИНАТ ИСКУССТВЕННЫХ НЕБЕСНЫХ ОБЪЕКТОВ ТЕЛЕВИЗИОННЫМ МЕТОДОМ.", вторая ИТК студентов, аспирантов и молодых специалистов стран СНГ. Тезисы докладов 2-часть Санкт-Петербург февраль 2000г.
2. Телевизионная астрономия. Под ред В.Б. Никонова Москва главная редакция физико-математической литературы, издательство «Наука»,1974г.С.Л.Горелик и др. «Телевизионные измерительные системы». Москва, Связь,1980г.
3. Л.И. Хромов и др. «Видеоинформатика. Передача и обработка видеоинформации» Москва,Радио и Связь,1991г.
4. Махмудов Э.Б. оценка эффективности методов цифрового преобразования видео информации. Сб. научных трудов ТЭИС, часть 1,1995г.,стр. 142-149.
5. Makhmudov E.B., Halmatov O.A.,Tadjibaev S.Sh.,Djuraev N.A. Modeling of method of statistical coding of the images with of correlation prediction. Vrije universities Brussels, Tashkent Electrotechnical Institute of Telecommunications (Antwerpen), 1998y, p.25-29.
6. Э.Б.Махмудов, Патент Республики Узбекистан № 4259. Способ сжатия изображений и устройство для его осуществления.Б.И.О.№ 1 от 31.03.97г.
7. М.Н. Либенсон, А.Я. Хесин, Б.А.Янсон, «Автоматизация распознавания ТВ изображений», М:Энергия, 1975г.

ОСОБЕННОСТИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ И АНАЛИЗА ИЗОБРАЖЕНИЙ

Мирсальков М.М.

Цифровая обработка и анализ изображений, а также машинное зрение проявили значительный рост в течение последнего десятилетия как в области теории, так и в области их приложений. Они составляют ведущую технологию в ряде очень важных отраслей, например, в цифровой передаче данных, радиовещании, медицине, системах мультимедиа, биологии, прикладных науках, робототехнике, системах искусственного интеллекта, дистанционного управления, в изобразительных искусствах и печати. Прикладные задачи создали потребность в создании ряда алгоритмов анализа и цифровой обработки изображений. [1,2]. Целью этой статьи является ознакомление с методами и алгоритмами цифровой обработки изображений. Описанные алгоритмы охватывают многие аспекты анализа, кодирования и цифровой обработки изображений. Однако, эти алгоритмы – только малая часть от общего числа алгоритмов. Наибольшей популярностью при составлении приложений, связанных с цифровой обработкой изображений, пользуется язык программирования Си, особенно при использовании алгоритмов с необходимостью динамического распределения памяти.

Как известно, человеческое зрение – один из наиболее важных и в то же время сложных механизмов восприятия. Оно снабжает информацией, необходимой как для относительно простых задач (например, распознавание объектов), так и для очень сложных задач (например, планирование, принятие решений, научное исследование, развитие человеческого интеллекта). Изображение играет важную роль в организации нашего общества как средство коммуникации. Большинство средств массовой информации (например, газеты, телевидение, кино) используют изображение (неподвижное или движущееся) в качестве носителя информации. Огромный объем оптической информации и потребность в ее обработке и передаче проложила путь к цифровой обработке изображений с помощью компьютеров. Соответствующие исследования были начаты Джей Пропалши Лэборатори (Пасадена, Калифорния) в 1964 году и касались цифровой обработки изображений спутника, приходящих с Луны. [1] В скором времени появилась новая отрасль науки, получившая название цифровой обработки изображений. С тех пор произошел большой рост в этой области и сделан большой вклад в технологию различных отраслей, таких как передача данных, телевизионное вещание, индустрия изобразительных искусств, медицина и научные исследования.

Цифровая обработка изображений может включать преобразование изображений в цифровой формат и их обработку на компьютере. Как входная, так и выходная информация системы цифровой обработки изображений представляется в цифровом виде. Анализ цифровых изображений заключается в описании и распознавании содержимого данного цифрового изображения. Входная информация такой системы – цифровое изображение, а выходная – символическое описание этого изображения. Во многих случаях техника анализа цифровых изображений моделирует функции человеческого зрения. Следовательно, термин “машинное зрение” может использоваться как эквивалент (или синоним) для анализа цифровых изображений.

Другая классификация цифровой обработки изображений и техники машинного зрения имеет три определенных класса: система зрения низкого уровня, система зрения среднего уровня и система зрения высокого уровня. Алгоритмы зрения низкого уровня в сущности являются алгоритмами цифровой обработки изображений: ввод и вывод в них – цифровые изображения. Алгоритмы зрения среднего уровня имеют цифровые

изображения на входе и низкоуровневое символическое представление характерных черт изображений – в качестве вывода (то есть представление контуров объектов). Алгоритмы зрения высокого уровня используют символическое представление как для ввода, так и для вывода. Зрение высокого уровня тесно связано с искусственным интеллектом и распознаванием образов. Оно пытается моделировать высшие уровни человеческого зрения (восприятие изображений).

Формирование цифровых изображений является первым шагом в любом приложении цифровой обработки изображений. Система формирования цифровых изображений состоит в основном из оптической, сенсорной систем и цифрового преобразователя. Оптический сигнал обычно преобразуется в электрический сигнал посредством фотоэлементов. Далее аналоговый электрический сигнал преобразуется в цифровой с использованием цифрового преобразователя. Таким образом, оптическое изображение преобразуется в цифровое. Каждая подсистема формирования цифровых изображений вносит деформацию или искажение в цифровое изображение (то есть геометрическое искажение, шум, нелинейное преобразование). Математическое моделирование системы формирования цифровых изображений является важным в связи с необходимостью наличия точной информации о вносимых искажениях.

Методы восстановления цифровых изображений включают снижение деформаций и искажений, внесенных во время формирования цифровых изображений. Такие методы пытаются перестроить или восстановить цифровые изображения. Знание математических моделей искажений необходимо при восстановлении цифрового изображения. Обычно это включает повышение контрастности, улучшение четкости и уменьшение шума. Методы улучшения качества имеют достаточно эвристический базис по сравнению с методами цифрового восстановления, которые имеют строго математическую основу.

Цифровые изображения требуют большого объема памяти для их хранения. Цветное изображение размером 1024 x 1024 пикселя занимает 3 МБ оперативной памяти или дискового пространства. Таким образом, сокращение требований памяти имеет крайнее значение во многих приложениях (например, в хранении или передаче изображений). Кодирование и сжатие изображений пользуется свойством информационной избыточности, содержащейся в изображении для уменьшения его информационного объема и сжатия. Значительное сжатие (например, 1:24) может быть получено с помощью соответствующего использования избыточности информации. Чрезмерное сжатие изображений, конечно, приводит к потере качества изображений после их декомпрессии. Следовательно, должен быть найден компромисс между качеством воспроизведения и степенью сжатия. Сжатие изображений играет важную роль в некоторых приложениях, например базы данных изображений, передача цифровых изображений, факсимильная связь, цифровое телевидение и телевидение высокой четкости. По этой причине были проведены интенсивные исследования в этой области, что привело к появлению большого количества методов сжатия. Некоторые из них в настоящее время являются стандартами МККТТ.

Чаще всего первым шагом к цифровому анализу изображений является определение границы объекта. Это выполняется с помощью методов определения контуров. Определяемые линии следуют друг за другом – таким образом, создается список краевых координат. Эти алгоритмы могут быть созданы таким способом, что они могут уменьшать уровень шума и отслеживать нарушенные грани. Специальные алгоритмы могут быть написаны для обрисовки линий или граней, имеющих определенную форму, например, сегменты прямой линии или окружности. Одной из проблем определения границ является проблема сегментация областей. Алгоритмы сегментации распознают однородные области изображений. В норме каждая из них

соответствует какому либо объекту изображения или заднему фону. Образуются разделенные области, совокупность которых составляет полное изображение. Методы сегментации области могут быть разделены на три класса. Локальные методы используют локальные свойства внутри изображений. Глобальные методы разделяют изображение на основе содержащейся в нем общей информации (например, свойство общей текстуры). Методы разделения и слияния используют как близость пикселей, так и однородность областей для получения приемлемых результатов сегментации.

Распознавание объектов – очень важная задача в цифровом анализе изображений. Модели описания формы широко используются для достижения этой цели. Описание формы и схемы представления широко исследуются в последние два десятилетия исследователями, работающими над проблемами машинного зрения и машинной графики. Обе эти области имеют сходные интересы: задачей машинного зрения является создание моделей объекта из его изображений, в то время как задачей машинной графики является создание цифровых изображений из символических моделей. Схемы двумерного представления могут быть разделены на два класса: внешние и внутренние. Схемы внешнего представления используют границы объекта и его характерные черты. Схемы внутреннего представления используют описание областей и характерные черты, относящиеся к области, занятой объектом. Такой важной чертой объекта может быть, например, текстура освещения. Схемы описания текстуры имеют большое значение в приложениях распознавания объекта.

Таким образом можно отметить, что в настоящее время, когда цифровое представление видеoinформации вытесняет аналоговое, вопросы разработки новых методов и усовершенствования уже существующих методов являются важным направлением развития современной науки, находящим свое практическое применение во многих отраслях народного хозяйства и производства.

Разработка алгоритмов сжатия является важной задачей, поскольку при сжатии изображений сокращается место, занимаемое графической видеoinформацией на диске, а также повышается скорость передачи цифровых изображений по каналам связи.

Применение распознавания объектов может получить широкое распространение в системах наблюдения и контроля за различными объектами, а также в системах искусственного интеллекта, моделирующих основные функции человеческого зрения.

Литература:

1. Digital Image Processing Algorithms/ Ioannis Pitas. Aristotle University, 1993.
2. Цифровая обработка изображений./ У. Прэтт "Мир", Москва, 1982.

ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛИНИЙ СВЯЗИ ПРИ ЧАСТОТНО-ЗАВИСИМОМ РАССОГЛАСОВАНИИ С НАГРУЗКОЙ

Дмитриев В.Н.

Интерес к временным характеристикам (ВХ) линий связи, учитывающим частотно-зависимое рассогласование с нагрузкой вызывается интенсивным развитием цифровых систем передачи абонентских линий для которых отсутствие согласования абонентской линии с нагрузкой практически является основным режимом их работы [1].

Рассмотрим однородную линию передачи длиной l , включенную между генератором $e(t) \sim E(p)$ с внутренним сопротивлением R_r и нагрузкой R_n (рис. 1).

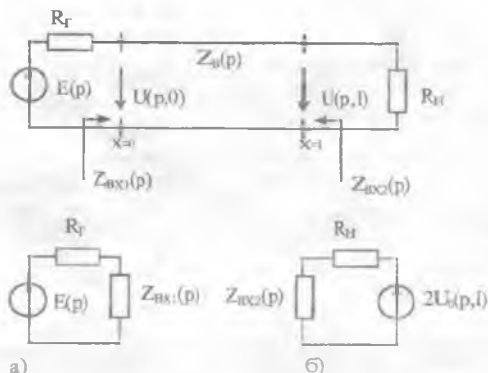


Рис. 1. Схема цепи нагруженной линии передачи: а - эквивалентная схема замещения цепи относительно входа линии; б - эквивалентная схема замещения цепи относительно выхода линии.

Передаточная функция между входом и выходом нагруженной линии с учетом частотных зависимостей волнового сопротивления $Z_0(\rho)$ и коэффициента распространения $\gamma(\rho)$ имеет вид [2]:

$$T(\rho) = \frac{U(p,l)}{U(p,0)} = \frac{Z_n(\rho)}{R_r + Z_0(\rho)} [1 + \Gamma_2(\rho)] e^{-\gamma(\rho)l} N(\rho), \quad (1)$$

где
$$N(\rho) = 1 + \sum_{n=1}^{\infty} [\Gamma_1(\rho)\Gamma_2(\rho)]^n e^{-2n\gamma(\rho)l}, \quad \Gamma_1(\rho) = \frac{R_r - Z_0(\rho)}{R_r + Z_0(\rho)},$$

$$\Gamma_2(\rho) = \frac{R_n - Z_0(\rho)}{R_n + Z_0(\rho)}, \quad \chi(\rho) = \rho t_0 + B\sqrt{\rho}, \quad Z_0(\rho) = Z_{00} \left[1 + \frac{(B/\sqrt{t_0})}{\sqrt{\rho}} \right]$$

Без учета вторичных отражений ($N(\rho)=1$), выражение (2) для передаточной функции относительно выхода линии имеет вид

$$T(\rho) = \frac{Z_{11}(\rho)}{R_1 + Z_{11}(\rho)} [1 + \Gamma_2(\rho)] \cdot e^{-i(\rho)} \quad (2)$$

Подставляя в (2) выражения для волнового сопротивления и коэффициента распространения, получим

$$T(\rho) = \frac{t_0 \sqrt{\rho} + B}{t_0(1+n_1)\sqrt{\rho} + B} \left[1 + \frac{t_0(n_2 - 1)\sqrt{\rho} - B}{t_0(n_2 + 1)\sqrt{\rho} + B} \right] e^{-i(\rho)} \quad (3)$$

где - $n_1 = R_1/Z_{11,i}$; $n_2 = R_2/Z_{22,i}$; $t_0 = \sqrt{L_0 C_0}$.

Преобразуем (3) к более удобному виду для нахождения оригинала

$$T(\rho) = \frac{2n_2 \sqrt{\rho}}{t_0(1+n_1)(1+n_2)} \left[\frac{t_0 \sqrt{\rho} + B}{\rho + (a_1 + a_2)\sqrt{\rho} + a_1 a_2} \right] e^{-i(\rho)} \quad (4)$$

где - $a_1 = B/[t_0(1+n_1)]$; $a_2 = B/[t_0(1+n_2)]$.

Выражение в квадратных скобках представим в виде суммы

$$T(\rho) = \frac{2n_2 \sqrt{\rho}}{t_0(1+n_1)(1+n_2)} \left[\frac{k_1}{\sqrt{\rho} - p_1} + \frac{k_2}{\sqrt{\rho} - p_2} \right] e^{-i(\rho)} \quad (5)$$

где - $p_1 = -a_1$; $p_2 = -a_2$; $k_1 = \frac{n_2 t_0 (1+n_2)}{n_1 - n_2}$; $k_2 = \frac{n_2 t_0 (1+n_1)}{n_2 - n_1}$.

Подставляя найденные значения коэффициентов k_1 и k_2 в (5), получим

$$T(\rho) = \sum_{i=1}^2 T_i(\rho) = \sum_{i=1}^2 A_i \frac{\sqrt{\rho}}{a_i + \sqrt{\rho}} \exp(-\rho t_0 - iB\sqrt{\rho}) \quad (6)$$

где - $a_i = -\rho_i$; $A_1 = \frac{2n_2 n_2}{(1+n_1)(n_2 - n_1)}$; $A_2 = \frac{2n_2^2}{(1+n_2)(n_2 - n_1)}$.

Воспользовавшись табличными операторными соответствиями [3], получим переходную и импульсную характеристики нагруженной линии:

$$\begin{aligned} h(t) &= \sum_{i=1}^2 A_i \exp \left[\frac{B^2 t}{t_i(1+n_i)} + \frac{B^2 t_i}{t_i^2(1+n_i)} \right] \operatorname{erfc} \left[\frac{Bt}{2\sqrt{t_i}} + \frac{B\sqrt{t_i}}{t_i(1+n_i)} \right], \\ g(t) &= \sum_{i=1}^2 A_i \left[\frac{Bt}{2t_i} - \frac{B}{t_i(1+n_i)} \right] \frac{1}{\sqrt{\pi t_i}} \exp \left[-\frac{(Bt)^2}{4t_i} \right] + \\ &+ \left[\frac{B^2}{t_i^2(1+n_i)} \right] \exp \left[\frac{B^2 t}{t_i(1+n_i)} + \frac{B^2 t_i}{t_i^2(1+n_i)^2} \right] \operatorname{erfc} \left[\frac{Bt}{2\sqrt{t_i}} + \frac{B\sqrt{t_i}}{t_i(1+n_i)} \right], \end{aligned} \quad (7)$$

где $t_1 = t - t_3$ - время сдвинутое на время задержки сигнала в линии.

Вводя новую переменную $x_1 = t_1/(Bt)^2$, $x_3 = t_0/Bt$, получим выражения для нормализованных ВХ:

$$h(x_1) = \sum_{i=1}^2 A_i \exp \left\{ \frac{1}{x_3(1+n_i)} + \frac{x_1}{x_3^2(1+n_i)} \right\} \operatorname{erfc} \left[\frac{1}{2\sqrt{x_1}} + \frac{\sqrt{x_1}}{x_3(1+n_i)} \right] \quad (8)$$

$$g(x_1) = \sum_{i=1}^2 A_i \left[\frac{1}{2x_1} - \frac{x_1}{x_3(1+n_i)} \right] \frac{1}{\sqrt{2x_1}} \exp\left(\frac{-1}{4x_1}\right) + \frac{1}{x_3^2(1+n_i)^2} \exp\left\{ \frac{1}{x_3(1+n_i)} + \frac{x_1}{x_3^2(1+n_i)^2} \right\} \operatorname{erfc}\left\{ \frac{1}{2\sqrt{x_1}} + \frac{\sqrt{x_1}}{x_3(1+n_i)} \right\}$$

где $g(x_1) = \tau \cdot \dot{g}(x_1)$, $\tau = (Bl)^2$ - конструктивная постоянная времени линии

При выполнении условий согласования ($n_1 = n_2 = 1$) получим:

$$h(x_1) = \exp\left(\frac{1}{2x_3} + \frac{x_1}{4x_3^2}\right) \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{2\sqrt{x_1}} + \frac{\sqrt{x_1}}{2x_3}\right), \quad (9)$$

$$g(x_1) = \frac{1}{2\sqrt{\pi x_1}} \left(\frac{1}{x_1} - \frac{1}{x_3} \right) \exp\left(\frac{-1}{4x_1}\right) + \frac{1}{4x_3^2} \exp\left(\frac{1}{2x_3} + \frac{x_1}{4x_3^2}\right) \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{2\sqrt{x_1}} + \frac{\sqrt{x_1}}{2x_3}\right)$$

Для электрически длинной линии ($x_1 \gg 1$) нормализованные ВХ (9) приобретают вид известных ВХ линии при выполнении условия согласованного включения [4]

$$h(x_1) = \operatorname{erfc}\left(\frac{1}{2\sqrt{x_1}}\right), \quad g(x_1) = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} x_1^{-3/2} \exp\left(\frac{-1}{4x_1}\right) \quad (10)$$

В качестве примера на рис. 2 приведены результаты расчета в системе MATCAD нормализованных импульсных характеристик для различных значений электрической длины линии x_3 . Полученные ВХ учитывают частотно-зависимое рассогласование линии на входе и выходе, однако, в связи с принятым допущением об отсутствии вторичных отражений ($N=1$), эти выражения справедливы для интервала времени $x_1 < 2x_3$. Для получения ВХ в абсолютных единицах, необходимо воспользоваться формулами: $t_1 = x_1 \tau^2$; $g(t_1) = g(x_1)/\tau$.

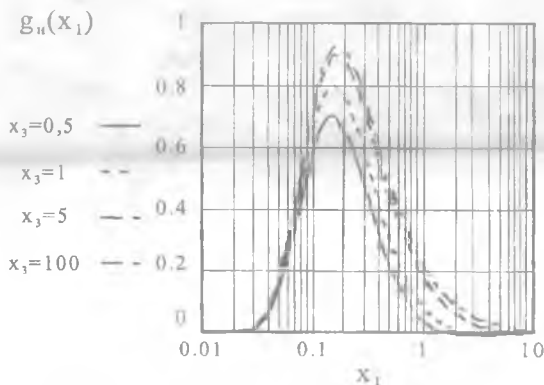


Рис. 2. Нормализованные импульсные характеристики при частотно-зависимом рассогласовании линии передачи и нагрузки для различных значений электрической длины.

Анализ графиков показывает, что отсутствие согласования влияет на ВХ в области больших времен. В области малых времен несогласованность

Анализ графиков показывает, что отсутствие согласования влияет на ВХ в области больших времен. В области малых времен несогласованность влияет незначительно и может не учитываться. Для НС, имеющих малую конструктивную постоянную времени, фактор несогласованности практически не влияет на форму ВХ. Например, для коаксиального кабеля сечением 2,6/9,4 мм длиной 1 км ($\epsilon_0=3,54$ мкс, $t=24$ нс, $X_3=150$), максимальное отклонение ВХ при отсутствии согласования, от ВХ при согласованном включении, составляет менее 1 %.

Полученные выражения для временных характеристик открывают возможность расчета искажений импульсных сигналов при их прохождении по линиям связи с учетом частотнозависимого рассогласования волнового сопротивления линии с нагрузкой.

Литература:

1. Колбасюк С.А. Цифровые абонентские линии // Итоги науки и техники. Сер. Связь. - Т.5. - М.: ВИНТИ, 1990. - С. 143-182.
2. Дмитриев В.Н. Временные характеристики коаксиальных линий связи при несогласованном включении. Материалы республиканской НТК. - Ташкент: 1981. - С. 141-142.
3. Диткин В.А., Прудников А.П. Интегральные преобразования и операционное исчисление. - М.: Наука, 1974. - 542 с.
4. Дмитриев В.Н. Временные характеристики передачи однородных линий связи // Сети и системы электрической связи. Сб. научн. тр. ТЭИС. - Ташкент: 1980. - С.74-86.

ИМПУЛЬСНЫЕ ФУНКЦИИ ВОЛОКОННЫХ СВЕТОВОДОВ

В.Н. Дмитриев

Волоконные световоды (ВС) представляют собой направляющие системы (НС), предназначенные для передачи электромагнитной энергии в оптическом диапазоне длин волн. В связи с широким применением волоконно-оптических линий связи в цифровых системах передачи и обработки сигналов определенный интерес представляет определение переходных и импульсных характеристик ВС.

Одной из важнейших характеристик ВС, как направляющих систем, является коэффициент затухания. Основную долю потерь в составляют потери на поглощение в сердечнике световода. Распространение симметричных волн в световоде ограничено критической частотой, ниже которой передача невозможна. Смешанная волна HE_{11} не имеет критической частоты, а коэффициент затухания при ее распространении плавно увеличивается с ростом частоты. На рис. 1 представлены частотные зависимости коэффициента затухания оптических кабелей из силикатного и кварцевого стекла [1].

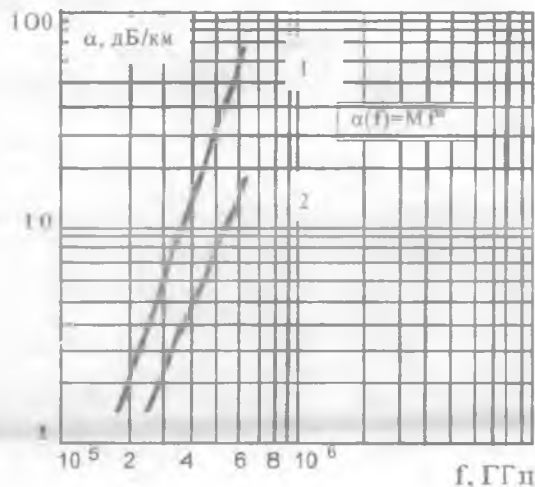


Рис. 1. Частотная зависимость коэффициента затухания оптических кабелей из силикатного (1) и кварцевого (2) стекла ($m_1 = 3,07$; $m_2 = 3,05$).

В диапазоне частот $(2 \dots 6) \cdot 10^5 \text{ ГГц}$ эти частотные зависимости могут быть аппроксимированы функцией [2]

$$\alpha = B \cdot f^m \text{ дБ/км}, \quad (1)$$

где B , m - коэффициенты аппроксимации.

Характеристический показатель степенной функции принимает значение близкое к трем ($m_1=3,07$, $m_2=3,05$).

Принимая фазовую характеристику линейной, передаточную функцию отрезка волоконно-оптической линии для указанного диапазона частот приближенно ($m \approx 3$) можно представить в виде

$$T(j\omega) = \exp(-jAl\omega^3), \quad (2)$$

где l - длина линии, $A = B/(2\pi)^3$ - коэффициент аппроксимации частотной зависимости ослабления линии.

Для импульсной характеристики, соответствующей (2), на основании преобразования Фурье, получим

$$g(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \cos(\omega t - Al\omega^3) d\omega. \quad (3)$$

Заменяя в (3) переменную интегрирования ω на $\xi = \omega \sqrt[3]{3Al}$, можно выразить импульсную характеристику через функции Эйри в интегральной форме [3]

$$A_i(\sigma) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\infty} \cos\left(\sigma\xi + \frac{\xi^3}{3}\right) d\xi. \quad (4)$$

Для выполнения расчета импульсной характеристики формулу (4) целесообразно представить в форме сходящихся рядов [4]

$$g_H(x) = \sqrt{\pi} \cdot [c_1 f_1(x) + c_2 f_2(x)], \quad (5)$$

где $c_1 = 3^{-2/3}/\Gamma(2/3) \approx 0,355$, $c_2 = 3^{-1/3}/\Gamma(1/3) \approx 0,2588$, $g(x) = g_H(x) \cdot \sqrt[3]{3Al}$,

$$f_1(x) = 1 + \sum_{i=1}^N \prod_{j=1}^i \frac{x^3}{3j(1-3j)}, \quad f_2(x) = 1 + \sum_{i=1}^N \prod_{j=1}^i \frac{x^3}{-3j(1+3j)}, \quad x = \frac{t}{\sqrt[3]{3Al}}.$$

Интегрируя (5), нетрудно получить выражение для переходной характеристики

$$h(x) = \frac{1}{3} + c_1 x F_1(x) + c_2 \frac{x^2}{2} F_2(x), \quad (6)$$

$$\text{где } F_1(x) = 1 + \sum_{i=1}^N \prod_{j=1}^i \frac{x^3(2-3j)}{3j(3j-1)(3j+1)}, \quad F_2(x) = 1 + \sum_{i=1}^N \prod_{j=1}^i \frac{x^3(1-3j)}{3j(1+3j)(2+3j)}.$$

На рис. 2 и рис. 3 представлены графики временных характеристик оптических световодов, рассчитанные и построенные в системе MATCAD.

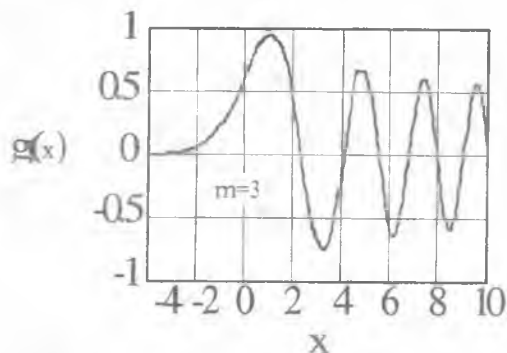


Рис. 2. Нормализованная импульсная характеристика НС с характеристическим показателем $m=3$

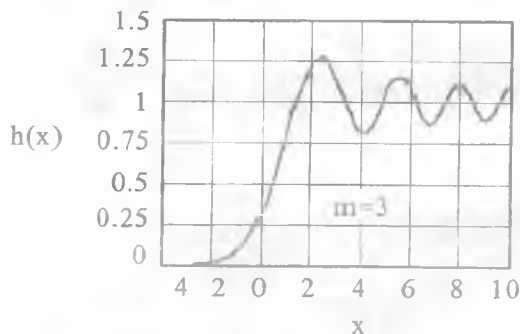


Рис. 3. Нормализованная переходная характеристика НС с характеристическим показателем $m=3$

Заметим, что аналогичными функциями описываются временные характеристики НС в виде изогнутых полосковых линий [4], а также открытых полосковых линий в области частот более 1 ГГц, где коэффициент затухания может быть представлен в виде степенной функции с характеристическим показателем $m=3$ [5].

Полученные выражения для временных характеристик могут быть использованы для расчета искажений импульсных сигналов в волоконно-оптических линиях связи, используемых в цифровых системах передачи и обработки информации.

Литература:

1. Ефимов И.Е., Шермина Г.А. Волноводные линии передачи. М.: Связь, 1979. - 232 с.

2. Dmitriyev V. N. Regression analysis of frequency characteristics for transmission line (generalize power regression) / Proceedings TEIC, Part 2. Actual problems of telecom. Tashkent-Antwerp.: Hogeschool Antwerpen 1999, pp. 72-77.
3. Золотарев В.М. Одномерные устойчивые распределения. - М.: Наука, 1983. - 304 с.
4. Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и математическими таблицами / Под ред. М. Абрамовица и И. Стиган. Пер. с англ. - М.: Наука, 1979. - 832 с.
5. Глебович Г.В., Ковалев И.П. Широкополосные линии передачи импульсных сигналов. - М.: Сов. радио, 1973. - 224 с.
6. Djordjevic A.R. et al. Analysis of Finite Conductivity Cylindrical Conductors Excited by Axially-Independent TM Electromagnetic Field // IEEE Transactions on microwave theory and Techniques. - V. MTT-33. - N10. -1985. - pp. 960-966.

ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВОЛНОВОДОВ

Абдузизов А.А., В.Н. Дмитриев

Направляющую систему (НС) для передачи электромагнитных волн, выполненную из диэлектрической пластины, стержня или трубки, принято называть диэлектрическим волноводом (ДВ). ДВ используются в технике миллиметровых и субмиллиметровых волн. Для регулярных однородных ДВ основную часть затухания электромагнитных волн определяют диэлектрические потери [1]

$$\alpha = 2729 \frac{\epsilon_r \lg \psi}{\lambda} \cdot \alpha(a, \lambda), \quad (1)$$

где $\alpha(a, \lambda)$ - фактор потерь.

Для расчета затухания ДВ можно воспользоваться графическими зависимостями $\alpha(2a/\lambda)$, приведенными в [1]. На рис. 1 приведена частотная зависимость коэффициента затухания ДВ из полиэтилена диаметром $a = 1$ см, имеющего $\epsilon_r = 2,5$ и $\lg \psi = 2 \cdot 10^{-4}$. Как видно из рисунка, графики, построенные в равнологарифмическом масштабе в выбранной области частот, имеют вид прямых линий, угол наклона которых зависит от типа волн. В нижней части диапазона для симметричных волн типа H_{01} и E_{01} графики ограничены критической частотой, равной для данного волновода 18,4 ГГц. При увеличении частоты затухание этих типов волн быстро возрастает. Для несимметричной волны HE_{11} таких резких изменений не происходит в связи с отсутствием критической частоты. Волна типа HE_{11} существует в ДВ единственной, что является преимуществом по сравнению с симметричными волнами.

Коэффициенты аппроксимации частотных зависимостей $\alpha = M \cdot f^m$ дБ/м ДВ ($\epsilon_r = 2,5$, $\lg \psi = 2 \cdot 10^{-4}$, $a = 0,5$ см) для различных типов волн приведены в таблице 1.

Таблица 1.

Тип волны	Диапазон частот f, ГГц	M	m
HE_{11}	15-35	0,04	0,91
H_{01}	20-35	0,003	1,64
E_{01}	20-35	$3,6 \cdot 10^{-5}$	2,9

Для практически используемой волны типа HE_{11} в широком диапазоне частот (15-35 ГГц) частотная зависимость коэффициента затухания описывается степенной функцией вида $\alpha = M \cdot f^m$ дБ/м, где показатель степени $0,75 < m < 1,25$ в зависимости от размеров ДВ, величины диэлектрической проницаемости и частотной зависимости $\lg \psi$. В указанном диапазоне частот коэффициент фазы ДВ имеет практически линейную зависимость.

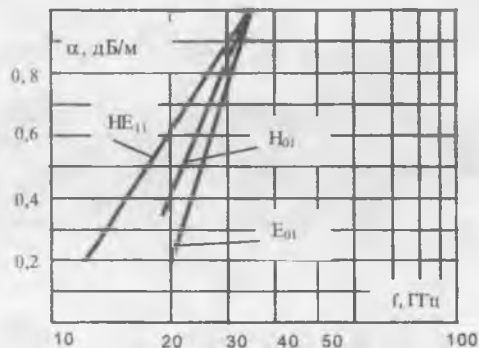


Рис. 1. Частотная зависимость коэффициента затухания для волн типов H_{01} , E_{01} и HE_{11} диэлектрического волновода ($\epsilon_r = 2,5$, $tg \psi = 2 \cdot 10^{-4}$, $a = 0,5 \text{ см}$).

В случае линейной фазочастотной характеристики, передаточная функция отрезка линии для указанного диапазона частот имеет вид

$$T(j\omega, m) = \exp[-j\omega t_1 - B_{1,m} \cdot \omega^m], \text{ или } T(j\Omega, m) = \exp(-j\Omega t_{1,m} - \Omega^m), \quad (2)$$

где $B_{1,m} = l \cdot B_m$, $t_{1,m} = t_1 \cdot B_{1,m}^{-1/m}$, $\Omega = \omega \cdot B_{1,m}^{1/m}$, $t_1 = t - t_3$ - время сдвинутое на время задержки сигнала в линии, l - длина линии, $B_m = M \cdot (2\pi)^{-m}$ - коэффициент аппроксимации частотной зависимости ослабления линии.

Для определения импульсной характеристики (ИХ) воспользуемся формулой обращения для нормализованной передаточной функции (2)

$$g(x_1, m) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} T(j\Omega, m) e^{j\Omega x_1} d\Omega, \quad (3)$$

где x_1 - приведенное время.

Воспользовавшись методом контурного интегрирования, можно получить представление временных характеристик (ВХ) в интегральной форме [2].

Для $0 < m \leq 2$, $x_1 > 0$

$$h(x_1, m) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left[-x_1^{m-1} \cdot V(\psi, m)\right] d\psi, \text{ если } m < 1, \quad (4)$$

$$h(x_1, m) = 1 - \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left[-x_1^{m-1} \cdot V(\psi, m)\right] d\psi, \text{ если } m > 1,$$

$$\text{где } V(\psi, m) = \left(\frac{\sin m\psi}{\cos \psi} \right)^{1-m} \cdot \frac{\cos[(m-1)\psi]}{\cos \psi}$$

Импульсную характеристику ДВ можно определить как производную от переходной характеристики $g(x, m) = dh(x, m)/dx$. При $m=1$, нормализованные ВХ диэлектрических волноводов соответствуют распределению Коши

$$h(x_1, 1) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \arctg x_1, \quad g_H(x_1, 1) = \frac{1}{\pi(1+x_1^2)} \quad (5)$$

Результаты численного моделирования временных характеристик ДВ для $m=0,75$; $m=1$; $m=1,25$ в системе MATCAD приведены в табл. 2 и на рис. 2.

Таблица 2. Импульсные характеристики $g(x_1, m)$ ДВ с линейной ФЧХ

x_1	$m=0,75$	$m=1,00$	$m=1,25$	x_1	$m=0,75$	$m=1,00$	$m=1,25$
0,00	0,3790	0,3183	0,2995	1,70	0,0655	0,0820	0,0979
0,10	0,3669	0,3152	0,2980	1,80	0,0607	0,0750	0,0891
0,20	0,3367	0,3061	0,2901	1,90	0,0564	0,0690	0,0811
0,30	0,2995	0,2920	0,2827	2,00	0,0526	0,0640	0,0740
0,40	0,2627	0,2740	0,2727	2,20	0,0460	0,0550	0,0618
0,50	0,2296	0,2550	0,2606	2,40	0,0407	0,0470	0,0519
0,60	0,2010	0,2340	0,2469	2,60	0,0362	0,0410	0,0440
0,70	0,1768	0,2140	0,2320	2,80	0,0325	0,0360	0,0375
0,80	0,1564	0,1940	0,2166	3,00	0,0293	0,0320	0,0323
0,90	0,1391	0,1760	0,2009	3,20	0,0266	0,0280	0,0280
1,00	0,1245	0,1590	0,1854	3,40	0,0243	0,0250	0,0244
1,10	0,1120	0,1440	0,1703	3,60	0,0223	0,0230	0,0214
1,20	0,1013	0,1310	0,1560	3,80	0,0205	0,0210	0,0189
1,30	0,0921	0,1180	0,1420	4,00	0,0189	0,0190	0,0168
1,40	0,0841	0,1080	0,1298	4,20	0,0175	0,0170	0,0150
1,50	0,0771	0,0980	0,1182	4,40	0,0163	0,0156	0,0134
1,60	0,0709	0,0890	0,1075	4,60	0,0152	0,0144	0,0121

Максимальное значение ИХ соответствует значению нормированного времени

$$x_1 = 0 \quad g_{\max}(0; m) = \frac{1}{m\pi} \Gamma\left(\frac{1}{m}\right)$$

Полученные ВХ имеют некоторые особенности, которые следует учитывать при выполнении расчетов. ВХ определены в области $-\infty < x < \infty$ и симметричны относительно оси ординат. Так как полученные формулы определяют ВХ только в области $x > 0$, то для расчета временных характеристик ДВ в области $x < 0$, следует воспользоваться формулами $g(-x, m) = g(x, m)$, $h(-x, m) = 1 - h(x, m)$.

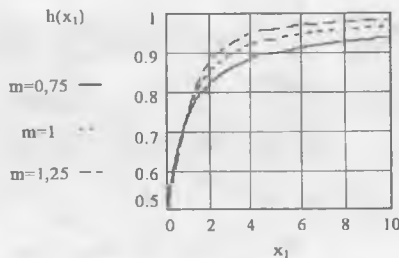


Рис.2. Графики нормализованных переходных характеристик $h(x_1, m)$ ДВ для $m=0,75$; $m=1$; $m=1,25$.

Для перехода от нормализованных ВХ к ВХ в абсолютных единицах необходимо воспользоваться формулами:

$$h(t_1, m) = h(x_1 \cdot N_m, m), \quad g(t_1, m) = (1/N_m) \cdot g(x_1 \cdot N_m, m), \quad (7)$$

где

$$x_1 = \frac{t_1}{N_m}, \quad N_m = (B_1)^{1/m} = \left[\frac{B_m f}{(2\pi)^m} \right]^{1/m} = \left[\frac{|\alpha_1(\omega)|}{\omega^m} \right]^{1/m}.$$

Коэффициенты m и B определяются по результатам аппроксимации частотных характеристик затухания НС [3].

Нормализованные временные характеристики удобно использовать для исследования распространения импульсных сигналов по ДВ.

Литература:

1. Ефимов И.Е., Шермина Г.А. Волноводные линии передачи. М.: Связь, 1979. - 232 с.
2. Золотарев В.М. Одномерные устойчивые распределения. - М.: Наука, 1983. - 304 с.
3. Dmitriyev V. N. Regression analysis of frequency characteristics for transmission line (generalize power regression) / Proceedings TEIC, Part 2. Actual problems of telecom. Tashkent-Antwerp: Hogeschool Antwerpen. 1999, pp. 72-77.

ИМПУЛЬСНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛИНИИ ПОВЕРХНОСТНОЙ ВОЛНЫ С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПОКРЫТИЕМ

Абдуазизов А.А., Дмитриев В.Н.

Линия передачи поверхностной волны (ЛПВ) представляет собой волновод, принципиально не отличающийся от диэлектрического, за исключением того, что ЛПВ имеет металлический проводник, роль которого по мере увеличения толщины диэлектрической оболочки снижается, сводясь в конечном счете к роли элемента, поддерживающего тип волны, но почти не участвующего в переносе энергии [1]. При наличии на проводнике ЛПВ диэлектрического покрытия поле поверхностной волны концентрируется в диэлектрике. Эффективный радиус поля r_0 , характеризующий проникновение поля в пространство, окружающее проводник, уменьшается по сравнению с ЛПВ без диэлектрического покрытия. Это существенно для защиты линии передачи от наводок и помех. ЛПВ с диэлектрическим покрытием могут быть использованы для организации связи в тоннелях, метро, вдоль следования подвижного транспорта и др. [2].

Эффективный радиус ЛПВ с диэлектрическим покрытием можно определить по выражению [1]:

$$x = y \frac{1}{2\pi} \sqrt{\ln \left(1,125 \frac{1}{y} \right)}, \quad (1)$$

где $x = (\gamma z_0) \sqrt{ad(1 - \gamma \epsilon)}$, $y = a/r_0$, λ_0 - длина волны в свободном пространстве; d - толщина диэлектрического покрытия, a - радиус провода, ϵ - диэлектрическая проницаемость изоляционного слоя.

Графическое решение трансцендентного уравнения (1) относительно y представлено на рис. 1.

Коэффициент затухания, обусловленный потерями в материале провода равен

$$\alpha_R = \frac{R_0}{Z_B} = \frac{\rho}{4\pi a Z_B \vartheta}, \quad (2)$$

где $Z_B = 60 \ln(0,68r/a)$ - волновое сопротивление ЛПВ с диэлектрическим покрытием, R_0 - погонное сопротивление провода, $\vartheta = \sqrt{2\rho/\omega\mu}$ - эквивалентная глубина проникновения поля в проводник, $Z_0 = 377 \text{ ом}$ - волновое сопротивление свободного пространства, ρ - удельное сопротивление материала проводника.

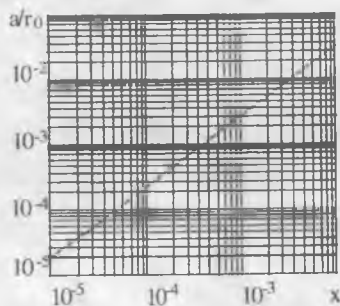


Рис. 1. График для определения граничного радиуса ЛПВ.

Диэлектрические потери в изоляционном слое вызывают дополнительное ослабление энергии, распространяющейся вдоль провода [1]

$$\alpha_r = \frac{d Z_0 \operatorname{tg} \delta}{2a Z_0 \epsilon_r \lambda_0} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (\lambda_0 / 2\pi r_0)^2}}, \quad (3)$$

где $Z_0 = 377 \text{ ом}$ - волновое сопротивление свободного пространства, $\operatorname{tg} \delta$ - тангенс угла диэлектрических потерь.

На рис. 2 приведены, рассчитанные по приведенным формулам, зависимости коэффициентов ослабления α_M (жирные линии) и α_e (тонкие линии), от частоты при различных значениях радиуса проводников для медных изолированных ЛПВ с параметрами: $d = 0,2 \text{ мм}$, $\epsilon_r = 2,5$, $\operatorname{tg} \delta = 5 \cdot 10^{-4}$, $\rho = 0,018 \text{ мкОм} \cdot \text{м}$, $\mu = 1$.

Аппроксимируя приведенных частотные зависимости затухания ЛПВ в диапазоне частот 2-100 ГГц, в виде степенных функций [3], получим следующие значения коэффициентов аппроксимации (таблица 1).

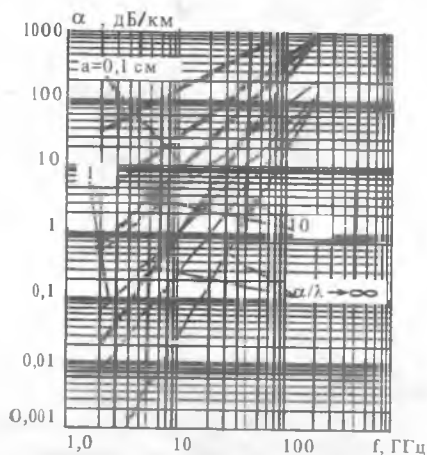


Рис. 2. Зависимость коэффициента затухания ЛПВ с диэлектрическим покрытием от частоты и размеров проводника для составляющих ослабления в металле (жирные линии) и ослабления в диэлектрике (тонкие линии).

Таблица 1. Частотная зависимости коэффициентов ослабления, определяемых потерями в металле (α_M) и потерями в диэлектрике (α_A) для ЛПВ с диэлектрическим покрытием в диапазоне частот 2-200 ГГц.

Размер ЛПВ a , мм	$\alpha_M = M_M \cdot f^m \text{ дБ/см}$		$\alpha_A = M_A \cdot f^n \text{ дБ/см}$	
	M_M	m	M_A	n
0,1	20	0,8	0,3	1,3
1	1,8	1,2	0,03	1,8
10	0,22	1,6	0,002	2,2
$a/\lambda \rightarrow \infty$	0,002	2,7	$3,4 \cdot 10^{-5}$	3

Таким образом, для ЛПВ с диэлектрическим покрытием в зависимости от размера линии ($0,1 \leq a \leq 10$ мм) характеристические показатели степенных функций принимают значения в интервалах $0,8 \leq m \leq 1,6$ и $1,3 \leq n \leq 2,2$. В указанном диапазоне частот зависимость коэффициента фазы от частоты представляется практически линейной функцией $\beta \approx (2\pi/c) \cdot f$. В общем случае, импульсные характеристики (ИХ) ЛПВ с диэлектрическим покрытием определяются сверкой двух ИХ, определяемых потерями в металле $g_M(x_1, m)$ и потерями в диэлектрике

$$g_A(x_1, n) = \int_0^t g_M(x_1, m) g_A(x_1 - \tau, n) d\tau.$$

Импульсную характеристику $g_M(x_1, m)$ или $g_A(x_1, n)$ можно определить по формуле обращения, например, для $g_M(x_1, m)$:

$$g(x_1, m) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} T(j\Omega, m) e^{j\Omega x} d\Omega, \quad (4)$$

где $T(j\Omega, m) = \exp(-j\Omega t_{l,m} - \Omega^m)$ - передаточная функция ЛПВ, $\Omega = \omega B_{l,m}^{1/m}$ - нормированная частота, $B_{l,m} = lB_m$, l - длина линии, $B_m = M(2\pi)^{-m}$ - коэффициент аппроксимации частотной зависимости ослабления линии, $t_{l,m} = t_l B_{l,m}^{1/m}$, $x_1 = t_l / N_m$, $t_l = t - t_3$ - время сдвинутое на время задержки сигнала в линии, $N_m = (B_1)^{1/m} = [l\alpha_1(\omega)]^{1/m} / \omega$.

Коэффициенты B , m или n определяются по результатам аппроксимации частотных характеристик затухания НС [3, 4].

Методом контурного интегрирования по формуле (4), можно получить представление импульсных характеристик (ИХ) ЛПВ в интегральной форме [5]:

$$g(x_1, \xi) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{\xi}{1-\xi} x^{\xi-1} V(\psi, \xi) \right) \cdot \exp \left[-x_1^{\xi-1} V(\psi, \xi) \right] d\psi, \quad (5)$$

$$\text{где } V(\psi, \xi) = \left(\frac{\sin \xi \psi}{\cos \psi} \right)^{\frac{\xi}{1-\xi}} \cdot \frac{\cos[(\xi-1)\psi]}{\cos \psi}, \quad 0 < \xi < 1, \quad x_1 > 0.$$

Для $1 < \xi \leq 2$ перед формулой (5) следует поставить знак минус $g(x_1, \xi)_{1 < \xi \leq 2} = -g(x_1, \xi)_{\xi < 1}$.

Максимальное значение ИХ соответствует значению нормированного времени \square и определяется формулой $g_{\text{гтвх}}(0; \xi) = (\sqrt{\xi\pi}) \cdot \Gamma(\sqrt{\xi})$. Результаты численного моделирования временных характеристик ДВ для $m=0,8$; $m=1,2$ $m=1,6$ в системе MATCAD приведены на рис. 3. Полученные ВХ имеют некоторые особенности, которые следует учитывать при выполнении расчетов. ВХ определены в области $-\infty < x < \infty$ и симметричны относительно оси ординат. Так как полученные формулы определяют ИХ только в области $x > 0$, то для их расчета в области $x < 0$, следует воспользоваться формулами $g(-x, \xi) = g(x, \xi)$. Для перехода от нормализованных ИХ к ИХ в абсолютных единицах необходимо воспользоваться соотношениями: $g(t_1, \xi) = (1/N_\xi) \cdot g(x_1 \cdot N_\xi, \xi)$.

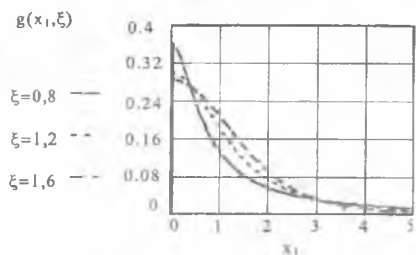


Рис.3. Импульсные $g(x, \xi)$ характеристики ЛПВ с диэлектрическим покрытием при учете потерь в металле и диэлектрике.

Полученные нормализованные временные характеристики удобно использовать для исследования распространения импульсных сигналов по ЛПВ с диэлектрическим покрытием.

Литература:

1. Ефимов И.Е., Шермина Г.А. Волноводные линии передачи. М.: Связь, 1979. - 232 с
2. Дмитриев В.Н. Временные характеристики линий поверхностной волны. // Вопросы кибернетики. Выпуск 160. <Современное состояние, проблемы и перспективы развития информатизации в Узбекистане>. Сборник докладов. Часть 2. - Ташкент: НПО "Кибернетика" АН РУз. - 2000. - С. 66-71.
3. Дмитриев В.Н. Регрессионный анализ частотных характеристик направляющих систем (обобщенная степенная регрессия). / Радиотехнические системы и устройства. Сб. научн. тр. Ч.5. Ташкент: ТЭИС. - 1999. - С. 149-155.
4. Dmitriyev V. N. Regression analysis of frequency characteristics for transmission line (generalize power regression) / Proceedings TEIC Part 2 Actual problems of telecom. Tashkent-Antwerp. Hogeschool Antwerpen. 1999. - P. 72-77.
5. Золотарев В.М. Одномерные устойчивые распределения. - М.: Наука, 1983. - 304 с.

ЗАЩИТА ОТ ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ КРИОГЕННЫМИ ЭКРАНИРУЮЩИМИ ОБОЛОЧКАМИ

В.И. Дмитриев

Интерес к экранированию импульсных электромагнитных полей проводящими оболочками обусловлен необходимостью решения задач защиты информации и электромагнитной совместимости при разработках современных измерительных систем, устройств вычислительной техники, систем передачи и обработки информации и др. При решении задач экранирования от импульсных электромагнитных излучений методы оценки экранирующих свойств металлических оболочек, принятые для квазистационарного режима, уже не достаточны, так как они не позволяют определить максимальное значение наведенных импульсных помех.

В основу теории электромагнитного экранирования положено нахождение временных характеристик экранирования (ВХЭ) по известным параметрам экранирования в частотной области. ВХЭ, используются для расчета амплитуды и формы наведенных импульсов и исследования зависимости параметров импульсных помех от вида материала, конфигурации и режима работы экранирующих оболочек.

Радикальным способом защиты от вредного воздействия импульсного электромагнитного поля помех и решения задач ЭМС радиоэлектронных устройств, является использование экранирующих оболочек, работающих в условиях глубокого охлаждения. Практическое использование обычных (нормальных) проводниковых материалов в условиях низких температур, условно их можно назвать *низкотемпературными нормальными проводниками* (НТП), а также *низкотемпературных* (НТСП), *среднетемпературных* (СТСП) и *высокотемпературных* (ВТСП) сверхпроводников позволяет повысить эффективность экранирующих устройств.

Криогенные экранирующие оболочки (КЭО) условно можно разделить на три группы: 1) КЭО обычной конструкции, работающие в условиях низких (криогенных) температур, соответствующих температуре жидкого азота (78 К) и ниже, например, температуре жидкого гелия (4,2 К); 2) КЭО специальной конструкции на основе низкотемпературных сверхпроводников в условиях охлаждения ниже критической температуры, при которой проводник переходит в сверхпроводящее состояние; 3) КЭО специальной конструкции на основе высокотемпературных сверхпроводников, в условиях охлаждения ниже критической температуры.

В КЭО используются фундаментальные свойства металлических проводников - уменьшение удельного сопротивления при понижении температуры. Линейная зависимость удельного сопротивления проводников практически сохраняется до температуры 40...60 К. По абсолютному значению удельное сопротивление проводников из меди, серебра и алюминия при снижении температуры до температуры жидкого азота (73 К) уменьшается на порядок, а при снижении температуры до температуры жидкого гелия (4,2 К) удельное сопротивление этих проводников уменьшается почти в сто раз.

Распределение поля внутри однородного проводника определяются уравнением $H(z) = H_0 \cdot \exp(-z/\delta)$, где H_0 - магнитное поле на поверхности проводника; δ - комплексная глубина проникновения поля.

В экранирующих оболочках из нормальных (не сверхпроводящих) металлов в зависимости от температуры наблюдается нормальный, слабый и сильный аномальный поверхностный эффект.

Для случая нормального поверхностного эффекта комплексная глубина проникновения равна $\delta = \sqrt{1/j\omega\mu\sigma}$, где ω - круговая частота; σ и μ - удельная проводимость и магнитная проницаемость материала экрана.

Температурная зависимость глубины проникновения определяется температурной зависимостью удельной проводимости металла. В диапазоне температур $-200...+200$ °С зависимость удельного сопротивления нормальных металлов имеет линейный характер $\rho(T) = \rho(20^\circ\text{C})[1 + \alpha_p(T - 20^\circ\text{C})]$, где $\rho(T) = 1/\sigma(T)$; α_p - температурный коэффициент удельного сопротивления металла; $\rho(20^\circ\text{C})$ - удельное сопротивление металла при комнатной температуре; T - температура в градусах °С. Для рассматриваемого случая нормализованная импульсная функция поглощения, имеет

вид: $g_n(q) = \frac{1}{2\sqrt{\pi}} q^{-\frac{3}{2}} \exp\left(-\frac{1}{4q}\right)$, где $g_n(q) = \frac{r\theta\mu\sigma}{a} \cdot g(q)$; $q = t/\tau_{1/2}$ - нормированное

время; $\tau_{1/2} = \theta^2(1/\mu)\sigma(T)$ - конструктивная постоянная экран; r , θ и a - радиус, толщина стенок и коэффициент, характеризующий форму экрана [1].

Обычные проводниковые материалы в условиях глубокого охлаждения характеризуются сильным аномальным поверхностным эффектом. В этом случае нормализованную импульсную функцию поглощения можно представить в виде $g_{1/3} = 0.24q^{-1.25} \exp(-0.48q^{-0.5})$.

Как показывают расчеты, при понижении температуры эффективность экранирования за счет эффекта диффузии возрастает. Например, для экранов из меди и алюминия снижение температуры до 70 К вызывает уменьшение максимального значения ИХЭ относительно максимального значения при комнатной температуре более чем на 20 дБ. При понижении температуры до 10 К эффективность экранирования возрастает до 60 дБ.

Некоторые металлы и сплавы обладают свойством сверхпроводимости при охлаждении до температур, близких к абсолютному нулю ($T=273$ °С). Сопротивление сверхпроводников при температуре ниже критической может иметь порядок 10^{29} Ом/см., что в 10^{14} раз меньше, чем сопротивление меди при комнатной температуре. Свойством низкотемпературной сверхпроводимости обладают такие металлы как алюминий с критической температурой 1,2 К, олово - 3,7 К, свинец - 7,2 К, ниобий - 9,3 К и др. Реально для создания КЭО на основе НТСП могут быть использованы лишь проводники из свинца и ниобия при охлаждении их жидким гелием, имеющего температуру кипения порядка 4,1 К.

Высокая стоимость получения жидкого гелия и сложность создания установок для поддержания температуры ниже критической, ограничивают возможность практического использования сверхпроводников на основе чистых металлов и вызвало поиски сплавов, обладающих более высокой критической температурой. В 1950-1970 годах такие сплавы были открыты. Это сплавы ниобия с оловом с критической температурой 18 К, ниобия с германием - 22 К и ниобия с кремнием - 25 К. Охлаждение этих сплавов можно производить жидким водородом, температура кипения которого 20 К. Сверхпроводники, созданные на базе указанных сплавов получили название сверхпроводников на основе теплой сверхпроводимости или *среднетемпературные сверхпроводники*.

Частотные и временные функции экранирующих оболочек на основе НТСП в условиях отсутствия сверхпроводимости будут определяться соотношениями, полученными для оболочек из нормальных проводников в температурной области существования аномального поверхностного эффекта. В область, экранированную

сверхпроводящим НТСП экраном, импульс проникнет без искажения формы, но с большим ослаблением. Например, для НТСП цилиндрической оболочки из свинца ($\theta = 0,05$ мм, $r = 1$ мм) ослабление в области сверхпроводимости составит более 4800 дБ при $T/T_c = 0$ и 1000 дБ при $T/T_c = 0,99$ (аналогичные данные для олова составляют 1970 дБ и 440 дБ). Экранируемый объем достаточно заключить в оболочку, покрытую тонкой пленкой из НТСП, охлажденной жидким гелием ($T_c = 4,2$ К). Для обеспечения ослабления импульсного сигнала в 200 дБ необходимая толщина пленки при этом составит около 1,5 мкм для экрана из свинца и 0,6 мкм для экрана из ниобия [2].

В связи с тем, что стоимость получения жидкого азота, имеющего температуру кипения порядка 77 К, в 200 раз меньше стоимости получения жидкого гелия с температурой кипения 4,1 К, поиски материалов, обладающих эффектом сверхпроводимости с более высокой критической температурой, привели к открытию в 1986...1989 годах разнообразных композитных материалов на базе керамики, имеющих критическую температуру выше температуры кипения жидкого азота. Эти материалы получили название *высокотемпературных сверхпроводников*. К ВТСП относятся материалы на основе иттрия, бария и окиси меди ($Y-Ba-Cu-O$) с критической температурой 90...100 К, материалы на основе талия с критической температурой 165 К и др. Ученые полагают о существовании композитных материалов с критической температурой, соответствующей обычной комнатной температуре 20°C. Эти материалы условно можно назвать *комнатотемпературными сверхпроводниками*. Непрерывное совершенствование технологии ВТСП с целью повышения критической температуры вплоть до комнатной открывает возможность широкого использования ВТСП в самых различных областях техники.

Частотный предел экранирующих свойств для высокотемпературных оксидных сверхпроводников лежит в инфракрасной области (10 ТГц), а допустимая мощность электромагнитной волны составляет $P = 2 \cdot 10^5$ Вт/см².

В температурной области отсутствия сверхпроводимости ($T > T_c$) материал ВТСП имеет только нормальную проводимость. Частотные и временные функции экранирования оболочек на основе ВТСП в условиях отсутствия сверхпроводимости будут определяться соотношениями, полученными для оболочек из нормальных проводников. При понижении температуры ВТСП экранов до критической температуры эффективность экранирования незначительно возрастает. Например, снижение температуры от комнатной до критической (T_c) вызывает уменьшение максимального значения ИХЭ относительно максимального значения при комнатной температуре на 10 дБ. При $T < T_c$ в область, экранированную сверхпроводящим ВТСП экраном из $YBa_2Cu_3O_{7-x}$, импульс проникает без искажения формы, но с большим ослаблением. Например, для ВТСП цилиндрической оболочки толщиной $\theta = 0,05$ мм и радиусом $r = 1$ мм, ослабление в области $T < T_c$ составит более 1800 дБ, при $T/T_c = 0$ и 200 дБ, при $T/T_c = 0,99$, где $T_c = 91$ К. Экранируемый объем достаточно заключить в оболочку, покрытую тонкой пленкой $YBa_2Cu_3O_7$, охлажденной до азотных температур ($y = 0,85$). Для ослабления импульсного сигнала в 200 дБ необходимая толщина экрана при этом составит 6 мкм [3].

Развитие теории электромагнитного экранирования проводящими оболочками в условиях низких температур открывает широкие перспективы конструирования высокоэффективных электромагнитных экранов на базе НТСП и ВТСП.

Литература:

1. **Dmitriyev V.N., Fedulov B. V.** Pulse functions of absorbing the normal metals under low temperatures. Proceedings TEIC. Actual problems of telecom. Tashkent-Antwerp. Hogeschool Antwerpen. 1998. - pp. 92-96.
2. **Дмитриев В.Н.** Защита от электромагнитных излучений криогенными экранирующими оболочками / "Цивилизация. Экология. Инсон" Илмий-амалий конференция материаллари. Тошкент: УПГА, ТЭАИ, 1999. - 162-169 б.
3. **Дмитриев В.Н.** Экранирующие оболочки из ВТСП материалов. / Вестник связи. N1. Минск, 1999. - С.157-160.

СЕТИ ETHERNET

Абдуазизов А.А., Багдасарян Д. А.

Термин Ethernet чаще всего используется для описания всех ЛВС работающих по принципу *множественный доступ с обнаружением несущей* (carrier sense multiple access/collision detection(CSMA/CD)), и является наиболее популярной сетевой архитектурой. Так был разработан сначала Fast Ethernet, а затем и Gigabit Ethernet. Рассмотрим по порядку.

Основы технологии

CSMA/CD относится к методам случайного доступа. Впервые такой метод был применен в конце 60-х при построении ГВС на Гавайских островах. Эта сеть послужила основой для разработки Исследовательским центром в Пало Альто (PARC) корпорации Xerox технологии Ethernet в 1970-м году. Ethernet должен был заполнить нишу между глобальными сетями, низкоскоростными сетями и специализированными сетями компьютерных центров, которые работали на высокой скорости, но на очень ограниченном расстоянии. Спецификация Ethernet выполняет те же функции, что и физический и канальный уровни модели OSI.[1]

Комитет IEEE в проекте 802 (февраль 1980) модифицировал два нижних уровня эталонной модели OSI, приспособив ее к задачам построения ЛВС.

Спецификация 802.1 определяет часть физического уровня и уровня канала данных модели OSI как три новых уровня физический, MAC (Medium Access Control управление доступом к среде) и LLC(Logical Link Control управление логическим каналом). [2]

Стандарт 802.2 определяет уровень LLC.LLC обеспечивает интерфейс протокола Ethernet с протоколами вышележащих уровней, например, с IP или IPX. Кадр LLC вкладывается в кадр MAC, и позволяет за счет полей DSAP (Destination Service Access Point) и SSAP(Source Service Access Point) идентифицировать адрес сервисов назначения и источников соответственно. Поле управления кадра LLC позволяет реализовать процедуры обмена данными трех типов.

1. Пакеты передаются и принимаются как дейтаграммы; дейтаграммы принимают все узлы сети, а используют только тот, кто их запрашивал. Этот тип сервиса используется в сетях NetWare.

2. Организуется логическое устройство, обеспечивающее организацию сеанса связи, управление потоком данных и контроль ошибок. Этот тип сервиса используется в сетях LANtastic.

3. Используются как дейтаграммы, так и сеансы точка-точка.

802.3 определяет уровень MAC, ответственный за формирование кадра Ethernet, получение доступа к разделяемой среде передачи данных и за отправку с помощью физического уровня кадра по физической среде узлу назначения.

Детектирование несущей (Carrier Sense)-разделяемая среда Ethernet, независимо от ее физической реализации, в любой момент времени находится в одном из трех состояний –свободна, занята, коллизия. Состояние коллизии возникает при одновременной передаче кадров более, чем одним узлом сети. Сетевой адаптер "прослушивает" сеть на предмет обнаружения занятости кабеля. В случае если кабель занят другой станцией, через промежуток времени, задаваемый с помощью генератора случайных чисел, попытка доступа повторяется. Максимальное число попыток передачи одного кадра – 16, после чего MAC-подуровень оставляет данный кадр и начинает передачу следующего кадра, поступившего с LLC-подуровня.

✓ Множественный доступ (Multiple Access) – каждый адаптер имеет равные шансы получить доступ к среде, когда кабель свободен.

✓ Обнаружение конфликтов (Collision Detect) - при начале передач пакета в сеть адаптер должен попытаться определить не начал ли одновременно с ним передачу другой адаптер (коллизия). При попытке одновременного доступа, оба адаптера должны освободить кабель и повторить попытку передачи по истечении случайного интервала времени.

Спецификация Ethernet предусматривает три различных типа кабельных систем и сетевой топологии, используемых для организации сетей: 10Base5, 10Base2, 10Base-T. 10 означает полосу пропускания кабеля (10 Мегабит в секунду), Base-метод немодулированной передачи (baseband), при котором в каждый момент времени по кабелю может передаваться только один сигнал. 5, 2 и T говорят о накладываемых на длину сегмента ограничениях.

В табл.1 приведены минимальные стандартные требования спецификации IEEE 802.3 [1]

Таблица 1. Ethernet (IEEE 802.3)

	10Base2	10Base5	10BaseT
Топология	Шина	Шина	Звезда-шина
Тип кабеля	RG-58 (Тонкий коаксиал)	Толстый коаксиал	Неэкранированная витая пара категории 3,4 или 5
Расстояние (м)	От 0.5 между компьютерами	От 2.5 между трансиверами и до 50 между трансивером и компьютером	До 100 между трансивером и концентратором
Максимальная длина кабельного сегмента	185	500	100
Максимальное число соединенных сегментов	5 (с использованием четырех репитеров), только к трем сегментам могут быть подсоединены компьютеры	5 (с использованием четырех репитеров), только к трем сегментам могут быть подсоединены компьютеры	Не определено
Максимальная общая длина сети (м)	925	2460	Не используется
Максимальное число компьютеров на сегмент	30	100	1

Появление Fast Ethernet

С ростом компании возрастает необходимость в расширении ЛВС. Можно выделить шесть проблем, проявляющихся с ростом ЛВС:

- ✓ Недостаточная пропускная способность;
- ✓ Неравномерность загрузки;

✓ Сложность построения гетерогенных сетей и обеспечения согласованной работы в них;

✓ Управление сетью;

✓ Защита данных и безопасность;

✓ Построение и обеспечение надежной работы кабельной системы.

Для повышения пропускной способности сети следует:

✓ Разделить потоки данных по сегментам с помощью коммутирующих концентраторов;

✓ Разделить «физическую» сеть на несколько логических сетей с помощью маршрутизаторов;

✓ Повыть скорость работы линий доступа к серверу до 100Мбит/с. [3]

Сегментация сети с помощью мостов или маршрутизаторов может повысить пропускную способность сегментов сети за счет их разгрузки от трафика других сегментов только в том случае, когда межсегментный трафик составляет незначительную долю от внутрисегментного, поскольку и мосты, и маршрутизаторы не обладают высокой внутренней пропускной способностью.

Коммутаторы, в отличие от традиционного моста, имеют большое количество портов и обеспечивает передачу кадров между портами одновременно. Это позволяет эффективно применять коммутаторы и для тех сетей, в которых межсегментный трафик не очень отличался от внутрисегментного. Таким образом имеется возможность соединить низкую стоимость технологий Ethernet с высокой производительностью сетей, построенных на основе коммутаторов.

Для преодоления 10-Мегабитной скорости на сегодня существует несколько стандартов высокоскоростной передачи данных: это 100BASET(Fast Ethernet), 100VG AnyLAN, FDDI и ATM. Самым проверенным – и в то же время пока довольно дорогим решением из всего этого списка является технология Fiber Distributed Data interface (FDDI), но она была специально разработана для построения магистралей сетей и слишком дорога для подключения к сети отдельных рабочих станций или серверов. [4] Нередко технологии сочетают :серверы объединяют по каналу 100 Мбит/с через кольцо FDDI, а сегменты подключают по 10 Мбит/с Ethernet.[3]

Технология Fast Ethernet является эволюционным развитием классической технологии Ethernet. В 1992 году группа производителей оборудования, включая таких лидеров технологий Ethernet как SunOptics, 3Com и ряд других образовали, некоммерческое объединение Fast Ethernet Alliance для разработки стандарта на новую технологию, которая обобщила бы достижения отдельных компаний в области Ethernet-преемственного высокоскоростного стандарта. В мае 1995 года комитет IEEE принял спецификацию Fast Ethernet в качестве стандарта 802.3u, который не является самостоятельным стандартом, а представляет собой дополнение к существующему стандарту 802.3 в виде глав с 21 по 30. Ее основными достоинствами являются:

✓ Увеличение пропускной способности сегментов сети до 100 Мб/с;

✓ Сохранение метода случайного доступа CSMA/CD Ethernet;

✓ Сохранение звездообразной топологии сетей и поддержка традиционных сред передачи данных – витой пары и оптоволоконного кабеля

Указанные свойства позволяют осуществлять постепенный переход от сетей 10Base-T – наиболее популярного на сегодняшний день варианта Ethernet - к скоростным сетям, сохраняющим значительную преемственность с хорошо знакомой технологией: Fast Ethernet не требует коренного переобучения персонала и замены оборудования во всех узлах сети. Важность совместимости Ethernet и Fast ethernet обусловлена широкой распространенностью технологии Ethernet. Например, в 1995

году 80% заказов на установку сетей приходилось на Ethernet со скоростью 10 Мбит/с. (4).

Официальный стандарт 100 Base-T (802.3u) установил три различных спецификации для физического уровня (в терминах семиуровневой модели OSI) для поддержки следующих типов кабельных систем:

- ✓ *100 Base-TX для двухпарного кабеля на неэкранированной витой паре UTP Category 5, или экранированной витой паре STP Type 1;

- ✓ *100 Base-T4 для четырехпарного кабеля на неэкранированной витой паре UTP Category 3,4 или 5;

- ✓ *100Base-FX для многомодового оптоволоконного кабеля.

Отличия Fast Ethernet от Ethernet сосредоточены только на физическом уровне. Подуровни LLC и MAC в стандарте Fast Ethernet не претерпели изменений. Также не отличаются форматы кадров. Различие состоит только во времени их передачи. Все времена передачи кадров Fast Ethernet в 10 раз меньше соответствующих времен технологии 10-Мегабитного Ethernet'a: битовый интервал составляет 10 не вместо 100 нс. А межкадровый интервал- 0,96 мкс вместо 9,6 мкс соответственно (1,4)

Спецификация Gigabit Ethernet.

Хотя переход на новые высокоскоростные технологии, также как Fast Ethernet начался не так давно, разработчики и пользователи стали проявлять интерес к технологиям для локальных сетей с гигабитными скоростями в связи с двумя обстоятельствами- во-первых, с успехом сравнительно недорогой(по сравнению с FDDI) технологией ATM на пути к конечному пользователю.

Ныне у сетевых администраторов, замученных конфликтами трафика данных, появился стандарт для нового класса простых, доступных по цене и высокопроизводительных коммутаторов, маршрутизаторов и серверов, пригодных для использования в магистральных ЛВС. Несложная модернизация каналов Fast Ethernet с пропускной способностью 100 Мбит/с позволит передавать трафик на скорости 1 Гбит/с станут в десять раз быстрее, превратившись в Fast Ethernet (5)

Повышение производительности достигается при минимальных затратах- как финансовых, так и связанных с обучением и переналадкой действующего оборудования и приложений. В технологии Gigabit Ethernet используются те же размеры и формат кадра, что и в других спецификациях Ethernet. Кроме того, многие приложения, инструменты управления, процедуры настройки, установки и устранения неполадок, уже применяемые администраторами сетей Ethernet, не претерпят каких-либо изменений.

Технология Gigabit Ethernet объединяет полнодуплексное управление доступом к среде и классический метод множественного доступа с контролем несущей и обнаружением конфликтов (CSMA/CD MAC). Хотя большинство реализации Gigabit Ethernet будут опираться на бесконфликтный доступ и изменяемую топологию, которые допустимы в полнодуплексном режиме, рабочая группа по стандарту 802.3z решила расширить технологию CSMA/CD MAC, чтобы обеспечить производительность 1 Гбит/с. Соответствие стандарту 802.3z означает:

- ✓ Сохранение минимального и максимального размеров кадра такими же, как в ныне действующем стандарте IEEE 802.3;

- ✓ Поддержку формата кадра IEEE 802.3;

- ✓ Простую передачу данных между каналами Ethernet с пропускной способностью 10 и 100 Мбит/с, 1 Гбит/с;

✓ Поддержку на физическом уровне набора спецификаций, обеспечивающих связь при длине кабеля не менее 500м (многомодовый световод), 25м (медный кабель, предпочтительно 100м), 3км (одномодовый световод);

✓ Использование метода доступа CSMA/CD с поддержкой хотя бы одного домена с повторителем или детектором конфликтов;

✓ Работу со скоростью 10 Гбит/с на уровне MAC (управления доступом к среде передачи данных);

✓ Работу в полнодуплексном и полудуплексном режимах;

Управление потоком данных в соответствии со стандартом IEEE 802.3x;

✓ Поддержку топологий типа «звезда».(5)

Стандарт Gigabit Ethernet заимствует ряд технологических решений из стандарта для ANSI волоконно-оптического канала Fiber Channel, используя, по существу, тот же набор кодов. Наряду с расширением полосы пропускания 802.3z поддерживает новую разновидность продуктов, способных маршрутизировать трафик различных сетей с гигабитной скоростью передачи данных, т. е. в 100 раз быстрее традиционных программных маршрутизаторов. Практически все современные межсетевые технологии полностью совместимы со спецификациями Gigabit Ethernet, также как с Ethernet или Fast Ethernet.

Благодаря Gigabit Ethernet сетевые администраторы смогут лучше удовлетворять требования к полосе пропускания со стороны серверов и настольных ПК, на которых с каждым днем работают все более сложные приложения, обрабатывающие гигантские массивы научной, технической и медицинской информации. Кроме того, расширение полосы дает простор передаче мультимедийного графика, видеоизображений, проведению конференций в сложных средах, Internet-телефонии и дистанционному обучению.

Литература:

1. Компьютерные сети: Учебный курс/пер. с англ. – М.: Издательский отдел «Русская редакция» ТОО «Channel Trading LTD».-1997.-697с.:ил.
2. Афанасьев М.А. и др. Локальные вычислительные сети: Учебник для вузов связи.-М.: Радио и связь. 1996. — 317 с.: ил. 103.
3. Глинников М.В. Сеть на вырост. Мир ПК. №2 1996 г., стр 156-159.
4. Чедвиг О'Гратмотный. Расширяем форватер или как увеличить пропускную способность сетей. Компьютерра №2 (129) 1996 г., стр. 8-10.
5. Дуг Руби. Спецификация Gigabit Ethernet утверждена. Сети №1. 1999 г., стр. 84-85.

ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ СИНТЕЗАТОРОВ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Абдуазизов А.А., Васильева М.Г., Азимова О.М

Проектирование синтезаторов в области сверхвысоких частот (СВЧ) связано с такими трудностями, как обеспечение чистоты выходных колебаний, так и создание высокоскоростных делителей и умножителей частоты, являющихся основными компонентами синтезаторов частот. В технике связи СВЧ широко применяют декадные синтезаторы, при разработке которых используют два основных метода: прямого и косвенного синтеза.

Метод прямого синтеза основан на выполнении ряда арифметических операций над частотой колебания опорного генератора с последующей фильтрацией требуемого колебания выходного сигнала.

При методе косвенного синтеза выходное колебание создается диапазонным генератором с электронной перестройкой, стабилизируемым датчиком опорной частоты с помощью кольца фазовой автоподстройки частоты. В сложных синтезаторах можно использовать комбинацию этих методов, что позволяет реализовать наилучшие электрические параметры, присущие различным схемам синтеза частот.

При проектировании синтезаторов частот должны выполняться следующие основные требования:

- высокая технологичность и надежность параметров комплектующих элементов;
- получение относительных потерь пропускания от 0,01 до 100%;
- возможность получения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) близкой к прямо угольной, при линейной фазовой частотной характеристике (ФЧХ),
- возможность достижения малых потерь в полосе пропускания. Этим требованиям удовлетворяют синтезаторы частот на фильтрах поверхностно акустических волн (ПАВ).

Рассмотрим некоторые схемы синтезаторов на этих фильтрах.

1. Синтезаторы прямого синтеза частот на ПАВ

1.1 Основные элементы и узлы синтезаторов.

Как показали исследования [1,2] наиболее перспективным направлением в области синтеза СВЧ оказалась разработка синтезаторов прямого синтеза частот с использованием деления, умножения и суммирования выходных сигналов с ПАВ приборами. Такое построение схем обеспечивает одновременное достижение большой скорости коммутации низкого уровня шумов, малого объема аппаратуры при большом числе каналов и средней стоимости.

Синтезаторы прямого синтеза до последнего времени применялись редко, и это было связано, главным образом, с необходимостью наличия в их составе большого числа фильтров, которые обычно изготавливались из дискретных элементов и отличались громоздкостью и большой трудоемкостью.

В этом случае использование фильтров на ПАВ с высоким коэффициентом прямоугольности, линейной ФЧХ, дает большие перспективы в создании микроминиатюрных приборов высокой надежности.

Простая и наиболее распространенная схема синтезатора на ПАВ (рис.1) представляет собой последовательное соединение опорного генератора, формирователя импульсов, блока коммутируемых ПАВ-фильтров, усилителя и умножителя частоты.

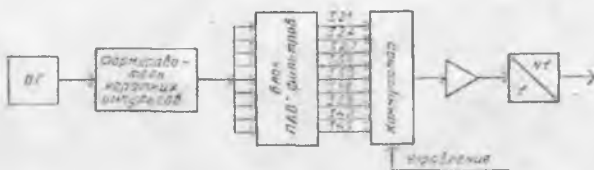


Рис. 1 Структурная схема синтезатора частот на ПАВ

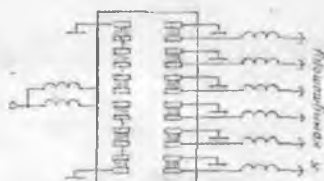


Рис. 2 Электрическая схема блока ПАВ фильтров

Одной из трудностей проектирования синтезаторов частот на ПАВ-фильтрах, в частности гребенчатых, является объединение входных встречно-штыревых преобразователей (ВШП) фильтров на ПАВ без увеличения вносимых потерь.

Эта задача может быть решена с использованием схем ВШП последовательно-параллельного типа (рис. 2)

В этом случае подается на вход фильтра ПАВ равномерный спектр гребенчатой формы, образованный из колебаний опорного генератора с частотой $\Omega = 2\pi\Delta f$.

Спектр частот последовательности импульсов субнаносекундной длительности τ определится по формуле (1)

$$e(t) = E \left[\frac{\tau}{T} + \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin(\pi n \Omega \tau / 2)}{n} \cdot \cos(n \Omega t - U_n) \right] \quad (1)$$

где E - амплитуда импульсов,

T - период повторения импульсов, равный интервалу времени между нулями ПАВ фильтра.

Таким образом амплитуда напряжения n -мой гармонической составляющей будет равна

$$U_n = \frac{2E}{\pi} \left| \sin \frac{n \Omega \tau}{2} \right| \quad (2);$$

ее фаза

$$U_n = \arctg(1 - \cos n \Omega \tau) / \sin(n \Omega \tau) = n \Omega \tau / 2 U \quad (3).$$

Для этого случая структурная схема радиоимпульсного генератора гармоник с высокочастотной импульсной модуляцией и дополнительным делением частоты в диапазоне 420...640 с шагом 1 МГц и 10 МГц имеет вид, представленный на рис. 3(а) и (б).

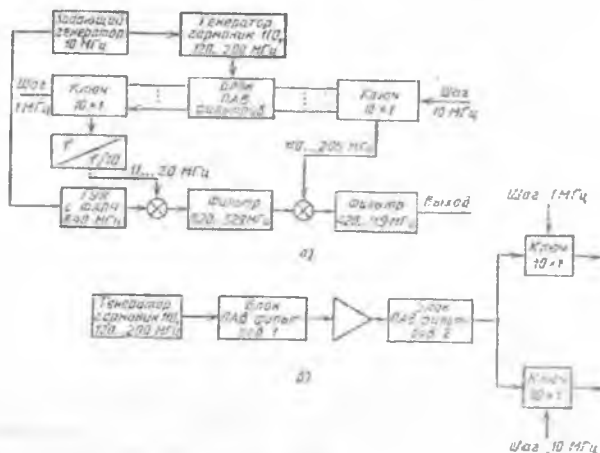


Рис. 3 а) Структурная схема синтезатора на ПАВ фильтрах с делителем частоты и с двойным преобразованием. б) Формирователь опорных частот

Схема синтезатора будет оптимальной тогда, когда в синтезаторах используются различные методы синтеза сетки частот. При увеличении числа частот используется комбинация других известных методов - деления, умножения и суммирования сигналов.

Для минимизации объема синтезатора широко использованы гибридная технология и модульный принцип построения. Модуль фильтров состоит из пяти экранированных керамических подложек. На первой подложке размещен генератор гармоник и первый блок ПАВ фильтров, на второй - усилители, на третьей - второй блок ПАВ фильтров и цепи согласования. Четвертая и пятая подложки заняты ключами. Все подложки изготавливаются методом тонкопленочной технологии.

Линейки ПАВ фильтров могут быть выполнены на кварцевой подложке ST-среза. Характеристика фильтра сформирована прореживанием электродов ВПП.

В связи с жесткими требованиями к уровню шумов и паразитных сигналов в синтезаторе в качестве преобразователей используют двойные балансные смесители с минимальным уровнем интермодуляционных искажений и полосовые фильтры с высоким внеполосным подавлением. Для расширения диапазона выходных частот синтезатора и снижения рабочей частоты высокочастотной линейки ПАВ фильтров на ее выходе ставятся умножители частоты на 2. В этом случае в синтезаторе можно получить уровень паразитных сигналов - $63\text{дБ} + 6\text{дБ} = -57\text{дБ}$ относительно уровня несущей полезного сигнала [2,3].

Интерес представляет нашедшая практическое применение схема синтезатора (рис.4), в которой все элементы могут быть выполнены на ПАВ - элементах. В частности рассмотрим организацию синтезатора 10 частот на ПАВ фильтрах с шагом 5 МГц в диапазоне 450-495 МГц.

Синтезатор частот состоит из пяти последовательно включенных декад, каждая из которых включает в себя синхронизированный генератор гармоник (СГГ), селектор, смеситель и ПАВ фильтры.

Все декады синтезатора построены по единому принципу. В СГГ формируется спектр частот в соответствующем диапазоне частот с шагом 5 МГц, который подается

на вход селектора частот. Далее поступает на вход смесителя. Сигнал суммарной частоты с выхода смесителя поступает через переключаемый ПЧВ фильтр на вход делителя частоты на 10, а затем через фильтр нижних частот - на сигнальный вход смесителя следующей декады.

Фильтры Ф6 и Ф7, включенные каскадно через усилитель, стоящие после смесителя в пятой декаде, настроены на суммарную частоту смесителя. Они предназначены для подавления частоты, гетеродина и ненужных продуктов преобразования смесителя. После фильтров сигнал поступает на умножитель частоты с N 20. Сигнал с выхода умножителя является выходным сигналом синтезатора в диапазоне 10 10, 99999 ГГц с шагом 10 КГц и выходной мощностью не менее 2 мвт. В отличие от первых четырех декад, в пятой декаде нет делителя на 10. Вследствие этого, а также наличия после нее умножителя частоты с N 20, к выходному сигналу пятой декады предъявляются высокие требования к подавлению побочных составляющих. Для обеспечения их подавления в выходном сигнале селекторов, следующих через 5 МГц, используют два селектора, включенных каскадно через усилитель. Переключаемые фильтры Ф6, Ф7 на выходе последней декады должны иметь полосы:

первого поддиапазона

$$\Delta f_1 = 500 \dots 525 \text{ МГц}$$

второго поддиапазона

$$\Delta f_2 = 525 \dots 550 \text{ МГц}$$

и обеспечивать необходимое затухание.

Балансные смесители, стоящие в декадах синтезатора частот, обеспечивают в этом диапазоне подавление частот fr и $fr+2fc$. Таким образом фильтры Ф6 и Ф7 должны обеспечивать избирательность порядка 65.. 70 дБ [1], что могут обеспечить только фильтры на ПЧВ.

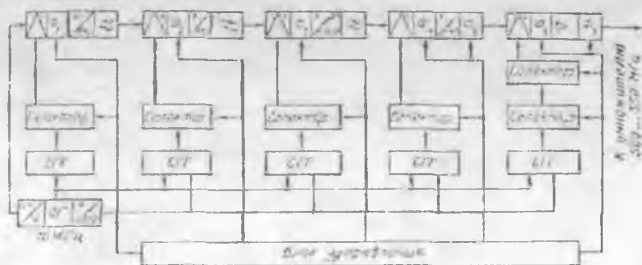


Рис. 4 Структурная схема декадного синтезатора частот дециметровых волн на ПЧВ устройствах.

Эта схема отличается от других тем, что в ней увеличен порядок комбинационных частот, возникающих в смесителях декад (не меньше 10), и введена дополнительная фильтрация переключаемыми фильтрами на выходах декад. Схема свободна от некоторых недостатков, присущих схеме с переключением двух синтезаторов, так как при отказе даже нескольких фильтров возможно только пропадание ряда частотных позиций, что устраняется, например, в широкополосных системах применением некоторой избыточности в передаваемом

сообщении. При этом в системе связи не возникают дополнительные помехи, а в синтезаторе практически исключено появление ложных частот.

Анализ этой структурной схемы показывает, что можно улучшить некоторые характеристики схемы, введя дополнительные схемы на ПАВ в цепь СГГ селектора. К таким характеристикам можно отнести стабильность частоты и надежность работы синтезатора. К основным характеристикам схемы можно отнести следующее:

1. Скорость переключения определяется шириной полосы пропускания фильтров в тракте и временем переключения ключей. Для получения времени переключения не более, например 5 мкс, полосы фильтров должны составлять не менее единиц МГц, а время переключения ключей не более $1 \dots 2$ мкс, что легко выполняется.

2. При малых отстройках отношение сигнал-шум будет определяться в основном, как и во всех синтезаторах частот, качеством опорного сигнала. При больших отстройках - отношением сигнал-шум в тракте до умножения.

3. Отношение сигнал - побочная накладывает определенные требования на характеристики фильтров декад и в большой степени зависит от конструкции и режимов работы отдельных узлов, таких как умножители, усилители и т.д.

Таким образом использование в блоках синтезатора ПАВ-фильтров даёт следующее улучшение качественных показателей синтезатора:

- селектор, выполненный на ПАВ-элементах, будет обладать более высокой селективностью, стабильностью, надёжностью;
- фильтры ФБ, Ф7 - будут иметь большую скорость переключения;
- СГГ - улучшение частотных характеристик гармоник;
- увеличивается отношение сигнал-шум в тракте преобразователя частот;
- не накладываются дополнительные требования к умножителям и избирательным усилителям.

Литература:

1. Поверхностные акустические волны / Под ред. А. Оливера; Мир-1981г.
2. Поверхностные акустические волны и материалы для устройств на поверхностных акустических волнах / ТИИЭР - 1976г.
3. Генерация и синтез частот с применением приборов на поверхностных акустических волнах / Зарубежная электротехника -1971г.

ДОВЕРИТЕЛЬНЫЕ ВЕРОЯТНОСТИ ОЦЕНКИ ТОЧНОСТИ ПОЛОЖЕНИЯ ПУНКТОВ НАБЛЮДЕНИЯ

Абдуазизов А.А., Ахатов Ю.К.

Вопросы оценки точности измерения (положения, обнаружения и т.п.) координат объектов в пространстве представляют определенный интерес во многих исследованиях и особенно в тех, где требуются гарантированные (по точности, достоверности, разрешающей способности) расчеты.

Известно, что статистическая функция распределения случайной величины вычисляется по формуле

$$p_k^*(x) = p_k^*(X \leq t\sigma_x) = \frac{K_x}{K} \quad (1)$$

где K - объем выборки; K_x - частота полученных в выборке значений случайной величины $X \leq t\sigma_x$; σ_x - выборочный стандарт. Определим Δ_p - систематическую и m_p - среднеквадратическую погрешность по формулам:

$$\Delta_p = \left(\sum_{i=1}^l \Delta_i \right) / l \quad (2)$$

$$m_p = \left(\sum_{i=1}^l (\Delta_i - \Delta_p)^2 / (l-1) \right)^{1/2} \quad (3)$$

где Δ_i - разность между статистическим P_i^* и теоретическим P_i значениями вероятностей в общих точках, соответствующих равномерно нарастающему значению доверительного коэффициента t ; l - количество сравниваемых точек на кривой распределения, равномерно отстоящих друг от друга; $i=1, 2, \dots, l$.

Поскольку оценки (2), (3) предусматривают использование интервалов, равномерно распределенных по всей исследуемой кривой распределения, то для установления допустимых значений Δ_p и m_p необходимо знать стандарт частоты в среднем для всей исследуемой теоретической кривой, который можно определить по формуле

$$\sigma_p = \left(\sum_{i=1}^l p_i(1-p_i) / nl \right)^{1/2} \quad (4)$$

Аналитически один и тот же стандартный эллипс погрешностей можно представить матрицей тензора второго ранга либо в обобщенной системе координат, либо в прямоугольной декартовой системе координат, либо в системе главных осей стандартного эллипса, а именно

$$D_n = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 & 0 \\ 0 & \sigma_2^2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

где σ_1 и σ_2 - стандарты погрешностей по направлениям главных осей эллипсов, вычисляемые по формулам

$$\sigma_1^2 = \sigma_w^2 \text{ или } \sigma_2^2 = \sigma_{yt}^2 = \sigma_{cp}^2 \pm \sqrt{\sigma_{cp}^4 - \sigma_R^4} \cos 2\varphi_i \quad (6)$$

где $\sigma_R^4 = \det \begin{bmatrix} K_{xx} & K_{xy} \\ K_{xy} & K_{yy} \end{bmatrix} = \det K(X, Y)$,

$$\sigma_{\sigma}^2 = (\sigma_1^2 + \sigma_2^2) / 2.$$

Из условия подобия доверительных эллипсов:

$$\Delta_{\sigma} = \begin{bmatrix} X_{q1}^2 & X_{q1} X_{q2} \cos \gamma \\ X_{q1} X_{q2} \cos \gamma & X_{q2}^2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

где X_{q1} и X_{q2} – случайные погрешности по направлениям сопряженных диаметров стандартного эллипса погрешностей, γ – угол между X_{q1} и X_{q2} .

$$\Delta_{\sigma} = \begin{bmatrix} X^2 & \rho XY \\ \rho XY & Y^2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

где X и Y – случайные погрешности по направлениям осей X и Y , $\rho = 0, \pm 1$;

$$\Delta_{\sigma} = \begin{bmatrix} X_1^2 & 0 \\ 0 & X_2^2 \end{bmatrix} \quad (9)$$

где X_1 и X_2 – случайные погрешности по направлениям главных осей стандартного эллипса погрешностей.

Тогда $\Delta_q, \Delta_{xy}, \Delta_{\sigma}$ будут доверительными, если

$$\frac{X_{qi}}{\sigma_{qi}} = \frac{X_{i2}}{\sigma_{q2}} = \frac{X}{\sigma_x} = \frac{Y}{\sigma_y} = \frac{X_1}{\sigma_1} = \frac{X_2}{\sigma_2} = t \quad (10)$$

где t – квантиль нормального закона, образует плоское тензорное поле, геометрически представляемое доверительными эллипсами, радиусы-векторы которых будут t – кратными радиусам-векторам стандартного эллипса погрешностей.

В общем виде плотность распределения тензорного поля на плоскости можно представить функцией

$$\phi(T_2) = C_2 \exp\left(-\frac{1}{2} T_2^2\right) \quad (11)$$

где T_2^2 – нормированная случайная матрица

$$T_2^2 = t^2 E_2 = t^2 e^{i\theta}, t > 0, 0 \leq \theta \leq 2\pi, i = \sqrt{-1} \quad (12)$$

где E_2 – единичная матрица 2×2

Тогда

$$\phi(T_2) = \phi(t, \theta) = C_2 \exp\left(-\frac{1}{2} t^2 e^{i\theta}\right) \quad (13)$$

что в свою очередь $\phi(t, \theta)$ представляет как произведение $\phi(\theta) = e^{i\theta/2\pi}$ на

$\phi(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-t^2/2}$. Здесь угловой элемент распределен равномерно, а линейный –

нормально. Если вместо T_2^2 подставить след матрицы с учетом (10), то

$$\phi(X_{q1}, X_{q2}) = \phi(X, Y) = \phi(X_1, X_2) = \frac{1}{2\pi} e^{-t^2} \quad (14)$$

Эта функция характеризует плотность распределения тензорного поля, нормированного по отношению к эллипсу, радиусы - векторы которого в $\sqrt{2}$ раз больше радиусов – векторов стандартного эллипса погрешностей. Замена переменной t в (14) на переменную $\xi^2 = t\sqrt{2}$ и представление ее в декартовой системе координат через независимые составляющие U и V в виде $\xi^2 = u^2 + v^2$ позволяет записать функцию распределения векторного поля в виде

$$P(G) = \frac{1}{2\pi} \iint_{\Pi} \exp\left[-\frac{1}{2}(u^2 + v^2)\right] dudv \quad (15)$$

При переходе к полярным координатам ψ и ρ получим

$$P(G) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} d\psi \int_0^{\xi_2} \rho e^{-\rho^2} d\rho = \frac{\theta}{2\pi} (1 - e^{-\xi_2^2}) = P(\xi_2, \theta), \quad 0 \leq \theta \leq 2\pi \quad 0 \leq \xi_2 \leq \infty \quad (16)$$

или переходя к плотности и имеем:

$$\varphi(\xi_2, \theta) = \frac{1}{2\pi} e^{i\theta} 2\xi_2 e^{-\xi_2^2} \quad (17)$$

что дает нормированную, кратерообразную поверхность распределения векторного поля с нулевой вероятностью распределения в центре.

Эта функция является частным случаем дзета – распределения, плотность которого в n -мерном пространстве характеризуется функцией плотности

$$\varphi(\xi_n) = \frac{\sqrt{2n}}{\Gamma\left(\frac{n}{2}\right)} \left(\frac{\xi_n \sqrt{n}}{\sqrt{2}}\right)^{n-1} e^{-\frac{\xi_n^2}{2}} \quad (18)$$

где

$$\xi_n = \left(\frac{k}{n} \sum_{k=1}^n \frac{X_k^2}{\sigma_k^2}\right)^{1/2} \quad (19)$$

Функция дзета – распределения не изменится, если нормированная случайная величина ξ_n будет определяться соотношением

$$\xi_n = \left(\sum_{k=1}^n X_k^2 / \sigma_\varphi^2(k)\right)^{1/2} \quad (20)$$

где $\sigma_\varphi(k)$ – радиус – вектор стандартного эллипса рассеяния по направлению данного n -мерного случайного вектора. На плоскости радиус – вектор определяют по формуле $\sigma_\varphi(2) = \sigma_1 \sigma_2 / (\sigma_1^2 \sin^2 \varphi + \sigma_2^2 \cos^2 \varphi)^{1/2}$.

Таким образом, распределение вероятностей случайных векторов, определяемых по независимым нормально распределенным координатам X и Y не зависят от соотношения стандартов случайных погрешностей по осям эллипса. Рассмотренные распределения показывают, что они не характеризуют сечения по вероятности соответствующей площади сечения к области рассеивания случайных точек на плоскости. Это связано с неадекватностью применения методик оценивания при переходе от одномерных к многомерным случаям.

Литература:

1. Новицкий П.В., Зограф И.А. Оценка погрешностей результатов измерений. – М.: Энергоатомиздат, 1985, 248с.
2. Абдуазизов А.А., Дмитриев В.Н. Нелинейная составляющая фазы передаточных функций однородных распределенных систем. Сб. научных трудов “Радиотехнические системы и устройства”. Часть 5, Ташкент, ТЭИС, 1999, 2с.
3. Ахатов Ю.К. О разрешающих вероятностных характеристиках при построении результирующей доверительной области погрешностей по системе наблюдений. Сб. научных трудов “Исследование элементов сетей и узлов электрической связи”, Ташкент, ТГТУ, 1991, 6с.

ОСОБЕННОСТИ КЛАССИФИКАЦИИ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ, ПОДОБНЫХ И ОБРАТНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Зелинский М.М., Козлов В.А.

К настоящему времени в теории электрических цепей (ТЭЦ) имеются неточности в определении эквивалентных, подобных, обратных и дуальных цепей. Кроме этого при анализе ЭЦ используется большое число не чётко определяемых принципов: принцип взаимности и взаимосоответствия [1], частным случаем которого является обобщённый принцип дуальности. Для устранения путаницы в использовании различных понятий в ТЭЦ, необходимо при их определении вводить существенные, ключевые признаки. Таким признаками могут служить способы преобразования уравнений двух цепей, рассматриваемые ниже.

Пусть цепи a и b , не содержащие источников, описываются матричными уравнениями, связывающими токи и напряжения на внешних зажимах:

$$[I_a] = [Y_a][U_a] \text{ и } [I_b] = [Y_b][U_b],$$

где $[Y]$ - матрица Y - параметров.

Две цепи назовём подобными, если уравнение 1-ой цепи переходит в уравнение 2-ой при умножении слева и справа на диагональную матрицу $[K]$ с постоянными коэффициентами. При этом, очевидно,

$$[K][Y_a][K] = [Y_b],$$

т.е. имеет место подобие матриц Y - параметров

Две цепи a и b назовём эквивалентными, если они описываются одинаковыми уравнениями на внешних зажимах. Они представляют частный случай подобных цепей, когда

$$[K] = [E],$$

где $[E]$ - единичная матрица.

Две цепи a и b назовём дуальными, если уравнение 1-ой цепи переходит в уравнение 2-ой цепи после его обращения и умножения слева и справа на диагональную матрицу $[G]$ с постоянными коэффициентами, имеющими размерность проводимости. При этом:

$$[G][Y_a][G] = [Y_b],$$

т.е. имеет место подобие матриц Z - параметров одной и матриц Y - параметров другой цепи.

Две цепи a и b назовём обратными, если уравнение 1-ой цепи переходит в уравнение 2-ой цепи после его обращения и умножения слева и справа на диагональную матрицу $[G_0]$, имеющий смысл нормы (заранее заданной). Таким образом обратные цепи представляют частный случай дуальных, когда $[G]$ заранее задано, т.е.

$$[G] = [G_0].$$

Опуская доказательство из-за ограниченного объёма статьи, отметим, что подобные цепи отличаются тем, что в одной из них подключение источников к внешним зажимам производится через идеальные трансформаторы, а в другой - напрямую. Аналогично, дугные цепи отличаются тем, что в одной из них подключение источников к внешним зажимам происходит через инвертор сопротивления, а в другой - напрямую.

Вывод: Предложена методика классификации электрических цепей по признаку преобразования их уравнений, связывающих напряжения и токи на внешних зажимах.

Литература:

1. Анализ электрических цепей контурно-узловым методом. Методические рекомендации по курсу ТЛЭЦ, составители: А.М. Иваницкий, А.А. Игошин. Под редакцией П.П. Воробийенко. Одесса, ОЭИС, 1983г.
2. Н.Г. Максимович. Линейные электрические цепи и их преобразования. М-Л. Госэнергоиздат, 1961г, 264с.
3. Ш.Н. Хусаинов. Обобщённые контурно-узловые методы анализа электронных схем. Известия вузов. Радиоэлектроника, т. XXIII, №8. 1980г.

СУПЕРГЕТЕРОДИН С ТОЧНЫМ СОПРЯЖЕНИЕМ КОНТУРОВ

Прахов В.И.

Перестройка по диапазону супергетеродинного приемника осуществляется взаимосвязанным изменением частоты настройки контуров преселектора и гетеродина. Различие частот настройки контуров преселектора и гетеродина делает необходимым обеспечить различные коэффициенты перекрытия диапазонов этих контуров, а это, при использовании для настройки контуров одинаковых конденсаторов (варикапов) и настройке их одной ручкой («Настройка»), создает проблему сопряжения настройки указанных контуров. Контура преселектора и гетеродина считаются сопряженными, если при настройке приемника на любую частоту диапазона разность частот их настройки равна номинальному значению промежуточной частоты приемника $f_{пр.0}$. Отклонение фактического значения промежуточной частоты $f_{пр}$ от номинального значения $f_{пр.0}$ определяет погрешность сопряжения $\Delta f_{сопр}$:

$$\Delta f_{сопр} = f_{пр} - f_{пр.0}$$

Наиболее распространенным способом обеспечения сопряжения является включение дополнительных конденсаторов в контура преселектора (при нижней настройке гетеродина) или в контур гетеродина (при верхней настройке гетеродина). Это довольно простой способ, но он обеспечивает точное сопряжение не более чем на трех частотах (в трех точках) диапазона. На других частотах промежуточная частота отличается от номинального значения.

Между частотами точного сопряжения погрешность сопряжения имеет максимумы. Чем меньше точек точного сопряжения, тем больше максимальная погрешность сопряжения. Погрешность $\Delta f_{сопр}$ может быть вычислена с помощью графика рис. 6.20 [1] или номограммы рис. 8-2 [2]. Результаты вычислений для случая сопряжения в трех точках представлены на рис. 1. Кривые первая, вторая и четвертая снизу построены по графику [1], а кривые первая, третья и пятая снизу - по номограммам [2]; нижние кривые при расчетах разными способами совпали.

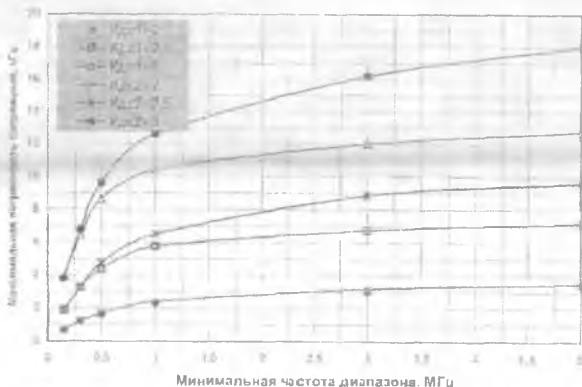


Рис. 1. Зависимость максимальной погрешности сопряжения от частоты диапазона

Таким образом, на графике представлены три пары кривых: первая пара (совпавшие кривые) при $k_{дс} = 2$, вторая пара (вторая и третья снизу кривые) - при $k_{дс} = 2,5$ и третья пара (четвертая и пятая снизу кривые) - при $k_{дс} = 3$ ($k_{дс} = f_{с. max}/f_{с. min}$). Из рис. 1 следует, что максимальная погрешность сопряжения увеличивается с ростом частоты диапазона (особенно резко в диапазонах ДВ и СВ) и коэффициента диапазона $k_{дс} = f_{с. max}/f_{с. min}$. Из рис. 1 следует также, что при перестройке приемника в диапазоне частот 0,15... 5 МГц погрешность сопряжения может приводить к изменению промежуточной частоты на $\pm(0,7... 4)$ кГц при $k_{дс} = 2$, на $\pm(2... 7)$ кГц при $k_{дс} = 2,5$ и на $\pm(4... 13)$ кГц при $k_{дс} = 3$. Видно также, что при приеме на длинных волнах вещательного диапазона (150... 408 кГц), когда $k_{дс}$ близок к значению 3, погрешность сопряжения составляет $\pm(3,8... 7,7)$ кГц. Такая погрешность сопряжения требует увеличения полосы пропускания преселектора на $2 \cdot 7,7 = 15,4$ кГц. Если полоса, занимаемая сигналом, составляет, например, $P_c = 2-3,4 = 6,8$ кГц, то учет погрешности сопряжения потребует полосы пропускания $15,4 + 6,8 = 22,2$ кГц, т.е. расширения более чем в три раза.

Такое расширение полосы существенным образом снизит избирательность приемника по дополнительным каналам приема и усилит проявление нелинейных эффектов (перекрестной модуляции, интермодуляции, блокирования канала), что в большинстве случаев недопустимо. Таким образом, актуальным является поиск средств, и, прежде всего, схемных решений, обеспечивающих точное сопряжение контуров на всех частотах диапазона.

В работе [3] рассмотрена структура радиоприемного устройства с точным сопряжением контуров на всех частотах диапазона. В основу сопряжения положена система электромеханической автоподстройки частоты (АПЧ), т.е. система автоподстройки, в которой в качестве управителя использован электродвигатель. В систему включен генератор главной настройки (ГПН), содержащий точно такой же контур, что и контура преселектора. Напряжения ГПН и гетеродина приемника преобразуются в разностную частоту $f_{пр.0} \pm \Delta f$. Напряжение разностной частоты подается на частотный детектор (ЧД) (различитель системы АПЧ), настроенный на частоту $f_{пр.0}$. На выходе ЧД формируется управляющее напряжение U_y , пропорциональное расстройке Δf , которое подается на электродвигатель (управитель), вращающий роторы конденсаторов настройки контуров преселектора и ГПН. При этом расстройка Δf стремится к малому значению остаточной расстройки и, соответственно, значительно уменьшается погрешность сопряжения. При достаточно большом коэффициенте автоподстройки частоты погрешность сопряжения в такой системе можно считать равно й нулю.

При таком способе обеспечения сопряжения возникает проблема мешающего действия ГПН на прием сигнала в основном тракте. Этот генератор работает на частоте настройки преселектора, и колебания генератора за счет паразитных связей поступают в главный тракт приема, где оказывают мешающее действие на полезный сигнал. Для исключения этого недостатка в системе предусмотрен режим настройки. В этом режиме отключается главный тракт приема. Для настройки приемника на заданную станцию вручную устанавливается частота гетеродина f_t , отключается главный тракт приема и включается питание на ГПН, после чего автоматически настраиваются на частоту $f_c = f_t - f_{пр.0}$ (или $f_t + f_{пр.0}$) контура преселектора и ГПН, затем отключается питание ГПН и включается основной канал приема.

При такой настройке приемного устройства невозможно осуществить плавную перестройку его по диапазону с контролем на слух принимаемых станций; соответственно, затрудняется настройка на слух на заданную станцию. Другим недостатком приемного устройства является невозможность замены механического управляющего устройства (электродвигателя) электронным (варикапом). Такая замена желательна для конструктивного упрощения приемного устройства, снижения его стоимости, веса, потребления энергии. Невозможность замены обусловлена тем, что при достижении точной настройки отключается ГПН, и выходное напряжение ЧД становится равным нулю. Для системы с электромеханическим управлением это допустимо, т.к. ротор двигателя при этом вращаться не будет, и точная настройка приемника сохранится. При использовании варикапов для сохранения точной настройки необходимо, чтобы на варикапах сохранялось постоянное управляющее напряжение, поступающее с выхода ЧД. Однако, при отключении ГПН управляющее напряжение на варикапах уменьшится до нуля и произойдет расстройка преселектора и ГПН.

Указанных недостатков можно избежать, если систему АПЧ построить по предлагаемой ниже схеме. В этой схеме (рис. 2) контура преселектора настраиваются на частоту f_c , а ГПН - на частоту $n \cdot f_c$ ($n = 2, 3, \dots$). Контура преселектора и ГПН перестраиваются автоматически при изменении частоты гетеродина одинаковыми варикапами, а поскольку коэффициенты диапазона $k_{дс}$ этих контуров одинаковы, то проблемы их сопряжения нет. За счет значительного различия частот настройки контуров преселектора и ГПН (n раз) мешающее напряжение в главном тракте приема за счет ГПН практически создаваться не будет, поэтому в режиме приема отключать напряжение питания ГПН не нужно.

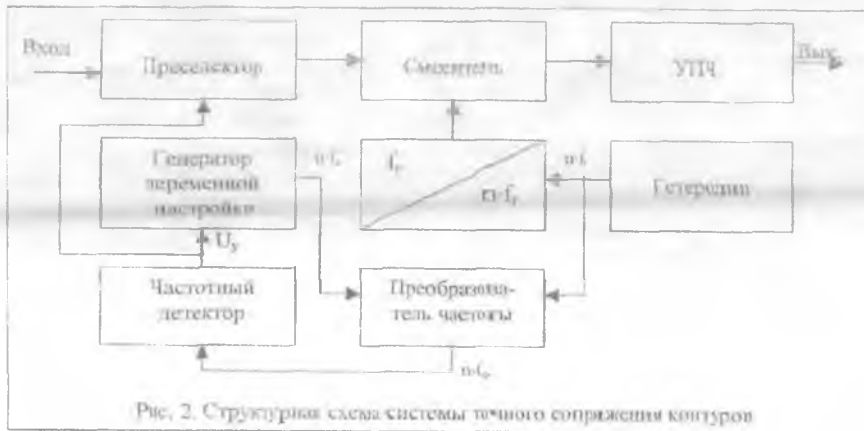


Рис. 2. Структурная схема системы точного сопряжения контуров

Для настройки приемного устройства ручкой настройки устанавливается частота гетеродина $n \cdot f_c$. Напряжения гетеродина и ГПН с частотой $n \cdot f_c$ воздействуют на преобразователь частоты, и на выходе его выделяется напряжение разностной частоты $n \cdot f_{пр} = n \cdot f_c - n \cdot f_c$, поступающее на вход частотного детектора. Частотный детектор настроен на частоту $n \cdot f_{пр0}$, где $f_{пр0}$ - номинальное значение промежуточной частоты.

Если частота $p-f_{np}$ отличается от частоты $p-f_{np0}$, то на выходе частотного детектора создается управляющее напряжение, воздействующее на варакторы в контурах преселектора и ГПН, изменяющее одновременно частоту настройки преселектора и ГПН и приближающее частоту $p-f_{np}$ к значению $p-f_{np0}$. По окончании настройки $p-f_{np} \approx p-f_{np0}$ (они отличаются на малую величину остаточной расстройки), т.е. $f_t - f_c \approx f_{np0}$. Делитель частоты делит частоту гетеродина $p-f_t$ на n и обеспечивает необходимое значение частоты на втором входе смесителя главного тракта приема. При изменении частоты гетеродина автоматически изменяется частота настройки преселектора, и на всех частотах диапазона обеспечивается точное сопряжение контуров преселектора и гетеродина. Постоянная (без отключений) работа ГПН обеспечивает постоянную работу автоматической подстройки частоты и позволяет контролировать на слух принимаемые станции в процессе плавной перестройки приемника по диапазону, а также заменить электромеханический управитель электронным, что улучшает эксплуатационные свойства приемного устройства.

Литература:

1. Шапиро Д.Н. Расчет каскадов транзисторных радиоприемников. -Л.: «Энергия», 1968 г.
2. Калихман С.Г., Левин Я.М. Основы теории и расчета радиовещательных приемников на полупроводниковых приборах. -М.: «Связь», 1969 г.
4. Головин О.В. Системы автоматической настройки радиоприемных устройств магистральной связи. -М.: «Связь», 1980. - 96 с., ил.

ФУНКЦИИ КОРРЕЛЯЦИИ СГЛАЖЕННЫХ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ

Грахов В.И.

Одно из основных требований к модулированным цифровым сигналам состоит в эффективном использовании полосы частот: полоса частот, занимаемая сигналом с заданной скоростью передачи, должна быть минимальной. Высокие показатели в этом отношении имеет сигнал, модулированный минимальным сдвигом по частоте (ММС) [1]. В этом сигнале прямоугольные посылки постоянного тока, поступающие на фазовые модуляторы в квадратурных каналах, сглаживаются по синусоидальному закону:

$$s(t) = a \cdot \sin \frac{\pi \cdot t}{2T_0}, \quad (1)$$

где T_0 - длительность посылок на выходе модулятора.

Реальная ширина спектра сигнала ММС равна $1,18 \cdot V$ (где V - скорость передачи) и является наименьшей среди сигналов с другими видами модуляции. Такая компактность спектра обусловлена как использованием минимального индекса модуляции ($D = 0,5$), так и непрерывностью фазы этого сигнала.

Однако, если фаза сигнала ММС плавно (линейно) увеличивается или уменьшается в течение посылки T_0 на $\pi/2$, то частота посылок изменяется скачком. Спектр сигнала можно еще сузить, если в процессе модуляции обеспечить не только плавное изменение фазы, но и плавное изменение частоты посылок. Плавное изменение частоты и фазы можно обеспечить, выбрав закон, по которому осуществляется сглаживание прямоугольных посылок цифрового сигнала.

Ниже рассматриваются свойства модулированного сигнала для случая, когда посылки прямоугольного цифрового сигнала в синфазном и квадратурном каналах сглаживаются по закону

$$s(t) = \sin \left[\frac{\pi}{4} \cdot \left(1 - \cos \frac{\pi \cdot t}{T_0} \right) \right] = \sin \left(\frac{\pi}{2} \cdot \sin^2 \frac{\pi \cdot t}{2T_0} \right). \quad (2)$$

Гармоническая функция, у которой аргумент изменяется во времени, является модулированной по фазе, поэтому сглаживание по закону (2) будем называть сглаживанием по закону модулированного синуса - в отличие от (1), где сглаживание осуществляется по синусоидальному закону.

При использовании сглаживания по закону (2) огибающие в ч. колебаний в синфазном U_s и квадратурном U_c каналах модулятора можно представить в виде:

$$U_s = a \cdot \sin \left[\frac{\pi}{4} \cdot \left(1 - \cos \frac{\pi \cdot t}{T_0} \right) \right] = a \cdot \sin \left(\frac{\pi}{2} \cdot \sin^2 \frac{\pi \cdot t}{2T_0} \right) \quad (3)$$

$$U_c = a \cdot \cos \left[\frac{\pi}{4} \cdot \left(1 - \cos \frac{\pi \cdot t}{T_0} \right) \right] = a \cdot \cos \left(\frac{\pi}{2} \cdot \sin^2 \frac{\pi \cdot t}{2T_0} \right) \quad (4)$$

Квадратурные в.ч. составляющие на входах выходного сумматора модулятора при этом определяются:

$$u_s = U_s \cdot \sin \omega_0 t = \pm a \cdot \sin \left[\frac{\pi}{4} \cdot \left(1 - \cos \frac{\pi \cdot t}{T_0} \right) \right] \cdot \sin \omega_0 t \quad (5)$$

$$u_c = U_c \cdot \cos \omega_0 t = \pm a \cdot \cos \left[\frac{\pi}{4} \cdot \left(1 - \cos \frac{\pi \cdot t}{T_0} \right) \right] \cdot \cos \omega_0 t \quad (6)$$

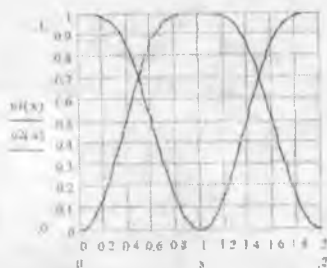


Рис. 1.

Графики огибающих, построенные по формулам (3) и (4) с помощью MathCAD, показаны на рис. 1. На этих графиках $x = t/T_0$, $u_1(x) = U_s$, $u_2(x) = U_c$. Такая форма огибающих сигналов в квадратурных каналах позволяет, в отличие от синусоидального округления посылок, получить плавное изменение частоты и фазы модулированного сигнала. Параметры модулированного сигнала, определяющегося суммой сигналов U_s и U_c , в этом случае определяются следующим образом.

- Амплитуда:

$$U = \sqrt{U_s^2 + U_c^2} = \sqrt{a^2 \cdot \sin^2 \left[\frac{\pi}{4} \cdot \left(1 - \cos \frac{\pi \cdot t}{T_0} \right) \right] + a^2 \cdot \cos^2 \left[\frac{\pi}{4} \cdot \left(1 - \cos \frac{\pi \cdot t}{T_0} \right) \right]} = a(\) = a \quad (7)$$

Переменная составляющая фазы:

$$\Delta \varphi(t) = \arctg \frac{U_s}{U_c} = \arctg \frac{a \cdot \sin \left[\frac{\pi}{4} \cdot \left(1 - \cos \frac{\pi \cdot t}{T_0} \right) \right]}{a \cdot \cos \left[\frac{\pi}{4} \cdot \left(1 - \cos \frac{\pi \cdot t}{T_0} \right) \right]} = \frac{\pi}{4} \cdot \left(1 - \cos \frac{\pi \cdot t}{T_0} \right) \quad (8)$$

Переменная составляющая частоты:

$$\Delta \omega(t) = \frac{d[\Delta \varphi(t)]}{dt} = \frac{\pi^2}{4 \cdot T_0} \cdot \sin \frac{\pi \cdot t}{T_0} \quad (9)$$

Из (8) и (9) следует, что фаза посылки модулированного сигнала на интервале ее длительности ($0 \leq t \leq T_0$) изменяется по закону приподнятого косинуса, а частота - по синусоидальному закону.

В середине посылки, т.е. при $t = T_0/2$, отклонение частоты максимально и составляет:

$$\Delta\omega_{\max} = \Delta\omega(t)_{t=T_0/2} = \frac{\pi^2}{4 \cdot T_0}$$

$$\Delta f_{\max} = \frac{\Delta\omega_{\max}}{2 \cdot \pi} = \frac{\pi}{8T_0} \quad (10)$$

Последняя формула определяет девиацию частоты. В сигнале ММС девиация частоты равна $1/4 T_0$. Это значит, что при скруглении модулированным синусом девиация частоты увеличивается в $\pi / 2$ раз по сравнению с девиацией ММС. Соответственно, в $\pi / 2$ раз увеличивается и индекс частотной модуляции: в данном случае он составляет $(\pi/2) \cdot 0,5 = 0,785$, т.е. близок к оптимальному значению 0,715.

Функция корреляции сглаженного цифрового сигнала (2) определится соотношением:

$$B(\tau) = \frac{a^2}{2 \cdot T_0} \int_0^{T_0-\tau} \left[\sin \left[\frac{\pi}{4} \left(1 - \cos \frac{\pi \cdot t}{T} \right) \right] \cdot \sin \left[\frac{\pi}{4} \left(1 - \cos \frac{\pi \cdot (t+\tau)}{T_0} \right) \right] \right] dt. \quad (11)$$

Интеграл (11) в аналитическом виде не вычисляется, поэтому были рассчитаны на ЭВМ численные значения коэффициента корреляции В при заданных значениях τ . Результаты расчетов представлены в таблице 1.

Таблица 1. Расчетные значения функции корреляции

τ	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6
В	1	0,984956	0,941801	0,875686	0,793281	0,701068	0,604235
τ	0,7	0,8	0,9	1,1	1,2	1,3	1,4
В	0,506499	0,410677	0,319487	0,163455	0,104543	0,060578	0,030998
τ	1,5	1,6	1,7	1,8	1,9	2,0	
В	0,013489	0,004692	0,001161	0,000157	0,000005	0	

На рис. 2 представлен график функции корреляции цифрового сигнала, сглаженного по закону модулированного синуса, построенный по таблице 1. Там же для сравнения представлена функция корреляции сигнала с синусоидальным округлением (ММС).



Рис. 2. Функции корреляции сглаженных цифровых сигналов

Из вышеизложенного можно сделать следующие выводы:

1. Функция корреляции цифрового сигнала со округлением по закону модулированного синуса не сильно отличается от функции корреляции сигнала, сглаженного по синусоидальному закону. Влияние скругления на ширину полосы сигнала можно оценить только при расчете этой полосы.

2. Скругление по закону модулированного синуса приводит к увеличению девиации частоты в $\pi/2$ раз. Увеличение девиации даже при сохранении занимаемой полосы частот дает сигналу со округлением по закону модулированного синуса преимущества по сравнению с сигналом ММС.

Литература:

1. Банкет В.Л., Дорофеев В.М. Цифровые методы в спутниковой связи. - М.: Радио и связь, 1988.-240 с., ил.

ЧАСТОТНО-НЕЗАВИСИМАЯ РЕГУЛИРОВКА УРОВНЯ В АКТИВНЫХ ФИЛЬТРАХ

Прахов В.И.

Одним из элементов предмодуляционной обработки сигналов является ограничение их спектров. С этой целью на входе модулятора или на входе АЦП устанавливаются фильтры, ограничивающие спектр первичного сигнала. Чаще всего при этом используются активные фильтры, выполненные на основе операционных усилителей.

Важными параметрами сигнала являются его частотный спектр и динамический уровень. Фильтр, ограничивающий его спектр, должен иметь вполне определенную амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) и динамический диапазон уровней, соответствующий динамическому диапазону сигнала. Динамический диапазон уровней фильтра определяется соотношением

$$D = 20 \lg(U_{\max}/U_{\min}), \text{ ДБ.}$$

Здесь U_{\max} - максимальный уровень сигнала на выходе, соответствующий концу линейного участка амплитудной характеристики фильтра, а U_{\min} - уровень выходного напряжения, определяемый шумами (или вообще помехами).

При формировании многоканальных сигналов необходимо обеспечить выравнивание уровней входных аналоговых сигналов, что обеспечивается регулировкой коэффициентов передачи аналоговых трактов. Для регулировки уровней сигналов в аналоговых трактах можно использовать следующие возможности:

- использовать регулируемый делитель напряжения на входе фильтра;
- изменять коэффициент передачи фильтра;
- использовать регулируемый делитель напряжения на выходе фильтра.

Известные активные фильтры при регулировке коэффициента передачи изменяют форму АЧХ, что в данном случае неприемлемо. Поэтому коэффициент передачи необходимо делать постоянным. Значение этого коэффициента выбирается из условия достижения на выходе фильтра максимального напряжения U_{\max} при минимальном уровне входного сигнала. Напряжение U_{\max} соответствует точке амплитудной характеристики фильтра, в которой эта характеристика начинает отклоняться от прямой. Таким образом, при проектировании фильтра устанавливается максимально необходимый коэффициент передачи.

С увеличением коэффициента передачи уровень собственных шумов на выходе фильтра увеличивается, а напряжение U_{\max} остается неизменным. Значит, при максимальном коэффициенте передачи обеспечивается минимальный динамический диапазон. В этом и заключается недостаток использования активных фильтров: при невозможности делать переменным коэффициент передачи он делается постоянным и обеспечивающим минимальный динамический диапазон. Включение делителей напряжения на входе и на выходе фильтра не может повысить динамический диапазон, и он остается минимальным.

Зависимость коэффициента передачи активного фильтра от его элементов, определяющих форму АЧХ, рассмотрим на примере ФНЧ 2-го порядка, выполненного по обычной схеме.

Схема такого фильтра приведена на рис. 1 [1, рис. 2.12. 2.18].

Передаточная функция этого фильтра определяется выражением [1, ф-ла 2.18]:

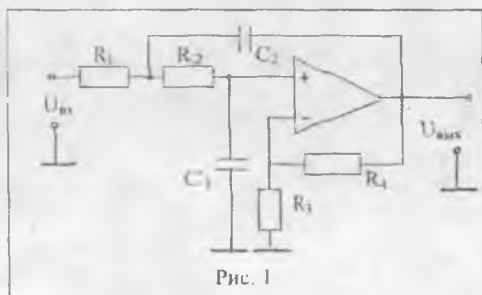


Рис. 1

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{KC \cdot \omega_c^2}{s^2 + B\omega_c \cdot s + C\omega_c^2} \quad (1)$$

где $s = j\omega$ - текущая частота, B и C - нормированные коэффициенты, а K - коэффициент усиления, который в рассматриваемом случае необходимо регулировать. Эти коэффициенты определяются элементами схемы:

$$\left. \begin{aligned} C\omega_c^2 &= 1/R_3 R_4 C_1^2; \\ B\omega_c &= 1/R_2 C_1; \\ K &= R_1/R_4. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

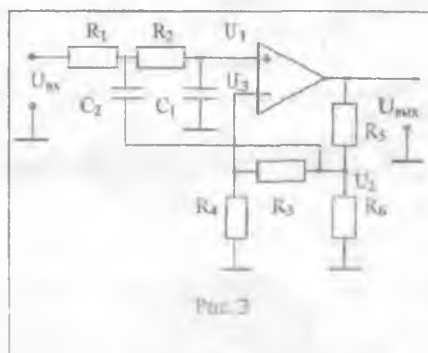
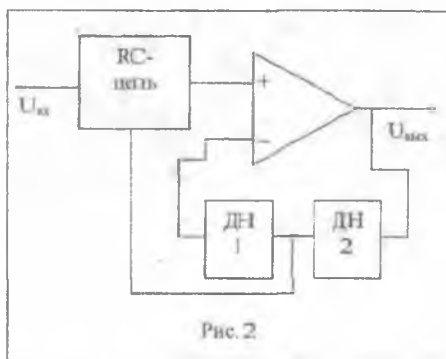
Подставляя равенства (2) в формулу (1) после преобразований получим формулу, определяющую передаточную функцию ФНЧ 2-го порядка:

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{s^2 + s} \cdot \frac{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)}{\left[\frac{1}{C_2} \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right) \cdot \frac{R_4}{R_3} + \frac{1}{R_2 C_1}\right] + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (3)$$

Поскольку сопротивления резисторов R_3 и R_4 делителя напряжения (рис. 1) входят в множитель перед текущей частотой $s = j\omega$, то изменение этих сопротивлений вызывает изменение зависимости передаточной функции от частоты, т.е. изменение формы АЧХ. Причиной этого является изменение частоты и добротности полюсов фильтра [1, формулы 1.10 и 1.11].

Для получения возможности изменять коэффициент передачи фильтра с сохранением формы его АЧХ предлагается активный фильтр строить по схеме, представленной на рис. 2. По этой схеме можно выполнять фильтры любого типа: ФНЧ, ФВЧ, полосовые и режекторные. В отличие от обычных фильтров (см., например, [1], рис. 2.18, 4.4, 5.8, 6.5) здесь включается дополнительный делитель напряжения (ДН) 2. Изменение коэффициента передачи этого делителя напряжения вызывает изменение коэффициента передачи фильтров без изменения их формы АЧХ.

В качестве примера рассмотрим ФНЧ 2-го порядка, показанный на рис. 3. Дополнительный делитель напряжения здесь выполнен на резисторах R_5 и R_6 . В качестве напряжения обратной связи используется не $U_{\text{вых}}$, а U_2 . Определим коэффициент передачи этого фильтра.



Из схемы рис. 3 следует:

$$U_2 = U_3 \cdot (1 + R_3 / R_4),$$

или, учитывая, что $U_1 = U_3$, получаем:

$$U_2 = U_1 \cdot (1 + R_3 / R_4) \quad (4)$$

Соотношение между напряжениями U_2 и $U_{вых}$ определяется сопротивлениями резисторов делителей:

$$U_2 = U_{вых} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_6} + \frac{R_5}{R_2 + R_4}} \quad (5)$$

Из (4) и (5) определим зависимость между $U_{вых}$ и U_1 .

$$U_{\text{вых}} = U_1 \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_5}{R_6} + \frac{R_5}{R_3 + R_4}\right) \quad (6)$$

Напряжение U_1 можно выразить через входное напряжение $U_{\text{вх}}$, если воспользоваться эквивалентной схемой, показанной на рис. 4 и соответствующей схеме рис. 3.

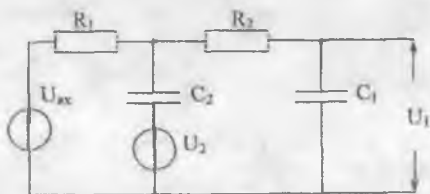


Рис. 4.

Составляя уравнения Кирхгофа для первого и второго контуров этой схемы, получим:

$$\left. \begin{aligned} I_1 \cdot \left(R_1 + \frac{1}{s \cdot C_2}\right) - I_2 \cdot \frac{1}{s \cdot C_2} &= U_{\text{вх}} - U_2 \\ -I_1 \cdot \frac{1}{s \cdot C_2} + I_2 \cdot \left(R_2 + \frac{1}{s \cdot C_1} + \frac{1}{s \cdot C_2}\right) &= U_2 \end{aligned} \right\}$$

Решая эту систему уравнений и преобразуя с учетом равенства (4), получим:

$$\frac{U_1}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{s^2 + s \cdot \frac{R_1 C_1 + R_2 C_2 - R_1 C_2 \cdot (R_3 / R_4)}{R_1 R_2 C_1 C_2} + \frac{1}{R_1 R_2 C_2^2}} \quad (7)$$

Из равенств (6) и (7) получаем формулу для передаточной функции фильтра:

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{s^2 + s \cdot \left(\frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1}{R_1 C_2} + \frac{R_3}{R_2 R_4 C_1}\right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_2^2}} \cdot \left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) \cdot \left(1 + \frac{R_5}{R_6} + \frac{R_5}{R_3 + R_4}\right) \quad (8)$$

Из формулы (8) видно, что сопротивления резисторов R_5 и R_6 не входят в члены равенства, содержащие частоту s , и, следовательно, не влияют на форму АЧХ фильтра.

Сравнение формул (3) и (8) показывает, что передаточные функции ФНЧ, выполненных по схемам рис. 1 и 3, отличаются только постоянным множителем $K_{\text{дел}}$:

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \Big|_{\text{ФНЧ}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \Big|_{\text{ФНЧ}} \cdot \frac{1}{K_{\text{дел}}}$$

где коэффициент $K_{\text{дел}}$ - коэффициент передачи делителя напряжения R_5 - R_6 с учетом делителя R_3 - R_4 , который определяется в соответствии с равенством (3):

$$K_{\text{дел}} = \frac{U_2}{U_{\text{вх}}} = \frac{1}{1 + (R_5 / R_6) + R_5 / (R_3 + R_4)}$$

Такие же результаты получаются при введении дополнительного делителя напряжения в фильтры других типов.

Выводы:

1. Регулировка коэффициента передачи в активных фильтрах, выполненных по типовым схемам, сопровождается изменением формы их АЧХ, что в ряде практических случаев применения фильтров не может быть приемлемым.

2. Введение дополнительного делителя напряжения (ДН2 на рис. 2 и R5-R6 на рис. 3) позволяет регулировать коэффициент передачи активного фильтра с сохранением формы АЧХ.

Литература:

1. Справочник по активным фильтрам: Пер. с англ./ Д. Джонсон, Дж. Джонсон, Г. Мур. - М.: Энергоатомиздат, 1983. - 128 с., ил.

ОРГАНИЗАЦИЯ РЕШАЮЩИХ МАШИН

Э.Б.Айнакулов, М.Ли-Фан

Всякая техническая структура, выполняющая операции типов:

$$a * b / c, (a - b) \wedge a / b, (M \rightarrow P, B \rightarrow M) / B \rightarrow P,$$

является вычислительной. Первая указанная операция - арифметическая, вторая - логическая дедуктивная с условием, третья - логическая дедуктивная без условий (силлогистическая).

Если некоторая вычислительная структура, предвещающая вычислениям распознавание образов задач и устанавливающая каждому образу в соответствие единственное решение, она называется решающей.

Принцип работы решающей структуры выражается следующим выражением:

$$P3 := ((\langle PO \rangle Z) \rightarrow (Z - B)) \wedge Z / B$$

Где P3 - решение задач, $\langle PO \rangle Z$ - операция распознавания образа задачи, $Z \rightarrow B$ - интентивное отношение между задачей Z и ее решением $B \wedge Z$ - задача поставлена. В под чертой - результат решения вычисления.

Мире создано огромное количество программ вычислений и решений для всевозможных задач математики, экономики, техники и т.д. Теперь появилась возможность к этим программам создавать программы распознавания образов задач. Благодаря последним вычислительная структура превращается в решающую, превращается в то, к чему мы должны стремиться.

В будущем программные средства заменятся аппаратными, что позволит намстить широкие перспективы развития как самих ЭВМ, так и их потоков.

Формальное распознавание образов задач.

Известны много методов распознавания образов, из которых выделяют основные; физические, математические, логические, и др. Но следует отметить, что все они "работают" на два главных метода, метод формирования образов метод сравнения образов.

Метод формирования образов. Всякий объект, подлежащий распознаванию, характеризуется рядом признаков, которые отличают его от всех других объектов. В этом случае говорят, что полная совокупность этих признаков и составляет суть этого объекта или его образ, т.е. если объект X характеризуется индивидуальными признаками a, b, c, d, e то образ X будет выражен моделью

$$Q_x = a \wedge b \wedge c \wedge d \wedge e \quad (1)$$

где Q_x - образ объекта X, a, b, c, d, e - логические переменные величины со значениями истина или ложь.

В (1,2) отмечалось что логические высказывания имеют векторную направленность. а потому могут быть выражены векторами. С учетом векторно логических переменных выражение (1) можно представить в ином виде:

$$Q_x = \vec{a} \wedge \vec{b} \wedge \vec{c} \wedge \vec{d} \wedge \vec{e} \quad (1^*)$$

Техническими операторами моделей (1) и (1*) являются дешифратор и матрица. С увеличением числа составляющих векторов последние разрастаются до очень больших размеров. Чтобы избежать этого, целесообразно распознавание объекта повектерно
Тогда

$$Q = J_1(\vec{a}) \wedge J_2(\vec{b}) \wedge \dots \quad (1^{**})$$

где $J_i(\vec{a})$ - образ признака по a как функция J_1 от вектора переменной a , (6) - ...

Метод сравнения. Распознаваемый объект, как оригинал, может иметь множество изображений. Степень сходства оригинала с изображением осуществляется сравнением.

Если распознаваемый объект имеет характерный признаки a, b, c, d, e , его некоторое изображение - характерные признаки $a, p, y, 5, c$, то образ оригинала можно распознать с помощью модели

$$Q_s = (a \wedge \alpha) \wedge (b \wedge \beta) \wedge (c \wedge \gamma) \wedge (d \wedge \delta) \wedge (e \wedge \epsilon) \quad (2)$$

В векторной форме модель (2) будет иметь вид:

$$Q_s = (\vec{a} \wedge \vec{\alpha}) \wedge (\vec{b} \wedge \vec{\beta}) \wedge (\vec{c} \wedge \vec{\gamma}) \wedge (\vec{d} \wedge \vec{\delta}) \wedge (\vec{e} \wedge \vec{\epsilon}) \quad (2^*)$$

где выражения в скобках представляют собой скалярные произведения логических векторов (2)

Как указалось в вышеуказанном методе, распознавание образа оригинала можно проводить повектерно.

Расознавание задач по содержанию.

Расознавание образов задач, заданных содержаниями (семантикой), а не формальными признаками, требует для своего осуществления аналитической подходы или аналитические распознавание. При этом можно выделить следующие основные из них аналитическое распознавание, сводящиеся к формальному распознаванию и к формальному решению аналитической распознаванию, приводящее к формальному распознаванию. Здесь мы рассмотрим только два первых метода, как наиболее близкие к технической реализации.

Аналитическое распознавание, сводящиеся к формальному.

Пусть заданы две задачи, в одной из которых говорится о том, что поезд прошел путь от А до В за время t со скоростью v , требуется определить длину пути от А до В во второй задаче говорится о том, что хозяйка купила в гастрономе продукты a, b, c, d по ценам соответственно $a, p, y, 5$ требуется определить полный расход денег.

Тогда с помощью лингвопрограмм находят подлежащие, сказуемые, первичный и вторичный дополнения и устанавливаются лингвистические связи между всеми членами предложения. Структура предложения первой задачи выстроенная на основе лингвистических программ, выглядят так, как показано на рис. Следует отметить немаловажную деталь содержательный слова заменены символами, семантика формализм.



Рис. Лингвистическая структура первой задачи.

Математики, приступали к анализу лингвоструктур, устанавливают математические отношения или связи между символами. Эти отношения на рис. Показано двоичными линиями. Недостающие звенья они же неизвестные величины в задачах, математических структур изображение штриховыми фигурами.

Выделим основные моменты решения задач, которые помогут критически или аналитически подойти к проблеме практической организации построений решающих машин.

Итак, процедура решения задач включает в себя следующие процедуры: распознавание сферы задач, ею может быть наука, экономика, природа, быт и т.д.; распознавание сегмента сферы задачи, им может быть механика из науки, производство из экономики и т.д.; распознавание субъектов и предикторов, т.д. подлежащих и сказуемых; распознавание содержательных факторов, ими являются первичные и вторичные и др. дополнения, распознавание функциональных лингвистических и математических связей между заданными элементами, так и между искомыми и пр.

Алгоритм решения первой задачи представляется следующим образом;

<PCФ>31 → <PCy>31 → <P03> → <PP>31 → <PD1>31 →
 физика механика поезд прошел путь

<PL2>31 → <P^>31 → <PЯ4>31 → <PD5>31 → <PD6>31 → <BX>31 (3)
 за время со скоростью $l=X$ $t=t$ $v=v$ $x=vt$

В эквивалентной сокращенной записи данный алгоритм можно представить, начиная с пятой процедуры так;

<P:Д1-Д3>31 → <P^Д4-Д6>31 → <BX>31
 путь, время, скорость $s=x, t=t, v=v$ $x=vt$

Реально лингвистическое распознавание текста проводить другим способом в котором много практического смысла и знания. Оно заключается в анализе слов первого, второго и т.д., а затем устанавливаются грамматические связи. Алгоритм выглядит, примерно, так:

Рпоезд 31 → Р прошел 31 → Рпуть31 (3*)
 Подлежащее сказуемое дополнение

Р за время со скоростью 31 → Р величина i,t,v 31 → <BX>31
 Дополнения $i=x, t=t, v=v$ $x=vt$

Алгоритм (3*) неудобен тем, что он заставляет "копаться" в общем, полном словаре, чего не требуется для алгоритма (3), но для последнего требуется "подсказка" типа задача 1 из раздела физики «Механики» и т.д.

Вторую задачу, простую как и первая, предлагаем решить самостоятельно, при допуске, что <PX>32 и <BX>32 есть операция распознавания и вычисление величины X в задаче 2.

Аналитическое распознавание с неформальным решением. Задачи с неформальным решением, как правило характеризуются недостатком исходных данных посылок, начальных условий ит.д. Но все же для некоторых из них можно найти решение за счет поиска дополнительных посылок, за счет выдвижения предложений и гипотез предварительных решений и за счет синтеза всех предварительных решений. Механизм решения заключается в выполнении операций распознавания условий и требований задачи, выдвижение предложения и гипотеза предварительных решения, сравнение решения и требование на соответствии к друг другу и выдаче результат или повторному выдвижению предложений и гипотез для синтеза последующих решений.

В формальном виде алгоритм решения выглядит так;

$P36 = <PY>3 \rightarrow <PTr>3 \rightarrow <Vd^{\wedge}П>3 \rightarrow <V1>3 \rightarrow <Tr V1>3 \rightarrow$
 $\rightarrow <Tr e V1> \quad Pe3: =V1$
 $\rightarrow <Tr e V1> \rightarrow 30$ (4)

где $Pe3$ — решение задачи, $<PY>3$ - распознавание условия задачи $<PTr>3$ -

распознавание требования задачи, <ВдП>3- выдвижение i-го предложения и i-ой гипотезы, <В1>- первое вычисление, <Тре В1> - сравнение В1 с Тре на соответствии.

Рассмотрим задачу, в которой используются приведенные операции.

Биологи обнаружили редкую исчезающую особь гадов и решили ее размножить и укрепить популяцию. Для этого они создали заповедник и идеальные условия для их устойчивого размножения. Но оказалось, что особь настолько размножилась, что стала представлять большую опасность для жителей окрестности. Что делать?

Решение. Первое, что приходит на ум в качестве решения это оградить заповедник рвом и залить водой. Первый результат безуспешно.

Второе предложение: надо собрать сведения о характеристиках особи. Характеристики следующие:

1. Неуживчивость,
2. Агрессивность,
3. Плодовитость,
4. Ползучесть

Третье предложение: особь подвергнуть мутациями, т.е. видоизменить. Результат: положительной мутации особь не поддается. У особи появляется новое свойство: положительной мутации не поддается.

Четвертое предложение: особь надо уничтожить. Анализ предложения: операция уничтожения выполнима и последствия удовлетворяют требованием задачи обеспечения безопасного проживания людей окрестности. Результаты анализа есть решение задачи.

Трудности формирования с машинного решения очевидны. Они связаны с тем, как машина будет контактировать с окружающей средой, чтобы выявить дополнительные сведения об особи, как формировать предложения. На первое время окружающей средой для машины может стать человек и все вопросы к нему, а предложения выдвигаются ею на основе правил логического вывода, по принципу: если это, то следует то: по принципу перебора посылок, как автоматических формальных гипотез. Сформированных ею, и т.д.

Литература:

1. Абуталиев Ф.Б. Айнакулов Э.Б. Ли - Фан М., Халикулов И.С. Начало алгебры векторной логики ГФНТИ, УЗНИИНТИ, № 337, 1992 г., 4 с.
2. Айнакулов Э.Б. Ли-фан М. Новейшие алгебры. ТЭИС ГФНТИ Ташкент, 1995 г., 24 с.

ОРГАНИЗАЦИЯ РЕШАЮЩИХ МАШИН (ЧАСТЬ 2)

Э.Б. Айнакулов М.Ли-фан

Мы продолжаем конструктивные исследования по организации решающих структур, причем в этой работе рассматривается тот класс структур, который характеризуется неформальным распознаванием образов задач и формальным выведением или формированием решений.

Простейшие логические решения, ожидаемые в форме логических высказываний, можно формировать с помощью формальной логики или силлогистики. Известно, что силлогистика состоит из четырех фигур, каждая из которых содержит по несколько модусов. В каждом модусе имеются две посылки, связанные общим термином, которые позволяют сделать третье суждение, истина которого не опровержима. Научный подвиг Аристотеля как раз заключается в том, что истины он добывал формальным путем на основе правильных форм мыслей, а не на основе эмпирических исследований. Теперь этот подвиг должны повторить структуры.

Для решающих структур модусы лучше всего следует представлять в кванторной форме. Приведем их [1].

Первая фигура силлогизма : $(P-M) \wedge (M-S) \Rightarrow P-S$
Barmakhan (AAA)

$$\frac{\forall x (M(x) - P(x)) \wedge \forall x (S(x) - M(x))}{\forall x (S(x) - P(x))}$$

Севачен t (EAE)

$$\frac{\exists x (M(x) - P(x)) \wedge \forall x (S(x) - M(x))}{\exists x (S(x) - P(x))}$$

Lifani (IAI)

$$\frac{\exists x (M(x) - P(x)) \wedge \forall x (S(x) - M(x))}{\exists x (S(x) - P(x))}$$

Bocacho (OAO)

$$\frac{\exists x (M(x) - P(x)) \wedge \forall x (S(x) - M(x))}{\exists x (S(x) - P(x))}$$

Darii (AII)

$$\frac{\forall x (M(x) - P(x)) \wedge \exists x (S(x) - M(x))}{\exists x (S(x) - P(x))}$$

Ferio (EIO)

$$\frac{\forall x (M(x) - P(x)) \wedge \exists x (S(x) - M(x))}{\exists x (S(x) - P(x))}$$

Если проанализировать приведенные модусы на противоречивость численно в математической логике, то противоречий нет, исключение составляет модус Festino (EIO). В соответствии с математической логикой должно быть

$$\frac{E \wedge I \neq E \wedge I}{E \quad 0}$$

К счастью, вывод в модусе (EIO) является более общим по отношению к выводу в (EIE), и поэтому модус Festino имеет право на существование.

Вторая фигура силлогизма $(P-M) \wedge (S-M) \Rightarrow (P-S) \vee (S-P)$
Cesare (EAE)

$$\frac{\forall x (P(x) \cdot \overline{M(x)}) \wedge \forall x (S(x) \cdot \overline{M(x)})}{\forall x (S(x) \cdot \overline{P(x)}) \vee \forall x (P(x) \cdot \overline{S(x)})}$$

Camestres (AEE)

$$\frac{\forall x (P(x) \cdot \overline{M(x)}) \wedge \forall x (S(x) \cdot \overline{M(x)})}{\forall x (S(x) \cdot \overline{P(x)}) \vee \forall x (P(x) \cdot \overline{S(x)})}$$

Festino (EIO)

$$\frac{\forall x (P(x) \cdot \overline{M(x)}) \wedge \exists x (S(x) \cdot \overline{M(x)})}{\exists x (S(x) \cdot \overline{P(x)}) \vee \exists x (P(x) \cdot \overline{S(x)})}$$

Baroco (AOO)

$$\frac{\forall x (P(x) \cdot \overline{M(x)}) \wedge \exists x (S(x) \cdot \overline{M(x)})}{\exists x (S(x) \cdot \overline{P(x)}) \vee \exists x (P(x) \cdot \overline{S(x)})}$$

Больший и меньший термин посылки модуса Cesare (EAE) в выводе могут быть как субъектом так и предикатом. Отсюда вывод представляет собой как объединение двух равноправных суждений. Например:

Мы не пашем.

Волы пашут.

Мы - не волы или волы не мы.

Что было сказано относительно вывода в модусе (EAE) справедливо относится и к другим модусам данной фигуры.

В сложных модусах, состоящих из нескольких общеутвердительных посылок, выводы всегда истины. Например рассмотрим сложный силлогизм из [1]:

все $A \rightarrow B$,

все $B \rightarrow C$,

все $C \rightarrow D$,

все $D \rightarrow E$

все $A \rightarrow E$

Если глубже разобраться выводы по смысловому содержанию в этом сорте и силлогизме Ватмахан, то окажется, что выводы - не правильные. Например, если отец от дедушки, а внук от отца, то следует что внук от дедушки, на лицо несурзница, хотя

действительно не будь дедушки, не будет и внук. В очень должном будущем надо надеяться, что структура сумеет разобраться в систематических тонкостях выводов.

Используя семантику в формировании логических выводов, можно из [1] принять такие формулы:

$$\frac{A \rightarrow B, A}{B} \quad (1)$$

$$\frac{A}{X \rightarrow A} \Leftrightarrow \frac{A}{B \rightarrow A} \quad (2)$$

$$\frac{A}{A \vee B}, \quad \frac{A \wedge B}{A}, \quad \frac{A \wedge B}{B} \quad (4)$$

Формула (1) указывает на то, что если из А следует В и при наличии А, значит будет В. Формула (2) является обратной формуле (1), но она примечательна тем, что вывод семантически богаче посылки. Посмотрим на появление новых величин X или B в выводах диалектически.

Древние греки диалектически, говорили о бытии так:

- всякое конечно, но мир бесконечен,
- всякое не вечно, но мир вечен,
- ничто не возникает из ничто и не исчезает в ничто.

На основании третьего закона диалектики, А в (2) не могло возникнуть само по себе, из ничего, а если А, как сущее, существует, значит ему предшествовало обязательно что-либо, а именно, X, B или что-то другое.

Более полно формула могла бы выглядеть так:

$$\frac{A}{X \rightarrow A} \vee \frac{A}{A} \vee \frac{A}{A \rightarrow X}$$

где 1-я составляющая - это прошлое А, вторая - настоящее, актуальное А и третья - будущее А

Структуры, способные делать логические выводы на основе (2) и (3), будут иметь перспективы на развитие. Но машины должны проводить рутинные исследования по типу (4), а также и такие, которые приведены ниже [2]:

$$\begin{aligned} (p \rightarrow q) \wedge (q \rightarrow r) &\Rightarrow (p \rightarrow r) \\ (p \rightarrow q) \wedge (p \rightarrow r) &\Rightarrow (p \rightarrow q \wedge r) \\ (p \rightarrow q) \wedge (r \rightarrow q) &\Rightarrow (p \vee r \rightarrow q) \\ (r \rightarrow p) &\Rightarrow (r \rightarrow p \vee q) \\ L(r \rightarrow p) &\Rightarrow L(r \rightarrow p \vee q) \\ L(r \rightarrow p) &\Rightarrow L(r \rightarrow p \vee q) \vee (\sim L(r \rightarrow p \vee q)) \wedge \sim L(r \rightarrow \sim(p \vee q)), \end{aligned}$$

где L - некоторая логическая функция.

Формальное выведение решений не должно относиться только к семантическим задачам, но и должно распространено и на задачи алгебраического классов. Форма представления задач для решающих структур могут быть различные, но суть их такова: даны условия задачи, числовые данные или параметры, следует выдать решение

Например, формы могут быть такими:

$$\frac{S=f(v,t)}{S} \quad v,t$$

$$F''(x,y) = 0, a, b, c, d$$

где $F''(x,y) = 0$ условно дифференциальное уравнение 2-го порядка, линейное, с постоянными коэффициентами

До сих пор рассматривались прямые задачи, для которых решения проводились от «начала к концу», т.е. когда ответы решений задач определялись исходя из заданных условий. Обратные задачи характеризуются тем, что условия задачи не известны, но известны решения. Решения обратных задач ведется от конца к началу, от следствия к причине.

При решении сложных задач математически пользуются методом редукции, методом разбиения сложной задачи на последовательность простых вычисляемых операций. Положительное решение сложного силлогизма решающая структура может легко осуществить именно по методу редукции.

По теории логического вывода выпущено немало работ, среди которых особо выделяются работы советских ученых, выполненные до перестроечного времени, из института философии АН СССР [2,3]. Привлекают внимание работы Генцена из [4], характеризующиеся искусственными нагромождениями. Все теоретические наработки по теории логического вывода могут благотворно повлиять на создание решающих структур.

Решающие структуры дают повод для перехода к разработкам познающих систем способных воспринимать раздражения, анализировать ощущения, синтезировать восприятия и представления.

Литература:

1. Кондаков Н.И. Введение в логику. - М.: Наука, 1967, 466с.
2. Ивин А.А. Модельная логика и теория импликации. Теория логического вывода. - М.: Наука, 1973, с151-196.
3. Теория логического вывода. - М.: Наука, 1973, 272с.
4. Математическая теория логического вывода. - М.: Гл.ред. физ.-мат. литературы, 1967, 352с.

ТРАНКИНГОВЫЕ РАДИОСЕТИ НА ЖЕЛЕЗНЫХ ДОРОГАХ УЗБЕКИСТАНА

К. т. н., доц. Кривошипин В. А., к. т. н., доц. Айнакулов Э. Б.
студентка Гарасенко Ю. В.

Ташкентский институт инженеров железнодорожного транспорта

Приводятся результаты исследования состояния и перспектив развития технологической радиосвязи железнодорожного транспорта Узбекистана. По результатам теоретических расчётов и экспериментальных исследований рекомендуется внедрение транкинговых систем радиосвязи протоколов Смарт Транк 2, МРТ-1327.

Существующая сеть связи Государственной акционерной железнодорожной компании «Узбекистон темир йуллари», в основном технически и морально устарела и не полностью удовлетворяет современным требованиям по пропускной способности и качеству передаваемой информации. Особое место занимает технологическая радиосвязь, являющаяся единственным видом связи с подвижными объектами. Её можно разделить на три основные группы: поездная радиосвязь (ПРС); станционная радиосвязь (СРС); ремонтно-оперативная радиосвязь (РОРС). ПРС организуется в диапазоне частот 2, 100, 330 МГц. Линейные сети ПРС для диспетчерского аппарата организуются в диапазонах 2 и 330 МГц, радиальные сети для дежурных по станциям и машинистов локомотивов в диапазонах 2, 160 МГц. Для этого в диапазоне 2 МГц используются 2 канала, часть из 172 каналов в диапазоне 151,7-156 МГц, часть из 18 пар дуплексных каналов в полосах частот 307-307,45 МГц и 343-343,45 МГц. Международный союз железных дорог (МСЖД) рекомендует для поездной радиосвязи использовать также диапазон 460 МГц (рекомендация UIC-751.3). Для групп СРС и РОРС выделены каналы в диапазонах 160 и 330 МГц.

Исследованиями установлено, что организация технологических сетей радиосвязи на закреплённых каналах ведёт к неэффективному использованию частотного ресурса, обострением проблем электромагнитной совместимости радиосредств.

Для решения этой проблемы ведущими фирмами мира (Motorola, Alinco, Iden и др.) успешно реализована аппаратура для организации работ по сетям с равнодоступными каналами (протокол Смарт Транк 2), равнодоступными и приоритетными каналами (протокол МРТ-1327), которые получили наименование транкинговые (транковые) радиосети. Они могут организовываться в диапазонах 160, 450 и 900 МГц. Для первых двух диапазонов используются аналоговые каналы с классом излучения G3 и F3, в третьем — на цифровых каналах. Для европейских стран в соответствии с программой EIRENE ведётся разработка системы ПРС в частотно-временном разделении каналов ведущими фирмами Siemens, Bosh и др.

Анализ аппаратуры транкинговых систем позволяет сделать вывод, что для технологической радиосвязи железнодорожного транспорта целесообразно использовать аппаратуру, соответствующую протоколам Смарт Транк 2 и МРТ-1327. На первом этапе в транкинговые сети технологической радиосвязи должны включаться руководящий состав компании, а также допускающие ожидания абоненты СРС и РОРС: ремонтных служб пути, энергоснабжения, связи и автоматики, работники ВОХР, начальники пассажирских для связи с дежурными по станции мелпунктами, милицией, службы капитального строительства площадок погрузочно-разгрузочных работ, грузовой и коммерческой работы, работников локомотивного хозяйства, пожарных и

восстановительных поездов. Транкинговые радиосети целесообразно реализовывать в пунктах размещения управления компании, отделений дорог, на крупных сортировочных станциях.

На кафедре «Электрическая связь и радио» были проведены исследования возможности использования транкинговых сетей радиосвязи для создания низовой радиотелефонной связи на Ташкентском железнодорожном узле. Ниже приводятся основные результаты исследований.

1. Расчёт напряжённости электромагнитного поля в точке приёма на улицах Ташкента

Затухание напряжённости электромагнитного поля E диапазона УКВ при распространении вдоль железнодорожных путей, расположенных в условиях крупного города, имеет широкий разброс значений, обусловленный наличием крупных зданий, препятствующих свободному распространению радиоволн. Кроме того, существенно влияет и рельеф местности. Принимая во внимание, что плотность застройки Ташкента довольно высокая, оценку будем производить для наихудших условий распространения, т. е. для приёма на поперечных улицах (перпендикулярных к линии, соединяющей пункты приёма и передачи). Напряжённость E определяется по формуле

$$E = \frac{0,019 * h' * \sqrt{P * D}}{r^2} * \sqrt{\frac{\lambda}{Z}} * F, \quad (1)$$

где P - мощность, подводимая к антенне передатчика, Вт; D - коэффициент усиления антенны; h' - высота подъёма передающей антенны над плоскостью среднего уровня крыши зданий города, м; r - расстояние от передающей станции, км; λ - длина волны, м; Z - расстояние от исследуемой точки до среднего уровня крыши зданий, м; F - дополнительный множитель, зависящий от соотношения Z/b , определяемый по графику рис. 1; b - половина ширины улицы, м.

Зависимость дополнительного множителя F от Z/b

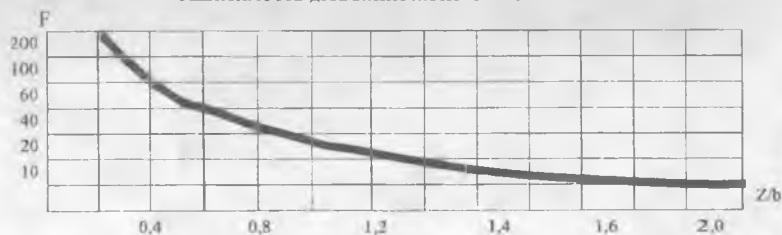
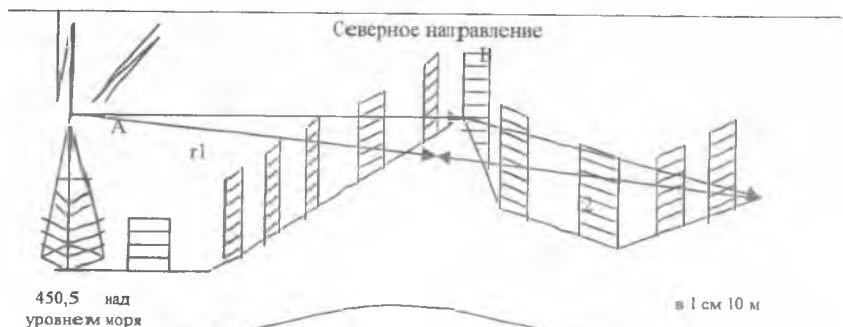
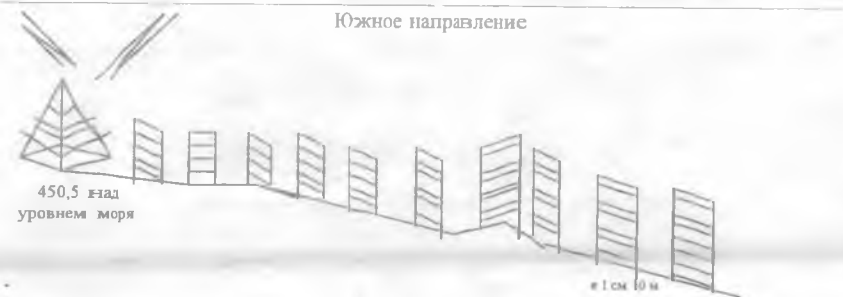


Рис. 1



Отметка Земли и высота препятствия, м	449,7	465,9	470,9	478,1	486,6	460,6	456,4	450,9	466,7
Расстояние (наростающим числом), м	1200	2600	3400	4400	5200	5800	6300	7000	9000

Рис. 2



Отметка Земли и высота препятствия, м	433,0	430,7	425,9	424,1	418,6	420,5	416,5	414,5	410,6
Расстояние (наростающим числом), м	1600	2600	3000	3800	5000	5600	6000	6600	7800

Рис. 3



в метрах в масштабе 1:500

Отметка Земли и высота препятствия, м	435,2	447,3	452,4	462,2	465,7	465,7	460,6	467,9	466,5
Расстояние (наростаючим числом), м	1600	2400	4400	4800	5100	5800	6600	7100	7700

Рис. 4



Отметка Земли и высота препятствия, м	452,9	444,6	445,8	431,9	417,5	422,8	416,8	428,1	413,7
Расстояние (наростаючим числом), м	1200	2600	2700	4800	6000	7000	7800	8000	9800

Рис. 5

При расположении антенны передатчика на крыше технологического здания ГАЖК «Узбекистон темир йуллари» на рис. 2-5 указаны профили основных направлений передачи в черте Ташкентского железнодорожного узла. Расчёты производились для двух протоколов построения радиосетей Смарт Транк 2 (160 МГц) и МРТ-1327 (450 МГц).

На рис. 6 и рис. 7 приведены зависимости средних значений уровня напряжённости поля E_c электромагнитных волн для диапазона 160 и 450 МГц соответственно.

Зависимость E_c от расстояния r для диапазона 160 МГц

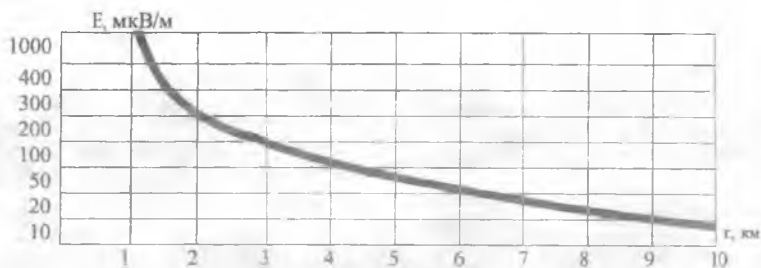


Рис. 6

Зависимость E_c от расстояния r для диапазона 450 МГц

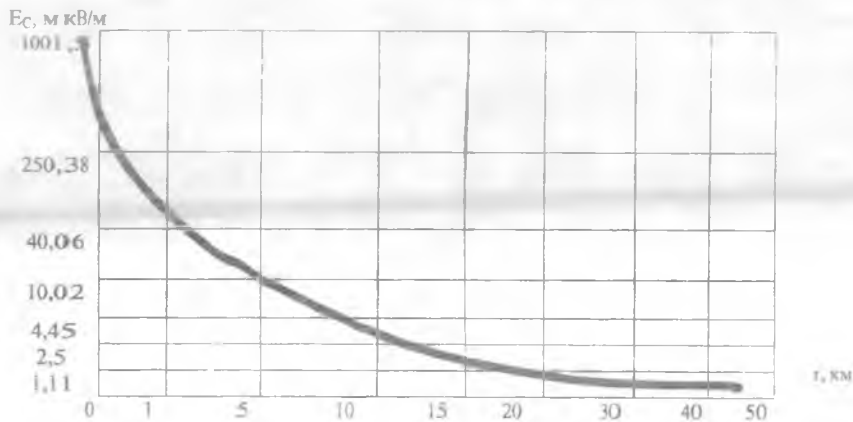


Рис. 7

Картина пространственных измерений уровня напряжённости поля УКВ.

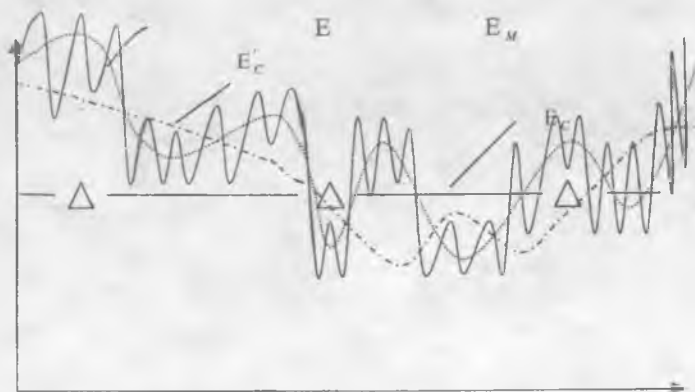


Рис. 8

При перемещении по территории равноудалённой от передающей станции можно получить среднее значение напряжённости поля (линия E_c на рис. 8), а также обнаружить наличие быстрых флуктуаций, обусловленных интерференцией поля на «незначительных» размерах обследуемой территории (десятки, сотни метров). Назовём их микро флуктуации. Эти флуктуации можно рассматривать относительно среднего значения E_m , которые будем называть медианными (штриховая линия на рис. 8). На более протяжённых трассах, например, вдоль городской улицы, медианная величина напряжённости поля также подвержена флуктуациям, которые могут рассматриваться как «промежуточные» флуктуации со средним значением E_{cp} (штрих пунктирная линия на рис. 8). Природа этих флуктуаций зависит от интенсивности застройки и ширины улицы, расположения зданий. И наконец, макро флуктуации — на протяжённости территории, расположенной по окружности на каком-то одном расстоянии от передающей станции. Эти флуктуации обусловлены рельефностью и различной интенсивностью застройки отдельных районов города и могут рассматриваться как флуктуации E_c относительно E_{cp} . Макро флуктуации могут рассматриваться как отклонения от концентрических окружностей по множеству расстояний от передающей станции. Таким образом, пространственную структуру уровней электромагнитного поля УКВ в городе можно рассматривать в виде трёх составляющих: микроструктуры, промежуточной структуры и макроструктуры.

Микроструктура поля имеет ярко выраженный характер квазистоячих волн — чередование максимумов и минимумов уровня поля происходит через расстояние $\Delta r \approx \frac{\lambda}{2}$ (не экстремальные изменения уровня поля имеет место для отдельных направлений в плоскости рассматриваемой микроструктуры, и периодичность повторения этих изменений может происходить через $n \approx (0,4 + 0,8) * \frac{\lambda}{2}$).

Наличие холмов, возвышенностей и других высотных объектов на трассе распространения сигналов вызывает потери, которые называют дифракционными. Напряжённость поля волны после дифракции на вершине клиновидного препятствия

$$\frac{E}{E_0} = F * e^{i\Delta\varphi}, \quad (2)$$

где E_0 - напряжённость электрического поля свободного пространства; F - коэффициент дифракции; $\Delta\varphi$ - разность фаз по отношению к прямой волне.

Потери, обусловленные дифракцией, определяются как

$$L_r = 20 * \lg F, \quad (3)$$

здесь $F = \frac{S+0,5}{\sqrt{2} * \sin\left(\Delta\varphi + \frac{\pi}{4}\right)}$; (4) $\Delta\varphi = \arctg\left(\frac{S+0,5}{C+0,5}\right) - \frac{\pi}{4}$; (5)

$$C = \int_0^{\infty} \cos\left(\frac{\pi}{2} * X^2\right) dx; \quad (6) \quad S = \int_0^{\infty} \sin\left(\frac{\pi}{2} * X^2\right); \quad (7)$$

$$V = -h_p * \sqrt{\frac{2}{\lambda} * \left(\frac{1}{r_1} + \frac{1}{r_2}\right)}, \quad (8)$$

где C и S - интегралы Френеля, V - безразмерный параметр; r_1 и r_2 - расстояния от вершины препятствия до передающей и приёмной антенн соответственно; h_p - высота препятствия. Анализ рис. 2-5 показывает, что наиболее холмистыми являются северное и восточное направления. В выражениях (4) и (5) присутствуют интегралы Френеля, которые в аналитическом виде затрудняют нахождение точного решения. Воспользуемся приближённым решением (3) при $0 < V \leq 1$

$$L_r = 20 * \lg(0,5 * e^{0,95V}).$$

Тогда дифференциальные потери для северного направления на трассе 9 км, а для восточного - на трассе 6,5 км составят -11,6 и -9,5 дБ соответственно.

Приведённые экспериментальные исследования условий прохождения сигналов в диапазонах 160 МГц и 450 МГц полностью подтвердили предположение об устойчивой связи на указанных диапазонах, а целесообразность внедрения тракинговых систем не вызывает сомнения.

Литература:

1. Гуляков Ю. М. Системы персонального радиовызова. - М.: Радио и связь, 1988. - 168 с.
2. William C. Y. Lee «Mobile cellular telecommunications systems». - Philadelphia, - 1993. - 449 p.

РАДИОЭЛЕКТРОН ЭЛЕМЕНТЛАРНИНГ ИШОНЧЛИЛИГИ ҲАКИДА

А.А.Холиков, О.А.Ибрагимова

Замонавий электрон ускуналарнинг ишончлиги, маълум миқдорда уни ташкил этувчи бирикмаларнинг ишончлиги билан аниқланади. Мақолада радиэлектрон элементларнинг ишончлиги, ишдан чиқиш хавфи ва сабаблари келтирилган.

Маълумки электрон ускуналарнинг (қурилмалар) қанчалик мураккаб бўлса, унинг ишончли ишлаш масаласи шунча катта аҳамиятга эга бўлади. Қурилмаларнинг мураккаблиги ва уларнинг ишончли ишлаши орасидаги қарама-қаршилиқни бартараф қилиш, муҳандисликдаги асосий масалалардан биридир.

Электрон қурилмаларнинг лойиҳалаштириш асосида статистик ишончлилик назариясига таянган математик ишончлилик назарияси ётади.

Қаршилиқлар ишончлиги.

Статистик кузатувлар шуни курсатадики, ток утказувчи қатламларнинг бузилиши ва қаршилиқларни контактларини узилиши ишдан чиқишнинг энг асосий турларидир (50 % дан юқори). Ишдан чиқишнинг сезиларли фоизи (35-40 %) ток утказувчи қатламларнинг қуйишидан вужудга келади. 5 % атрофидаги ишдан чиқишлар қаршилиқларини кескин ушиб кетишидан (10-100 мартаба ва ундан юқори) вужудга келади.

Қаршилиқларни ишдан чиқиш сони вақт ўтиши билан узгариши ва асосан қулданиш шароити, ишлаб чиқариш технологияси ва моддаларнинг сифатига боғлиқдир.

Қаршилиқлар қатламининг уларда угилаётган қувват ҳисобига қизиши, атроф-муҳит иссиқлигини кескин узгариши, тусатдан ишдан чиқишга олиб келувчи ҳодисалар йиғиндилари, қайтмас жараёнларга олиб келади. Қаршилиқни иш қувватларини қамайтириш, ишлаш шароитини яратиш, иссиқликни кескин узгаришдан сақлаш уларнинг ишончлигини оширади.

Намлиқ қаршилиқларни ишлашга салбий таъсир қилади. Намлиқ контактлар коррозиясини тезлаштиради, уларни узилишига ва химоя қатламларини ёрилиб кетишига олиб келади. Ёриқлардан қирадиган намлиқ қаршилиқ қатламларни ёки симларни ишдан чиқаради.

Узлуксиз механик таъсир жисмларда чарчаш узгаришларини юзага келтиради. Оқибатда маҳсулотларда ишлатилаётган қаршилиқларда конструкц-ияси бузилиб, сакраб узгариш хусусиятларни юзага келади, уларни ишдан чиқишга олиб келади. Бу ҳодисани спиралсимон уралган Қаршилиқлар ва 0.5 Ом дан юқори қаршилиқларни нисбий ишончлигини пастлиги билан тушир-тириш мумкин.

Композицией типдаги қаршилиқлар ишончлиги анча юқори бўлади, чунки улар жисмларга фақат жисмонан таъсир қилиб синдирагина ишдан чиқадилар, бундай ҳодисалар эса нормал иш шароитида қамдан-қам юзага келади.

Қаршилиқларни оний ишдан чиқиш ҳодисаси улар бириктирилган қисмларини ишдан чиқиши сабабли юзага келиши мумкин. Бундай хусусий ишдан чиқишлар механик зуриқишдаги юзадаги қаршилиқларда вужудга келиши мумкин. Ҳажмий қаршилиқларда бундай ишдан чиқиш ҳодисаси йук, чунки уларнинг контактлари сиклиш хисобига ишлайди.

Купчилик каршиликлар бошлангич ишлаш даврида худди норма-и ишлаш давридагидек ишончликка эгадирлар. Резисторларнинг алохида хусусиятлардан бири улардаги ишдан чиқишдаги 50 % дан ортиги, холағларда бошка элементларнинг ишдан чиқиши билан богликдир. Масалан: конденсаторларнинг ишдан чиқиши, электр утказувчанлардаги ва ярим утказгич асбоблардаги киска туташувлар.

Конденсаторларнинг ишончлиги.

Конденсаторларнинг ишдан чиқишини энг асосий сабаблари диэлектрикларнинг тешилиши ва оралик изоляцияларининг тешилишидир (юзалардаги разряд). Тез ишдан чиқишларнинг 80 % и (умумий ишдан чиқишлардан) диэлектрикларнинг нозик жойлари борлиги ва ишлаб чиқаришдан технологик жараёнларни бузилиши оқибатида юзага келади. Конденсаторларнинг ишдан чиқиш сабаблардан яна бири уларнинг улаши жойларининг узилишидир. 15 % атрофидаги ишдан чиқишларнинг сабаби уларнинг сизимларини меъёридан камайишдан юзага келади ва улар электр конденсаторларда кузагилади. Изоляция каршиликларининг камайиб кетиши сабабли 5 % конденсаторлар ишдан чиқади. Конденсаторларнинг ишдан чиқиш сони куйилиш максадларига боглик. Купрок ишдан чиқиш хавфи булгитирувчи ва тусувчи максадларда кулланишда камрок галтаклардаги ва йигувчи максадлар кулланишида юзага келади.

Конденсаторларнинг ишончлиги асосан иссиқлик, намлик ва унга берилётган кучланишнинг частотасига боглик. Конденсаторлар юкори электр ва иссиқлик таъсирида ишлаши уларнинг тезрок ишдан чиқишига олиб келади. Конденсаторларнинг ишлаш кучланишини кутарилиши унинг изоляция каршилигини камайишига олиб келади, Купинча ички ёйни юзага келиши диэлектрикни тешилишига олиб келади. Масалан, электролитик конденсаторларни рухсат этилган кучланишларини 30 % га оширилса улар ишдан чиқадилар.

Конденсаторларнинг кизиши диэлектрикларнинг мустахамлигини ва изоляция каршилигини камайишига ҳамда диэлектрик йукотувчанлик тангенси бурчаги усишига олиб келади. Жойлардаги изоляция каршилигини камайиши конденсаторларнинг кизишига олиб келади, оқибатда йукотилиш яна купади ва изоляция каршилиги камади. Бу ходисанин усиши конденсаторларнинг ишдан чиқишига олиб келади.

Атроф-мухитнинг намлигини ошиши диэлектрик йукотилишнинг тангенси бурчаги ошиши, электр мустахамлики ва изоляция каршилики, тешиб утиш кучланиши пасайишига олиб келади. Бундай ходисалар асосан геометрлик беркитилмаган конденсаторларда купрок учрайди. Ишончли намлик тусувчи катламлар ножерак булган жараёнларни секинлаштиради

Керамик (сопол) конденсаторлар орасида купрок чидамлилари КГК, КДК ва КТК. Иссиқлик ва намликка камрок чидайдиган конденсаторлар КПК.

Каршиликларга карама-карши уларок конденсаторларда ишдан чиқиш ходисаси эксплуатацияни бошлангич даврига тутри келади. 70 % конденсаторларнинг ишдан чиқиш нормал холда ишга тушишдан олдинга даврга тутри келади.

Ярим утказгич элементларнинг чидамлиги.

Ярим утказгичли диод ва транзисторларнинг параметрлари ташкари мухит таъсири ва асосан иссиқлик таъсирига кучли боглангандир. Ярим утказгичли асбобларнинг юкори иссиқлиги улар базаларини хусусий утказувчанларига утишлари билан аникланади. Бу иссиқлик германий моддаси учун SO-100Т оралигида, кремний учун 100-200°C, кремний карбиди учун 300-400°C оралигидадир. Ярим утказгич

асбоблари ток ва кучланиш купайишига жуда сезувчандир ва киска муддатли купайувчанликда ҳам ишдан чиқади.

Ярим утказувчан асбобларнинг ишдан чиқиб кетилиши асосий сабаби утувчи жараён давридаги база ва коллектор орасидаги кучланишнинг ошиб кетишидан юзага келади. Баъзи холларда ишдан чиқиш база ва эмиттор орасида тескари импульслар таъсирида юзага келади. Ишдан чиқиб кетилиш хусусий холлари, электр занжирининг узилиши, киска туташув ва элементларнинг рухсат этилган параметрларини халдан зиёд зуриқишидир.

Ярим утказгичли асбобларни аста-секин ишдан чиқиши куп холларда уларнинг параметрларини бузилишининг оқибатидир, чунончи, улчамларнинг узариши тезкорлигининг купрок кismi ишлашнинг бошлангич даврига туғри келади, бу давр бир неча 100 соатдан иборатдир. Кейинчалик параметрларнинг узариш тезлиги камаяди ва эскириш вақти келганда яна ушиб боради. Ярим утказгичли асбоблар параметрларнинг узариши куп холларда кучланишнинг юкорилигидан ёки герметиклиги бузилганда унга намликнинг киришида кузатилади. Бундай узаришлар одатда металлларнинг чизикли кенга-йиши коэффициентлари ва утказувчи изоляторларини хар хиллиги сабабидир.

Коммутациёй элементларнинг ишончилиги.

Коммутациёй элементлар электромеханик курилмалар гуруҳига киради, улар учун аста-секин ишдан чиқиш характерлидир. 25 % га якин ишдан чикувчи, улаб-узгич, ёки-учиргичлар ва хар хил турдаги улагичларнинг ишдан чиқиш жараёни уларнинг энг охириг муддатига етиб боради ва фақатгина 25 % гина 70 % ишдан чиқиш вақтига туғри келади. Ишдан чиқишнинг энг куп учрайдиган холлари: куйиш, ёниш ва контактлар киска туташуви, соэлаанишнинг бузилиши, контакт пружиналарини ё синиб ёки чузилиб кетиши, чулгам изоляцияларнинг узилиши ва корпус билан киска туташ нагижасидандир. Камрок учрайдиган холларда эса узилишлар, улчамларни рухсат этилган чегарадан чиқиши ёмон соэланган контактлар ва пружиналарни бирлигини камайишидан юзага келади. Коммутацион элементларни чидамлилиги маълум миқдордаги контактлар сони, токнинг зичлиги ва узилишларнинг сонига боглик. ТТТу улчовларнинг камайиши элементлар ишончилигини оширади. Улаб-узгич ва коммутацион курилмаларнинг ишончилиги тебраниш ходисаси (титраш ходисаси) катта ахамиятга эгадир. Тебранишнинг маълум частотаси ва амплитудаси ва вақт буйича узилиш ходисаси хосил булади. Натихада контактлар да бош қариб булмайдиган киска туташув ёки узилиш ходисалари руй беради.

Чулгамли элементларнинг чидамлилиги.

Бундай элементларга ишдан чиқиб кетилиши куйидаги турлари характерлидир:

куйиш ва чулгамларнинг узилиши, изоляциянинг бузилиб, чулгамлар гилофига тегиши чулгамлар орасидаги киска туташув. Трансформаторлар, дроселлар ва индуктив галтакларнинг чидамлилигига асосан электр режим (чулгамдаги токнинг зичлиги ва чулгамлар орасидаги кучланиш, шу билан бирга атроф-мухитнинг намлиги ва исиклиги таъсир этади. Бу асбобларнинг ишдан чиқиш сабабларига: бирламчи чулгамдаги кучланишлар тушувининг юкорилигидир;

иккиламчи чулгамдаги токнинг купайиши, кириш сигнали частотасининг нобоплиги киради. Агар бирламчи чулгамдаги кучланиш рухсат этилган кучланишдан 20 % дан ошиб кетса, унда вақтдан илгари бузилиш юзага келади. Агар бу кучланиш анча юкори булса, оний ишдан чиқиш юзага келади.

Иккиламчи чулгамдаги токнинг юкорилиги трансформатор кизишига сабаб булади ва бу эса электрик изоляцияларнинг чидамлилигини камайтишига олиб келади. Уз навбатида бу киска туташувга, чулгамнинг узилишига, сикилишига ва корпуснинг бузилишига ҳамда куйилган модданинг кенгайишига олиб келади, кераклигидан ҳам частота ишлаши чулгамнинг реактив каршилигини камайтириб токни оширади. Керагидан юкори ишлаши эса узакдаги йуколишни кучайтиради. Иккала холда ҳам трансформатордаги (дросселдаги) иссиклик рухсат этилганидан кутарилади ва изоляциянинг электр чидамлиги йуколади, чунки бу катталиклар орасида карама-каршиликлар мавжуддир.

Трансформатор, дроссель ва индуктив галтакнинг ишдан чикиши маълум микдордаги сабабчиси намликдир. Иссиклик микдорининг узариши билан намлик чулгамлар орасига киради ски парланиб чикиб кетади. Куйилган моддалан утишидан ташкари намлик чулгам учлари оркали ҳам ичкарига сурилади.

Чулгам ичига кирган намлик урамлар орасидаги химоя катлами каршиликтарини камайтириб, уларни ишдан чикишига олиб келади. Хамда сувда эриган тузлар электролитик ходисаларни юзага келтириб ишончилигини камайтиради. Шу сабабли трансформаторлар, дросселлар ва индуктив галтаклар симларини намликдан сакловчи моддаларга шямдирилади ва герметик ёпилади.

Мухит иссиклигини усиши элементлар химоя катламининг ишлаш вақтини камайтиради ва ишдан чикиш хавфини камайтиради. Шундай қилиб, иссикликнинг $+20^{\circ}\text{C}$ $+35^{\circ}\text{C}$ гача усиши таъминловчи трансформаторлар ишдан чикиш интенсивлигини (хавфини) тахминан 50 баробар оширади.

Мягги схемалар ишончилиги.

Ишончилиги юкори булган ЭУ ларда ИМС лардан фойдаланиш оркали яратишда, плёнкали ва ярим утказгичлар технологик жараёнлари куйилган. ИМС лар ишдан чикиш интенсивлиги 10^{-10} 10^{-11} ораликда ёпиб юкори ишончли элементлар каторига яқинлашади, ИМС ларнинг хар хил элементлари ва ИМС ларнинг тулалитича ишдан чикиш интенсивлигини тақослаш шуни курсатадики, улар деярли хар хилдир. Уларнинг афзаллиги шундан иборатки, ИМС ларнинг функционал мураккаблик даражаси кичик ва уртача микдордаги интеграцияси уларнинг ишончилигига деярли таъсир килмайди.

ИМС лар учун ишлаб чикариш шартлари (технологик дефектлар) билан боглик, тусатдан ишдан чикиш характерлиги

куйилма кристалл юзасидаги уланиш майдони ва корпус чикишлари (улчовлари) орасидаги узилиш, ички уланувчилар киска туташуви ёки узилишидир. Тусатдан ишдан чикиш ярим утказгичли ИМС лари орасидаги ишдан чикишларни 20 % тапқил этади. Чизикли дурагай ИМС лардаги ишдан чикишларнинг 50 % ортиги уларда курилган транзисторлар ва кавшарлаш уланма-ларига тутри келади. Олтин симли уланмалар чикишларидаги ишдан чикишлар ковак шарчаси олдидаги симнинг узилишидан содир булади. Транзистор-транзистор лойижили пластмас корпусли ИМС ларни энг заиф жойи киска туташув ёки узилиш хосил килувчи симли уланмаларидир (90 % ишдан чикиш улчовли симларнинг узилиш окибатида). Бундай ишдан чикишларнинг асосий сабаби металллар ва ураб турувчи жишларнинг турлича чизикли иссиклик кенга-йичги коэффициентлари таъсирида термомеханик кучланиш хосил булиши-дир. Пластмас корпусли ярим утказгичли ИМС лардаги ишдан чикишлар 10 % га яқин. Пластмассани етарлича намликка чидамаслиги ва герметик берки-тилиш

вақтидаги (окисления) юзалар ифлосланиш оқибатида юз берадиган алюмин металланиш электик коррозияси оқибатидадир.

Адабиётлар:

1. Яншин А. А. "Теоретические основы конструирования, технология и надёжности РЭА - М" Радио и связь, 1983.

2. Холиков А. А., Рустамов Х. "Радиэлектрон жихозларнинг ишончлилиги" Тошкент-1993.

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЙ ГЕНЕРАТОР

Ш.Н. Атаханов, Б.Ш. Усмонов

Полупроводниковые электрические генераторы находят широкое применение в радиоэлектронике, микроэлектронике, дискретной и интегральной схемотехнике, телекоммуникационных системах.

Известны двух транзисторные и трех транзисторные генераторы стабильного тока (ГСТ) на биполярных транзисторах. [1].

Основными недостатками ГСТ являются.

1. Ограниченная стабильность выходного тока. Стабильность выходного тока обеспечивается только при его малых значениях;

2. Громоздкость устройства при больших значениях (десятки ампер) выходного тока;

3. Малый коэффициент полезного действия (КПД).

Известны также генераторы напряжения, выполненные на полупроводниковом стабилитроне и биполярном транзисторе [1].

Генераторы напряжения также имеют малое значение КПД за счет применения балластных резисторов или проходных мощных транзисторов. Следует отметить, что генераторы напряжения на транзисторах не переносят короткое замыкание нагрузки, поэтому имеют низкую надежность при эксплуатации.

Известен полупроводниковый фотоэлектрический генератор на основе структуры с р-п переходом. [2].

Основными недостатками фотоэлектрического генератора являются: необходимость обязательного воздействия светового излучения с $h\nu > E_g$ для работы генератора, сильная зависимость фототока от интенсивности светового излучения, ограниченность выходной мощности за счет омических потерь в тонкой фронтальной поверхности и токособирающих контактах [3]. Кроме того, фотоэлектрические генераторы имеют небольшой КПД.

Решаемая задача заключается в повышении эффективности электрического генератора и создании универсального, сильноточного, не громоздкого генератора тока и напряжения в одной полупроводниковой структуре.

Поставленная задача решается тем, что в известном полупроводниковом генераторе, содержащем структуру с р-п переходом, омические контакты к р и п областям служат в качестве выходными электродами, к которым непосредственно соединена нагрузка по обе стороны относительно р-п перехода содержит p^+ и n^+ эмиттерные области с омическими контактами, образующие $p^+ - p - n^+$ структуру с тремя взаимодействующими р-п переходами, а также внешние источники напряжения, включенные между омическими контактами крайних (эмиттерных) р-п переходов.

Таким образом, полупроводниковая структура содержит чередующиеся $p^+ - p - n^+$ области, образующие три р-п перехода (1,2,3). Нагрузка (4) соединена с электродами (5,6) среднего (1) р-п перехода. Электроды (7, 8) выполнены соответственно к p^+ и n^+ областям крайних (2, 3) р-п переходов. Источники напряжения E_2 и E_3 (9,10) включены между омическими контактами (внешними электродами) эмиттерных (2, 3) р-п переходов.

На рис.1 показана $p^+ - p - n^+$ структура полупроводникового генератора с соединенной нагрузкой R_H и источниками смещения E_2, E_3 .

■ 1,2,3-р-п переходы;

■ 4-резистор, служащий нагрузкой;

■ 5,6,7,8-омические контакты к р и п областям структуры, служащие электродами генератора;

■ 9,10-источники напряжения E_2 и E_3 .

На рис. 2 приведена нагрузочная вольтамперная характеристика (ВАХ) предложенного полупроводникового электрического генератора. Участок 1 ВАХ соответствует режиму генератора тока, а участок 2-режиму генератора напряжения.

Непосредственное включение нагрузки (4) к электродам (5,6) среднего р-п перехода (1) и прямое электрическое смещение крайних (эмиттерных) р-п переходов (2,3) обеспечивает двухстороннюю инжекцию неосновных носителей из p^+ и p^- областей и возникновение инжекционной электродвижущей силы (ЭДС) в среднем (1) р-п переходе. Максимальная величина инжекционной ЭДС ($U_{\text{эдс}}^{\text{max}}$) достигает

$$U_{\text{эдс}}^{\text{max}} = U_{\text{к.к.}} = E_4/q,$$

где $U_{\text{к.к.}}$ - напряжение холостого хода, q -заряд электрона. Значение генерируемого тока $I_{\text{и}}$ при заданных E_2 и E_3 определяется выражением

$$I_{\text{и}} = I_{\text{кз}} = \alpha_2 \cdot I_2 + \alpha_3 \cdot I_3,$$

где $I_{\text{кз}}$ - ток короткого замыкания, α_2 и α_3 -коэффициенты передачи токов второго (I_2) и третьего (I_3) р-п переходов. Значение инжекционного тока зависит от уровня инжекции и рассеиваемой мощности структуры. Значение нагрузки $R_{\text{н}}$ (рис. 1) определяет величину протекающего через него тока. В зависимости от величины сопротивления нагрузки предложенный генератор может работать в двух режимах:

1. Генератора тока (участок 1 на рис. 2),
2. Генератора напряжения (участок 2 на рис. 2).

При $R_{\text{н}} > R_{\text{крит}}$ (см. рис. 2) внутреннее сопротивление генератора резко уменьшается и стремится к нулю, а при $0 < R_{\text{н}} < R_{\text{крит}}$ внутреннее сопротивление генератора имеет очень большое (практически бесконечное) значение. Значение критического сопротивления (рис. 2) определяется выражением:

$$R_{\text{крит}} = \left(U_{\text{и эдс}} - \frac{4AkT}{q} \right) / I_{\text{и}}$$

где A - параметр идеальности ВАХ подключенного к нагрузке р-п перехода ($A=1$ при инжекционном, $A=2$ при рекомбинационном механизмах переноса носителей тока через р-п переход), k - постоянная Больцмана, T -температура.

КПД генератора определяется выражением:

$$\eta = \frac{P_{\text{г}}}{P_2 + P_3} \cdot 100\% = \frac{F \cdot I_{\text{и}} \cdot U_{\text{и эдс}}}{I_2 E_2 + I_3 E_3} \cdot 100\%,$$

где $P_{\text{г}}$ - мощность, выделяемая на нагрузке, P_2, P_3 -мощности внешних источников E_2, E_3 , F -фактор заполнения ВАХ генератора, I_2, I_3, E_2, E_3 -токи и напряжения внешних источников соответственно.

Для режима генератора напряжения на Si материале при $T=300\text{K}$

$$E_2 = E_3 \approx U_{\text{и эдс}}, \quad I_2 \approx I_3 = I$$

КПД генератора

$$I_H = (\alpha_1 + \alpha_3) \cdot I$$

$$\eta = F \cdot \left(\frac{\alpha_1 + \alpha_3}{2} \right) \cdot 100\%$$

Для типичных значений $F \approx 0.8$ и $\alpha_2 \approx \alpha_3 \approx 0.98$

$$\eta \geq 80\%$$

Аналогично для режима генератора тока

$$\eta = \frac{F(\alpha_2 + \alpha_3) \cdot \left(U_{HJK} - \frac{4AkT}{q} \right)}{2E} \cdot 100\%$$

При 300К: $4AkT/q \approx 0.113$, $E \approx U_{иэдс} = 0.7$ В, $\alpha_2 \approx \alpha_3 \approx 0.98$, $F \approx 0.8$, $\eta \approx 67\%$

Для реализации предложенного полупроводникового генератора, например, используют промышленную тиристорную p-p-p структуру. Электроды выполняют к каждой p и n области структуры. К электродам среднего p-n перехода непосредственно включают нагрузку, а крайние (эмиттерные) p-n переходы электрически смещают в прямом направлении путем непосредственного подключения внешних источников.

Основными преимуществами предложенного полупроводникового генератора являются:

1. Высокий КПД.
2. Реализация в одной полупроводниковой структуре генератора тока и генератора напряжения.
3. Создание стабильных сильноточных генераторов тока и генераторов напряжения.
4. Устройство не боится короткого замыкания нагрузки и поэтому при использовании не требуется специальная схема защиты от короткого замыкания нагрузки.
5. Не громоздкость устройства и его малый вес.
6. Возможность использования серийно выпускаемых электронной промышленностью полупроводниковых структур.

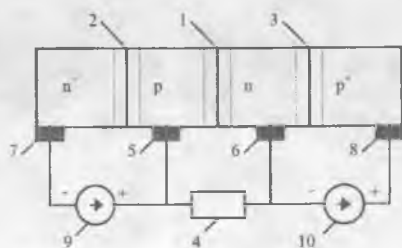


Рис. 1

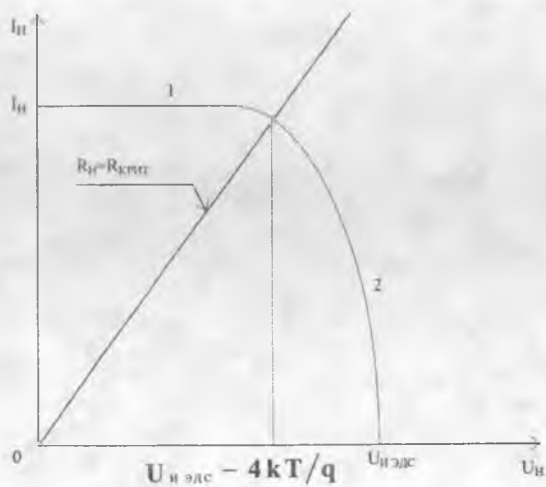


Рис. 2

Литература:

1. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. т. 1, (М., Мир, 1984).
2. Гриликес В.А., Орлов П.П., Попов Л.Б. Солнечная энергия и космические полеты. (М., Наука, 1984.)
3. Andreev V.M., Grilikhes V.A., Romyantsev V.D. Potovoltaic Conversion of Concentrated Sunlight, (London, John Wiley & Sons Ltd, 1997).
4. Патент. Арипов Х.К., Агаханов Ш.Н., Бустапов Х.Х. Полупроводниковый электрический генератор. (Заявка № ИДР 9800313.1 заявлено 08.05.1998 патент № 5431 от 25.09.98г. Бюлл № 4 от 31.12.98г.)

ИНВЕРТОР НА КОМПЛЕМЕНТАРНЫХ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Ш.Р.Юлдашов, О.М.Бегалиев

Инвертор на комплементарных биполярных транзисторах (КБТ) и может быть использовано в дискретной и интегральной схемотехнике, информационных и телекоммуникационных системах.

Известны инверторы на биполярных транзисторах [1]. Основными недостатками инверторов являются малое быстродействие, громоздкость, большая потребляемая мощность при переключении и большое напряжение питания. Кроме того, инвертор содержит высокоомный резистор, который сложно технологически реализовать в интегральных микросхемах (ИМС). Сложность реализации высокоомных резисторов, вынуждает расположить отдельный резистор рядом с ИМС, нарушает температурный режим работы ИМС, снижает степень интеграции ИМС.

Известен также инвертор на основе схемы И²Л (интегрально- инжкционной логики) [2]. Инвертор выполнен на основе р-п-р и п-р-п биполярных транзисторных структур и относится к классу насыщенных логических схем.

Основными недостатками инвертора на основе И²Л является то, что он обязательно содержит инжектор на р-п-р транзисторе, который потребляет мощность

$$P_{\text{инж}} = I_{\text{инж}} E_{\text{п}}$$

где $I_{\text{инж}}$ ток инжектора, $E_{\text{п}}$ величина напряжения питания. Эта мощность рассеивается на резисторе и на транзисторах, что приводит к нагреву ИМС.

Для функционирования инвертора в схему обязательно должен быть подключен источник напряжения через резистор. Этот резистор преобразует источник напряжения в источник тока и выносится за ИМС для того, чтобы обеспечить е, температурную стабильность. В отсутствие резистора схема становится неуправляемой при изменении температуры или величины напряжения питания.

Протекание тока инжектора $I_{\text{инж}}$ существенно ограничивает быстродействие И²Л инвертора которое характеризуется энергией переключения

$$W \tau = P_{\text{п ср}} \tau_{\text{здр ср}}, \quad P_{\text{п ср}} = E_{\text{п}} I_{\text{инж}}$$

где $P_{\text{п ср}}$ - средняя потребляемая мощность за время переключения инвертора, $\tau_{\text{здр ср}}$ - среднее время задержки распространения сигнала. Следовательно, средняя потребляемая мощность инвертора ограничивает его быстродействие при заданной энергии переключения. Средняя потребляемая мощность определяется величиной тока инжектора. Инвертор на И²Л относится к классу насыщенных логических схем, поэтому в нем не удастся снизить значение тока инжектора.

Решаемая задача заключается в уменьшении потребляемой мощности за время переключения и снижении величины напряжения питания.

Поставленная задача решается тем, что в известном инверторе содержащем электрически соединенные между собой р-п-р и многоколлекторный п-р-п транзисторы, общую шину, вход и выходы, а также внешний источник питания р-п-р транзистор выполнен многоколлекторным, его эмиттерный электрод соединен положительным полюсом источника питания с величиной напряжения не более $E_{\text{г}}/q$ ($E_{\text{г}}$ - ширина запрещенной зоны полупроводника из которого выполнен транзистор, q - заряд электрона), между собой соединены базовые электроды транзисторов а также

коллекторные электроды транзисторов образуют соответственно вход и выходы инвертора.

Предложенное соединение двух разнотипных многоколлекторных транзисторов позволяет уменьшить потребляемый ток и величину напряжения питания за счет одновременного использования режимов отсечки и насыщения в биполярных транзисторах.

Если на вход КБТ инвертора подается сигнал соответствующий логической "1", равный по величине напряжению источника питания ($+E_n$) то напряжение эмиттер-база $p-p$ многоколлекторного транзистора равно величине E_n , а напряжение эмиттер-база $p-p$ транзистора равно нулю. При этом $p-p$ транзистор работает в режиме насыщения, а $p-p$ транзистор работает в режиме отсечки. В режиме отсечки сопротивление между электродами коллектор-эмиттер очень высокое (практически определяется током утечки коллекторного перехода), а напряжение коллектор-эмиттер $p-p$ транзистора близко к нулю.

На рис. 1 приведена электрическая схема КБТ инвертора. Многоколлекторные $p-p$ и $p-p$ транзисторы обозначены соответственно VT1 и VT2. Цифрами обозначены: 1-источник питания E_n ; 2-общая шина; 3-вход инвертора; 4-выход инвертора; 5,6-базовые, 7,8-коллекторные, 9,10-эмиттерные электроды транзисторов.

На рис.2 показаны выходные характеристики транзисторов VT1 и VT2 при подаче на вход сигнала, соответствующего логической "1" (кривая 1 и 1') и логического "0" (кривая 2 и 2'). Выходные характеристики транзисторов VT1 и VT2 при различных $U_{сб}$ обозначены: 1- $U_{сб1}=E_n$; 1'- $U_{сб1}=0$; 2- $U_{сб2}=-E_n$; 2'- $U_{сб2}=0$. Точки 3 и 4 соответствуют выходным напряжениям логического нуля и логической единицы. Точки 5,6 соответствуют значениям обратных токов коллекторных переходов VT1 и VT2.

На рис.3 представлена экспериментальная амплитудная передаточная характеристика КБТ инвертора на биполярных транзисторах КТ-315 и КТ-361 при заданном значении напряжения питания $E_n=0,72В$. Цифрами обозначены:

- 1-амплитудная передаточная характеристика инвертора,
- 1'-обратная амплитудная передаточная характеристика инвертора,
- 2'-прямая соответствующая $U_{сб} = \beta(U_{сб})$ при коэффициенте усиления $K_u=1$.

КБТ инвертор содержит электрически соединенные многоколлекторные транзисторы VT1, VT2 (VT1- $p-p$, VT2- $p-p$ типа), источник питания 1, общую шину 2, вход 3 и выходы 4. Электрическое соединение транзисторов осуществлено через их электроды (рис.1). Электроды баз (5,6) и коллекторов (7,8) соединены между собой, после соединения образуют вход (3) и выходы (4) инвертора. Эмиттерный электрод (9) транзистора VT1 соединен с общей шиной (2), а эмиттерный электрод (10) транзистора VT2 непосредственно соединен с положительным полюсом источника питания (1). Отрицательный полюс источника питания (1) соединен с общей шиной (2).

КБТ инвертор работает следующим образом. При подаче на вход (3) инвертора напряжения, соответствующего логической "1" транзистор VT1 работает в режиме насыщения, а транзистор VT2 работает в режиме отсечки, что соответствует точке пересечения выходных характеристик (кривых 1 и 1' на фиг.2) транзисторов.

В этом случае на выходах (4) КБТ инвертора выходное напряжение $U_{сб}$ соответствует низкому уровню, соответствующему напряжению в точке 3 (напряжение логического "0") При этом по цепи эмиттер-коллектор VT2 и коллектор-эмиттер VT1 протекает обратный ток коллекторных переходов $I_{сб0}$ величиной, соответствующей точке 5 на рис.2.

Если на вход (3) КБТ инвертора подать напряжение соответствующее логическому "0" транзистор VT1 работает в режиме отсечки, а транзистор VT2 работает в режиме насыщения, что соответствует точке пересечения выходных

характеристик (кривых 2 и 2¹ на рис.2) транзисторов. Тогда на выходах (4) инвертора напряжение $U_{кв}$ соответствует высокому уровню напряжения соответствующему напряжению в точке 4 (напряжение логической "1"). При этом токи в цепи эмиттер-коллектор VT2 и коллектор-эмиттер VT1 равны обратному току коллекторных переходов $I_{кв0}$, соответствующему току в точке 6 (рис.2).

Потребляемый ток КБТ инвертора определяется: при подаче на вход сигнала соответствующего логическому "0"-током базы VT2, а при подаче на вход сигнала, соответствующего логической "1"-током базы VT1.

Потребляемая мощность инвертора практически не зависит от состояния инвертора и определяется

$$P = I_{б1} E_{п} = I_{б2} E_{п}$$

Пример. Для реализации предлагаемого КБТ инвертора с $E_{п} = 0.72В$ использованы промышленные биполярные транзисторы п-р-п и р-п-р типов КТ-315 и КТ-361 соответственно.

На рис.3 представлена передаточная амплитудная характеристика (1) исследованного КБТ инвертора.

Для определения параметров КБТ инвертора построены обратная передаточная амплитудная характеристика (1¹) и характеристика прямой передачи по напряжению с коэффициентом усиления $K_{ч} = 1$. Координаты точек пересечения кривых (1, 1¹ и 2) определяют параметры инвертора.

Асимптотическому "0" соответствует $U^0 = 0.02В$, асимптотической "1" соответствует $U^1 = 0.710В$; напряжение квантования $U_{кв} = 0.34В$. Помехозащищенность логического "0" $\Delta U_{пом}^0 = U_{кв} - U^0 = 0.32В$. Помехозащищенность логической "1" $\Delta U_{пом}^1 = U^1 - U_{кв} = 0.37В$.

Границы зон помехоустойчивости в триггерных схемах составляют: $\Delta U^0 = 0.28В$; $\Delta U^1 = 0.32В$, зона переключения триггера составляет $\Delta U_{кв} = 0.1В$.

КБТ инвертор имеет симметричную относительно $E_{п}$ передаточную характеристику, напряжение квантования $U_{кв} = E_{п}/2$, практически одинаковую помехозащищенность по логическим состояниям, резкий фронт перехода от одного устойчивого состояния к другому устойчивому состоянию.

КБТ инвертор на биполярных транзисторах по сравнению с инвертором на И²Л не содержит инжектор. Потребляемый ток инвертора определяется только током $I_{б}$, который в β (β -коэффициент передачи транзистора в схеме включения с общим эмиттером) раз меньше чем ток коллектора-инжектора транзисторов VT1 и VT2. В нем не содержится внешний резистор и примерно в 2 раза уменьшена величина напряжения питания $E_{п}$.

КБТ инвертор на биполярных транзисторах может быть использован в цифровых интегральных микросхемах и больших интегральных схемах а также в цифровой технике в качестве базовых элементов схем "НЕ", "ИЛИ-НЕ", "И-НЕ" и др. Кроме того инвертор может найти широкое применение в системах телеметрии, автоматике, промышленной и автомобильной электронике.

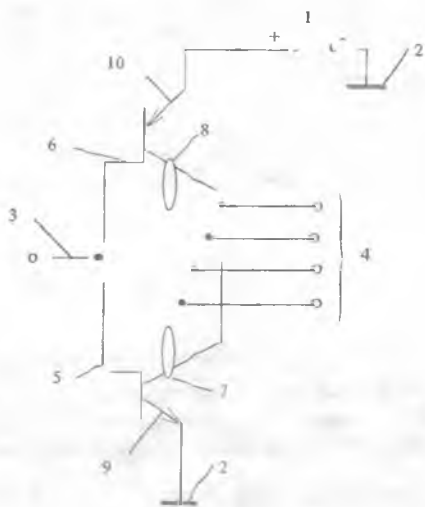
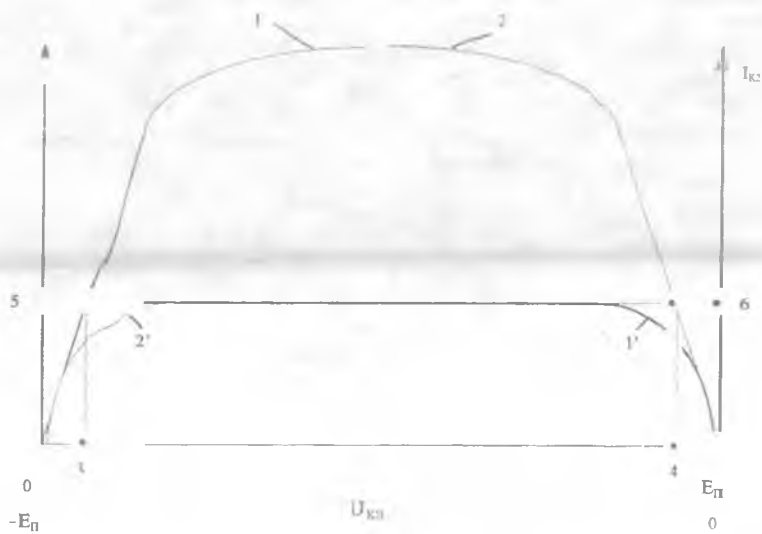


Рис. 1



Литература:

1. М. Ватанабе, К. Асада, К. Кани, Т. Оцуки. Проектирование СБИС. М., Мир, 1988, С. 110-112, 117-118.
2. М. Ватанабе, К. Асада, К. Кани, Т. Оцуки. Проектирование СБИС. М.Мир, 1988, С. 123-125.

АБОНЕНТСКАЯ СЕТЬ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ ТЕЛЕВИДЕНИЯ

Халиуллин Р. Т.

В настоящее время существуют много концепций построения сетей абонентского доступа. Основными из концепций является четыре. Это традиционная информационная абонентская сеть, гибридная волоконно-коаксиальная сеть, концепция «волоконно в монтажный шкаф» и «волоконно в квартиру».

При построении различных видов сетей требуется соблюдение условия запаса по наращиванию системы, т. е. условие большой полосы пропускания

Любая сеть является незаконченной структурой, которая в процессе своей эксплуатации может наращиваться путем введения новых служб. Такими службами могут быть, например интерактивное телевидение, закрытые частные каналы кабельного телевидения и другие услуги.

Как наилучшим образом строить абонентскую сеть, или производить её наращивание зависит от множества факторов, среди которых: концентрация абонентов в жилой зоне, приоритетность и потребность в соответствующих услугах, степень распределения услуг среди абонентов, наличие спутникового и эфирного телевидения, состояние существующей кабельной системы, объем необходимых капитальных вложений.

Для передачи большого числа телевизионных сигналов требуется большая полоса частот. Информационная абонентская сеть, построенная по традиционной схеме, не позволяет передавать такое количество ТВ сигналов. Для решения этой проблемы предлагается использовать гибридную волоконно-коаксиальную распределительную сеть. Такая распределительная сеть позволяет передавать большое количество различной информации, как телевидения, так и телефонию, при этом с точки зрения экономических затрат является более дешевой по сравнению с концепцией «волоконно в квартиру».

При передаче сигналов вещательного и спутникового телевидения, которые имеют широкие полосы, используется уменьшение избыточности с помощью различных методов сжатия, с последующим восстановлением их на приемной стороне.

Применение подобного рода систем является актуальной задачей на сегодняшний день и позволяет передавать телевизионные сигналы с высоким качеством. Стоимость подобных систем будет минимальной, что играет немаловажную роль при построении систем для большого количества абонентов.

Литература:

1. Р. Р. Убайдуллаев. Волоконно-оптические сети. М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 1998

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ КОММУТАЦИОННЫХ СХЕМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИИ.

Сон В.М., Сон А.В., Садчикова С.А.

Известно, что любая электронная АТС, в принципе, состоит из трех частей - линейных комплектов, коммутационного поля и управляющего устройства. Создание систем коммутации связано с решением большого числа научно-технических проблем. В них входят физико-технические и технико-экономические задачи разработки и применения необходимых приборов коммутации и управления, технико-экономические и инженерно-математические задачи группообразования узлов коммутации, задачи разработки принципов управления и создания управляющих устройств.

Одной из основополагающих проблем создания систем коммутации является разработка структуры коммутационного поля и нахождение принципов его управления.

Сеть связи в целом состоит из узлов и соединяющих их линий и в общем виде выражается формулой графа [1]:

$$G = \langle M, T \rangle \quad (1)$$

где M - множество узлов (носитель графа),

T - множество дуг (сигнатура графа). Состояния между узлами в графе определяются через бинарные отношения $T \subset M^2$. Носитель графа в свою очередь состоит из подграфов типа:

$$G^* = \langle V(V^+, V^-), U \rangle \quad (2)$$

В подграфах (2) функцией определения являются вершины графа типа V^+ , а областью значений множества вершин типа V^- . Для однозначности задания отношений в подграфе необходимо каждой вершине, обозначенной символом V^+ , сопоставить множество идентификаторов слов V^- , в которые этот символ входит. Тогда всякому слову взаимно однозначно соответствует полный подграф из p вершин, каждой вершине которого соответствует идентификатор этого слова. Процесс сопоставления каждому символу множества идентификаторов слов, в которые этот символ входит, назовем модернизацией подграфа, а сам подграф могографом или двудольным графом. Таким образом, в двудольных графах носители разбиты на два подмножества V^+ и V^- не имеющих общих вершин, и начало каждой дуги и $\subset U$ принадлежит подмножеству V^+ и только ему, а конец — подмножеству V^- и только ему. В двудольных графах отношение U в множестве (V^+, V^-) определяется p -й степенью (V^+, V^-) и таким образом $U \subset (V^+ V^-)^p$ p -арное отношение задает подмножество, которое состоит из p элементов подмножества мощности p .

Так подграф $G^* = \langle V, (V^+, V^-) \rangle$, например при $p = 3$ отношение в множестве $V^+ = \{a, b, c, d, e, f\}$ с помощью матрицы идентичности Q можно задать как

$$Q = \begin{array}{c|cccccc|c} a & b & c & d & e & \Gamma & \\ \hline 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & \{cde\} \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 2 & \{bde\} \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 3 & \{def\} \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 4 & \{ace\} \end{array} \quad (3)$$

Геометрическая интерпретация матрицы показана на рис. 1а, на рис. 1б - функциональная схема двудольного графа в виде модуля m.

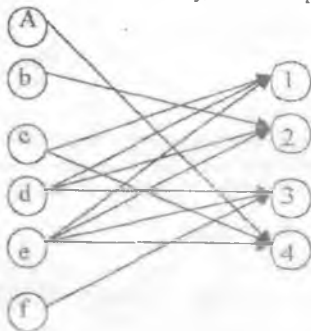


рис.1а

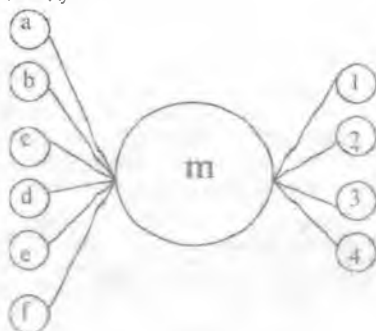


рис.1б

Основными свойствами бинарных отношений $T \subset M^2$ являются рефлексивность, симметричность и транзитивность. Эти отношения определяются соответственно:

1. $(m_i, m_i) \in T$;
 2. $(m_i, m_j) \in T \& (m_j, m_i) \in T$
 3. из $(m_i, m_j) \in T \& (m_j, m_k) \in T$ следует, что $(m_i, m_k) \in T$,
- (4)
- при условии $m_i \neq m_j, m_j \neq m_k, m_i \neq m_k$

Граф, обладающий в своих соединениях свойствами рефлексивности, симметричности, транзитивности, называется полным или обладающим отношением эквивалентности.

Граф, в котором отсутствует хотя бы одно из свойств (4), называется частичным. Так, если в графе отсутствуют рефлексивность и транзитивность, то он обладает отношением упорядоченности и называется решеткой.

Построение коммутационной схемы упорядоченности и алгоритм ее функционирования.

Для построения коммутационных модулей m с увеличенным числом входов или выходов производят объединение одноименных входов V^{+n} или выходов V^{-n} . А для построения из модулей m коммутационной схемы типа решетки применяются операции

соединения одноименных и разноименных входов и выходов модулей, при этом выходы одной группы модулей объединяются с другой. Операции одноименного и разноименного соединения являются функционально полными, с помощью которых получают многокаскадные схемы. Граф многокаскадной схемы описывается с помощью алгебры

$$G = \langle M, \cup, \cap \rangle \text{ или } \langle M, \circ \rangle \quad (5)$$

В схеме упорядоченности любые два модуля m_i, m_j имеют наименьшую верхнюю грань или объединение $m_i \cup m_j$ и наибольшую нижнюю грань или пересечение $m_i \cap m_j$. Принцип построения таких коммутационных схем хорошо изучен, и такие схемы применяются в коммутационных полях всех существующих автоматических телефонных станций.

В качестве принципа построения коммутационной схемы упорядоченности примем исходные данные $G^* = \langle V, U \rangle$ с параметрами $V = 8, U = 8$. Тогда коммутационные параметры схемы будут равны $p = m = r = 8$. Полученная схема приведена на рис. 2, где p, m, r — коммутационные параметры, определяющие структуру 3-х звенной коммутационной схемы.

Коммутационная схема упорядоченности представляет собой транспортную сеть для передачи информации с числом входов $N = p \cdot r$ и выходов $M = p \cdot r$. Способ соединения модулей между собой задан отображением множества модулей на себя как:

$$G = \{M, \Gamma\} \quad (6)$$

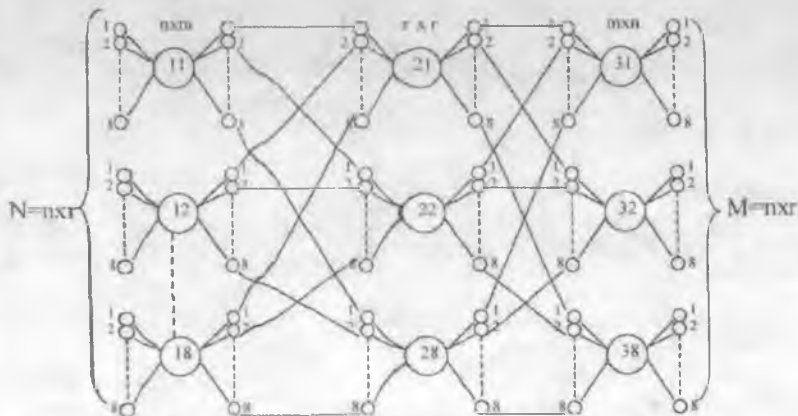


Рис. 2. Коммутационная матрица из 24 модулей (8x8).

В приведенной коммутационной схеме имеют место три ступени, два межмодульных участка, входы и выходы схемы. Простые соединительные пути от входа первого звена к выходам третьего звена могут быть определены как:

$$\bar{\Gamma}V(G) = \Gamma^1V(G) \cup \Gamma^2V(G) \cup \Gamma^3V(G) \quad (7)$$

Где $\bar{\Gamma}V(G)$ – множество отображений $V(G)$; а $V(G)$ – множество модулей первой ступени. Поскольку коммутационная схема упорядоченности обладает свойством симметричности, то отображение $\bar{\Gamma}V(G)$ двойственно множеству $\bar{\Gamma}V(G)$.

Тогда, простые цепи в схеме от последнего звена в направлении ко входу первого звена запишется как :

$$\bar{\Gamma}V(G) = \Gamma^{-1}V(G) \cup \Gamma^{-2}V(G) \cup \Gamma^{-3}V(G) \quad (8)$$

Тогда, соединительные пути между входами и выходами коммутационной схемы могут быть записаны как пересечение двух графов :

$$C = \{\bar{\Gamma}V(G) \cap \bar{\Gamma}V(G)\} = \{\Gamma^{-1}V(G) \cap \Gamma^1V(G) \cup \Gamma^{-2}V(G) \cap \Gamma^2V(G) \cup \Gamma^{-3}V(G) \cap \Gamma^3V(G)\} \quad (9)$$

Множество C определяет общее число ориентированных простых цепей – заданных пар входов и выходов коммутационной схемы.

Алгоритм определения функции C состоит из 2 этапов: первый этап – формирование числовой функции и второй – проверка искомой функции на пересечение с ранее вычисленными функциями (занятыми промежуточными путями). Следовательно, числовая функция C может быть определена следующим образом:

1 шаг. Из формул отображения (7) и (8) составляется матрица из двух строк :

$$C = \begin{vmatrix} \bar{\Gamma}V(G) \\ \bar{\Gamma}V(G) \end{vmatrix} \quad (10)$$

2 шаг. Из матрицы (10) формируется S -мерное число, где S – число звеньев коммутационной схемы. Путем подстановки выражений (7) и (8) в (10) находим числовую функцию C .

Алгоритм формирования соединительного пути в коммутационной схеме упорядоченности состоит из следующих этапов:

- в исходном состоянии в памяти управляющего устройства нет заявок. Следовательно, система не сформировала выражения типа C .

- при поступлении заявки на установление соединения через коммутационное поле (в виде $\bar{\Gamma}V(G)$ и $\bar{\Gamma}V(G)$) управляющее устройство формирует функцию C и записывает ее в массив L . Затем устройство выдает сигнал на включение точек коммутации в модулях ступеней искания одновременно. Таким образом, в памяти массива L проводится первая запись о тракте соединительной цепи через

коммутационное поле. Время существования этой записи равно времени передачи информации.

- при поступлении следующей заявки управляющее устройство формирует новую функцию C' и, прежде чем записать ее в массив памяти L , проверяет условие пересечения с ранее записанным числом C в памяти

$$C' \cap C \neq 0 \quad (11)$$

- если условие (11) удовлетворяется, то УУ записывает новое выражение C' в массиве памяти L и выдает сигнал для включения соответствующих точек коммутации в коммутационном поле. Если Условие (11) не удовлетворяется, то вновь сформированный путь C' пересекается с ранее записанной функцией C . Стало быть установить новое соединение нельзя, ибо будет перекрестное соединение двух цепей, нарушающее принцип одиночной коммутации. В этом случае УУ должно возвратиться к предыдущему этапу и начать формировать другую функцию C' . Поскольку в рассматриваемом примере имеется возможность установить между конкретными входом и выходом коммутационной схемы до восьми возможных путей, то управляющее устройство будет формировать новые значения $\Gamma^1 V(G)$ и $\Gamma^{-3} V(G)$ из соответствующих входов $V = 1, 2, \dots, 8$ и выходов $V = 1, 2, \dots, 8$. Негрудно заметить, что в выражении функции C члены $\Gamma^{-1} V(G)$ и $\Gamma^{-3} V(G)$ всегда равны.

Если в массиве памяти L уже записаны K заявок и установлены соответствующие пути в поле, то УУ должно для очередной записи C' в массив памяти проверить условие пересечения путей (11) с каждым из K цепей.

Об окончании передачи информации через коммутационное поле УУ будет сигнализироваться линейными комплектами, обслуживающими соответствующие соединительные пути. УУ, получив сигнал об окончании передачи информации, найдет и удалит в памяти L соответствующую запись, а в устройстве управления коммутационным полем поступит сигнал о выключении соответствующих точек коммутации.

Построение коммутационной системы эквивалентности и алгоритм ее функционирования

Для построения модели коммутационной системы эквивалентности [2] необходимо задать алфавит V_i , где $i=1, 2, \dots, n$ и систему подстановок F . Тогда совокупность всех слов в заданном алфавите составит его пространство. Пространство принимает i -мерное арифметическое пространство, где векторами являются слова с упорядоченными наборами i чисел:

$$V = A(V_i), i=1, 2, \dots, n \quad (12)$$

где V_1, V_2, \dots, V_n — символы, отображающие координаты вектора, а V — его символическое обозначение. Число координат i представляет собой размерность арифметического пространства. Любой вектор n -мерного пространства является линейной комбинацией n -базисных векторов следующего вида:

$$\begin{aligned}
 i_1 &= (1, 0, 0, \dots, 0) \\
 i_2 &= (0, 1, 0, \dots, 0) \quad (13) \\
 &\dots \\
 i_n &= (0, 0, 0, \dots, 1)
 \end{aligned}$$

Действительно, вектор $V = (V_1, V_2, \dots, V_n)$ равен :

$$V = V_1 i_1 + V_2 i_2 + \dots + V_n i_n \quad (14)$$

В арифметическом пространстве для всех пар упорядоченных наборов из n чисел определены операции сложения, вычитания и умножения на скаляр по правилам высшей алгебры.

Для построения аналитической модели коммутационной системы эквивалентности рассмотрим арифметическое пространство, где каждый отдельно взятый вектор отображает объект. Этим объектом является коммутационный модуль $m \in M$.

Каждый модуль имеет свои координаты, определенные базисными векторами. Совокупность модулей V может быть соединена между собой различными способами. Далее будут рассмотрены соединения, произведенные в соответствии со свойствами эквивалентности, исходя из которых введем понятия «отношение» или «соединение», которое используется для отображения связи между модулями. Тогда, свойства графа: рефлексивность, симметричность и транзитивность интерпретируются с позиции коммутации как «соединения», позволяющие иметь в самих модулях и между модулями три вида цепей:

- рефлексивную или замкнутую - для включения источников информации;
- симметричную — для двухстороннего соединения двух модулей между собой;
- транзитивную, в которую включены модули по схеме треугольника симметричными цепями.

В этой ситуации при $i=1$ арифметическое пространство модулей предстает как одномерное, при $i=2$ - как двумерное, при $i=3$ - как трехмерное и т.д. Здесь параметр i является отображением систем координат x, y, z и т.д. В этом случае отдельные векторы V можно обозначить одно, двух, трех и т.д. буквенными словами типа: V_x, V_{xy}, V_{xyz} и т.д. В арифметическом пространстве словами служат:

$$\begin{aligned}
 \text{Одноместные} &- 1, 2, \dots, K = V_x \\
 \text{Двухместные} &- 11, 12, \dots, 1K, 21, 22, \dots, KK = V_{xy}, \quad (15) \\
 \text{Трехместные} &- 111, 112, \dots, HK, 121, \dots, KKK = V_{xyz}
 \end{aligned}$$

Общее число слов-модулей N в коммутационной схеме зависит от параметров i и k и равно:

$$N = k^i \quad (16)$$

Взаимные соединения модулей в заданных пространствах определяется системой подстановок:

$$F = (V_j - V_i) \quad (17)$$

Теорема 1. Если соединения в заданном графе удовлетворяют условиям эквивалентности, то полученная структура является полной Эйлеровой. Построим пространство коммутационной системы, для чего примем алфавит и составим слова (15) и системы подстановки (17). Условие эквивалентности схемы дают подстановку букв:

$$\{V_i - V_j\} = \{1-1, 1-2, 2-2, \dots, K-1, \dots, K-K\} \quad (18) \text{ по всем подпространствам.}$$

Известно, что необходимыми и достаточными условиями Эйлеровости графа является существование циклов-цепей, проходящих через вершины модулей V_i , которые имеют четную степень. Для доказательства теоремы построим схему графа G на 16 модулей при $i = 2$ (подпространства x и y). Такая коммутационная схема приведена на рис.3.

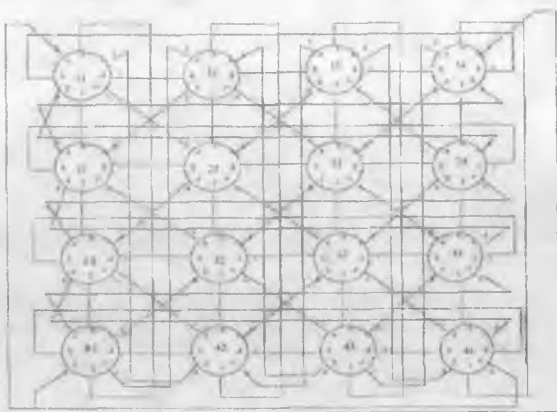


Рис.3. Коммутационная схема из 16 модулей (8x8).

Доказательство теоремы проводится индуктивным методом по числу «ребер» в схеме. В силу связности (18) и симметричности цепей (4) степень каждой вершины - не менее двух и цепи-циклы проходят через каждое «ребро». Удаляя каждый раз из графа «ребра», через которые проходят цепи, получаем новый подграф G' , но любая вершина графа по-прежнему имеет четную степень. Согласно предположению, в каждом очередном подграфе G' существует Эйлерова цепь. Процесс удаления «ребер» продолжается до тех пор, пока не останутся одни изолированные вершины, что произойдет в случае замыкания цепей-циклов в исходных вершинах, с которых началось удаление «ребер». Что и требовалось доказать.

Как видно из рис.3 коммутационная схема представляется конечной системой модулей, от которых расходятся соединительные пути и они могут быть обозначены в виде индексов окрестности единичного радиуса с номерами $K=1, 2, \dots, 8$. Причем каждый путь соединяет два смежных модуля. В каждый модуль могут поступать через симметричные соединительные цепи входной и выходной потоки информации. Для

распределения этих потоков необходимо производить маршрутизацию и включение точек коммутации в модулях. Теорема 1 доказывает, что модуль m_j достижим из модуля m_i , если существует соединительный путь, ведущий от t_i к m_j непосредственно или через другие модули. При этом, если эти модули достижимы между собой, то они достижимы посредством простых путей, т.е. таких путей, в которых каждые промежуточные модули и соединительные пути между ними встречаются только один раз. Отсюда следует, что алгоритм поиска путей заключается в последовательном определении номеров окрестностей единичного радиуса модулей.

Теорема 2. В структуре коммутационной схемы эквивалентности заявка, поступившая в модуль t_i ; и адресованная в модуль t_j , после конечного числа "шагов" обязательно попадет в модуль приемник t_j , или в модуль источник t_i . Теорема доказывается посредством решения уравнений Лапласа и Дирихле методом сеток[3]. Алгоритм определения соединительных путей между заданными модулями m_i и t_j состоит из:

- определения функции

$$P=f(\Delta X, \Delta Y) \quad (19),$$

где $\Delta X = V_i^x - V_j^x$; $\Delta Y = V_i^y - V_j^y$;

V_i^x и V_j^x - соответственно цифры разрядов десятков X и единиц Y .

На основании величин ΔX и ΔY определяются номера окрестностей единичного радиуса по таблице 1.

Таблица 1.

$\Delta X \backslash \Delta Y$	+	0	-
+	2	1	8
0	3	9	7
-	4	5	6

Величины ΔX и ΔY показывают знаки разностей разрядов номеров модулей m_i и m_j . В таблице 1 цифрами приведены номера выходов модулей (окрестности единичного радиуса), через которые могут проходить соединительные пути при различных условиях. Цифра 9 указывает номер выхода модуля во внешнюю среду. Обозначенные входы a-h на рис.3 соответствуют выходам 1-8 в вышеприведенной таблице.

Пропускная способность коммутационных схем упорядоченности и эквивалентности

Проведем предварительный анализ схем группообразования коммутационных схем упорядоченности и эквивалентности с точки зрения производительности. Анализ проведем методом вероятностных графов. Схемы на рис.2 и 3 построены, исходя из условия, что между любым входом и любым выходом имеют по 8 параллельных промежуточных путей. Однако они имеют разное число коммутационных модулей: в схеме упорядоченности 24 модуля, а в схеме «эквивалентности» - 16 модулей.

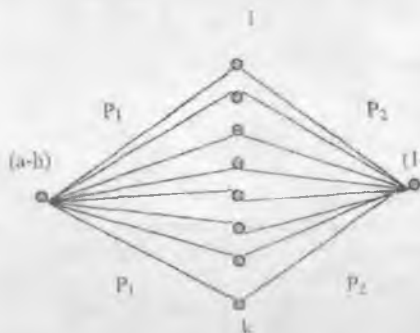


Рис.4а.

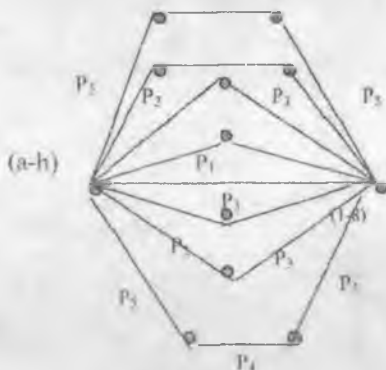


Рис.4.6

Вероятностные графы соответственно для коммутационных схем упорядоченности и эквивалентности приведены на рис.4а и 4б. Приведенные схемы рис.4а и 4б являются параллельно-последовательными, поэтому формулы расчета вероятности блокировки коммутационных схем (рис.2 и 3) упорядоченности и эквивалентности будут равны соответственно:

$$P_y = [1 - (1-p)^2]^8 \quad (21)$$

$$P_s = P_1 [1 - (1-p)^2]^4 * [1 - (1-p)^3]^3 \quad (22)$$

На рис.5 приведены графики зависимости $P_y=f(p)$ и $P_s=f(p)$, где P -вероятность занятости ребер графа. Из графика на рис.5 видно, что схемы упорядоченности и эквивалентности имеют примерно одинаковую пропускную способность. Однако, для построения коммутационной схемы упорядоченности потребовалось 24 модуля, а для построения коммутационной схемы эквивалентности — всего 16 модулей.

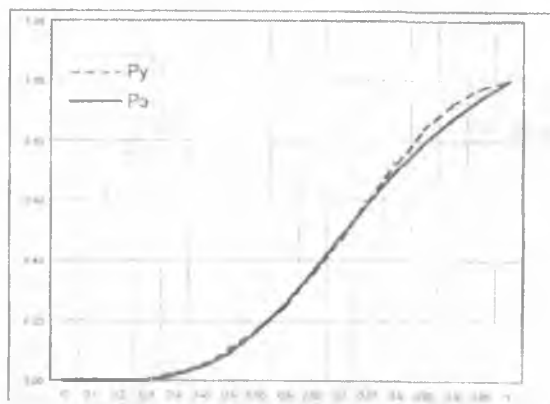


Рис.5. Графики зависимости P_y и P_z

Отсюда следует вывод, что коммутационные схемы эквивалентности имеют примерно на 30% больше пропускную способность, чем коммутационные схемы, построенные по схеме упорядоченности. Это объясняется особенностями внутреннего построения схемы, наличием поперечных связей и т.д.

Заключение.

В работе приведена новая оригинальная модель структуры электронных коммутаторов с распределенной коммутацией в виде схемы «эквивалентности». Такие схемы имеют большую пропускную способность при одинаковом объеме оборудования с соответствующими коммутаторами, построенными по схеме «упорядоченности» (решетки). Разработаны алгоритмы управления процессами установления соединений в исследуемых коммутационных схемах для процедур проектирования систем коммутации. Следует отметить, что структурная теория коммутационных полей занимает одно из центральных мест среди теоретических вопросов разработки и проектирования коммутационных систем. При этом формализация задач управления неизбежно приведет разработчиков к широкому кругу вопросов, составляющих предмет технической кибернетики.

Литература:

1. Горбатов В.А. Основы дискретной математики./УМ., Высшая школа 1986, с.6-46.
2. Сон В.М. Введение в теорию ассоциативной коммутации./Т., ФАН АН Руз.,1992, 85с.
3. Демидович Б.П., Марон И.А.,Шувалова Э.З. Численные методы анализа/УМ., ФизМатИз., 1962, 357с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ДВУХК АНАЛЬНОГО КЛЮЧЕВОГО ТРАНЗИСТОРНОГО СТАБИЛИЗАТОРА С ПОВЫШЕННЫМ КПД

Максудов Ш.Х.

В литературах [1,2] считают КПД транзисторных ключевых стабилизаторов напряжения (ТКСН) равным 0,9 – 0,95. Это правомерно, если их вход питается от источника напряжения постоянного тока. Большинство ТКСН питаются через выпрямитель непосредственно от сети, так называемой «бестрансформаторный вход». Такие источники питания имеют КПД $0,65 \pm 0,7$. Столь низкий КПД объясняется тем, что после выпрямления напряжения переменного тока из выходного тока выпрямителя ликвидируются токи четных гармоник с помощью различных активных или пассивных фильтров. Например, в широко применяемом однофазном двухполупериодном выпрямителе фильтрует до 30% выходной мощности выпрямителя. Учитывая непрерывное подорожание электроэнергии, вопрос увеличения КПД ТКСН с бестрансформаторным входом является актуальным.

Данную проблему возможно решить путем выделения токов четных гармоник с выхода основного выпрямителя и реализации его для питания дополнительного – второго канала ТКСН, питающего обычно нагрузку [3]. При этом система управления обоих каналов ТКСН – единая, позволяющая осуществлять поочередность работы регулирующего транзисторного ключа. В докладе приводится исследование переходных процессов обоих каналов. Результаты, получаемые на основе аналитического выражения, описывающего переходные процессы отличаются от эксперимента на 20%, что допустимо для инженерного расчета ТКСН. Суммарный ток обоих каналов на нагрузке имеет частоту пульсации 60 КГц, что позволяет уменьшить весогабитные показатели фильтрующих элементов включенных на выход двухканальных ТКСН в два раза.

Литература:

1. А.А. Бас и др. Источники вторичного электропитания с бестрансформаторным входом. Москва, изд. «Радио и связь», 1987г.
2. Е.С. Грейвер. Ключевые стабилизаторы напряжения постоянного тока. Изд. «Связь», Москва, 1979 г.
3. Ш.Х. Максудов. Стабилизатор напряжения. (А.С. 1355964 СССР. Опубл. в Б.И. №44, 1987г).

КОМПЛЕКСНАЯ ТЕЛЕФИКАЦИЯ РЕСПУБЛИКИ

Ш.З.Таджибаев

В современных условиях происходит лавинообразный рост объема информации (каждые 2-3 года объем информации удваивается). Роль информации в современном обществе настолько возросла, что информационная инфраструктура страны и интеллектуальный уровень ее населения, наряду с природными ресурсами и технологическими возможностями промышленности, сейчас в значительной степени определяют реальный "вес" и место государства в мире, его оборонный и промышленный потенциал.

За рубежом сложилась развитая инфраструктура доступа населения к информационным каналам. Население промышленно развитых стран уже сегодня имеет практически неограниченный и свободный доступ к огромным массивам разнообразной информации в интерактивном режиме, в частности через компьютерную сеть Internet. В большинстве случаев для работы в этих сетях в качестве абонентского терминала используется персональный компьютер.

Что касается Узбекистана, то в настоящее время для подавляющей части населения эти технические средства малодоступны. В современных экономических условиях решение "в лоб" этой проблемы, т.е. создание в Узбекистане информационной структуры по типу промышленно развитых стран потребует вложения огромных денежных средств и поэтому в ближайшие годы практически неосуществимо. Поэтому чрезвычайно актуальной является задача разработки отечественной концепции развития современных информационных технологий.

Ставшее традиционным, эфирное распределение телевизионных программ, не обеспечивает требуемое качество и количество каналов, тем более наличие обратного канала. Передача телевизионного сигнала по кабельным сетям не получили в наше республике развитие. С 1964 года была, попытка наладить систему коллективного приема. После получения республики независимости начался бум систем кабельного телевидения, но он благополучно провалился.

Сегодня стоит задача научно обоснованного принятия концепции развития сети телефикации с учетом зарубежного опыта и достижение науки в этом направлении.

Краткие характеристики известных систем:

1. КТВ – коллективная антенна, головная станция и коаксиальный тракт с необходимым числом ответвителей и усилителей (магистральных и домовых). Эти устройства работают на частотах до 240 МГц, а их усилители имеют собственные шумовые и динамические характеристики (оборудование серии 100, 200 РФ). Зарубежное оборудование фирм WISI, Teleste, Hirshmann и другие рассчитаны на 20-40 каналов. Гибридные оптоволоконно - коаксиальные сети КТВ обеспечивает передачу до 50 аналоговых телевизионных каналов и предоставляют интерактивные услуги. Основу топологии таких сетей составляют оптоволоконные кабельные кольца, которые разветвляются в оптических муфтах. Как правило, обратный канал находится в диапазоне частот от 5 до 30 МГц, иногда и более. По этим сетям можно организовать, например, телефонную связь, доступ к сети Интернет или обеспечить управление и телеметрию хозяйственной инфраструктуры города.

2. MMDS (многоканальный микроволновые системы распределение) – широкополосный передающий комплекс, осуществляющий трансляцию передаваемой на его вход информации в полосе частот шириной 200МГц. Например, в Ташкенте для системы MMDS выделена полоса частот 2500-2700 МГц. В состав передающего комплекса входит один или несколько передатчиков, сумматоры, линия связи между

передатчиками и передающей антенной, одна или несколько передающих антенн. Прием сигнала производится в пределах прямой видимости с помощью малогабаритных приемных антенн совмещенных с конвертером. Конвертер переносит принимаемый групповой сигнал в заранее выбранный оператором системы диапазон (до 19 каналов).

3. LMDS (локальные многоточечные системы распределение) - система работающая в полосе частот 23 ГГц. Она применяется для создания систем сотового телевидения. В пределах зоны охвата устанавливается сеть передатчиков с радиусом действия около 5-6 км. Приемное устройство представляет собой плоскую небольшую (15x15 см) антенну, которая может устанавливаться как в помещении, так и вне его. Телезритель получает сразу целый пакет программ ТВ (до 100 каналов), причем отпадает необходимость иметь дешифратор. Система удобна тем, что может работать в интерактивном режиме и включать в себя целый набор услуг: телефон, компьютер, Интернет.

Исходя из сказанного, можно сделать вывод, что для нашего региона сегодня наиболее приемлемым является сотовая система распределение программ. Так как оно выгодно как экономически, так и технически, она наиболее надежна и легко технический реализуема, хорошо защищена от воздействий взломщиков, перспективна.

Литература:

1. Информационно-технические журналы 1996-98 гг.

О МЕТОДАХ УМЕНЬШЕНИЯ АКУСТИЧЕСКОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ В ЗАЛАХ СО ЗВУКОУСИЛЕНИЕМ

Кропивницкая Л. Н.

В системах звукоусиления работающих от микрофона, очень часто наблюдаются возбуждения на звуковых частотах из-за акустической обратной связи между излучателями и микрофоном. Условие самовозбуждения системы звукоусиления - равенство единице модуля коэффициента передачи по всей петле от выхода усилителя через громкоговорители, помещение, микрофоны, усилитель до его выхода. Самовозбуждение возникает на одном из пиков частотной характеристики. Перед началом самовозбуждения прослушивается позванивание на одной из наиболее вероятных частот самовозбуждения. Получается так называемая регенеративная реверберация. Опасность самовозбуждения значительно уменьшается при использовании направленных микрофонов и излучателей, расположенных так, чтобы излучение громкоговорителя в направлении на микрофон были минимальны, а также с уменьшением расстояния между микрофоном и источником и с увеличением расстояния между микрофоном и распределенными амбиофоническими громкоговорителями.

За счет акустической обратной связи частотная характеристика коэффициента передачи имеет гребенкообразную форму с острыми зубцами, в результате чего отзвук приобретает тональный характер.

Для достижения более устойчивой работы необходимо стремиться к увеличению акустического отношения.

В тех случаях, когда величина предельного индекса графта по диффузному звуку недостаточна для получения требуемого уровня звука, прибегают к заглушению поверхностей около микрофона с тем, чтобы уменьшить отражение от них и, следовательно, понизить уровень диффузного звука около микрофона.

В литературе приводятся некоторые нетрадиционные методы частичного решения этой проблемы. Одним из них является метод повышения устойчивости систем звукоусиления с помощью частотной модуляции. За счет модуляции по частоте сглаживаются пики частотной характеристики. Так для зала объемом 8000 м³ со временем реверберации 1,5 с удалось поднять усиление на 5 дБ без возникновения самовозбуждения, взяв частоту модуляции 4,5 Гц при девиации 10 Гц. Частотная модуляция на слух особенно ощутима на низких частотах, поэтому они усиливались без модуляции, а на высоких частотах, где система обычно самовозбуждается применялась частотная модуляция. Следует отметить, что такой способ применим только для речевого сигнала, где можно исключить низкочастотные компоненты сигнала.

Определенный интерес представляет метод сдвига по частоте, обеспечивающий частичное наложение пиков и провалов частотной характеристики.

Так установка, структурная схема которой приведена на рис. 1, содержит фильтр боковой полосы частот включенный после модулятора, который пропускает только верхнюю боковую полосу, которая затем демодулируется демодулятором со смещенной на 5 Гц несущей частотой. Таким образом, на громкоговоритель подается исходный сигнал, спектр которого смещен на 5 Гц.

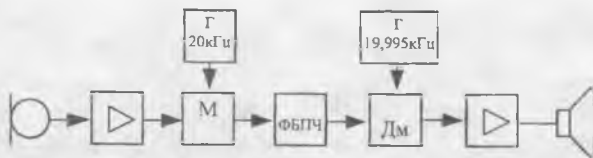


Рис.1. Структурная схема устройства сдвига по частоте

Этот метод применяется при усилении речи, однако, при этом необходимо, чтобы разность уровней смещенного и несмещенного сигналов по частоте в зоне слушательских мест были не более 4 дБ, иначе нарушается локализация сигнала. В месте расположения оратора, уровень смещенного по частоте сигнала должен быть на 4 дБ меньше уровня издаваемого оратором, иначе оратор теряет возможность последовательно излагать свои мысли, т.к. он привык себя слышать немедленно.

Для музыкальных сигналов такой метод практически не применяется из-за прослушивания биений и изменения тембральной окраски звучания.

Анализ систем борьбы с акустической обратной связью показал, что все рассмотренные методы, к сожалению не совершенны и данная проблема требует дальнейшего поиска ее решения

Литература:

1. Анерт В, Райхардт В. Основы техники звукоусиления. -, М; Радио и связь, 1984г.
2. Дрейзен И.Г. Системы электронного управления акустикой залов и радиовещательных студий. -М.;Связь,1967г.
3. Кодман С.Э. Реверберация в системе электроакустической обратной связи. - Акустический журнал,1971г.
4. Акустика. Справочник, под редакцией М.А. Сапожкова. - М. Радио и связь, 1989г.

ВИДЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ЛАЗЕРОВ

Хныкина П.Ю.

Родоначальники волоконно-оптической связи Као и Хокхем [1] еще тридцать лет назад считали, что полупроводниковый инжекционный лазер является наиболее перспективным источником излучения. Действительно, в настоящее время, из всех источников оптического излучения, самое большое практическое применение имеют именно они, хотя в волоконно-оптических системах связи из полупроводниковых приборов излучения применяются также светодиоды [2] и лазерные диоды с оптической [3,4] и электронной накачкой [5, 6]. Оптическая генерация гетеролазера - полупроводникового инжекционного излучателя, основана на явлении индуцированного излучения, открытого А. Эйнштейном почти в начале века, она является результатом статистического преобладания излучательных переходов над переходами с поглощением квантов электромагнитного поля. Если токовая накачка недостаточна для оптической генерации, гетеролазер (далее -полупроводниковый лазер) излучает спонтанный (допороговый) спектр, который по сути ничем не отличается от спектра некогерентного источника -светодиода. Полупроводниковый лазер начинает генерировать когерентное монохроматическое излучение когда, по крайней мере выполнены два условия - создание инверсии заселенностей (иногда используют термин " населенностей ") и осуществление положительной обратной связи . Инверсия заселенностей необходима для реализации в полупроводниковом лазере оптического усиления, а создание положительной обратной связи преобразует усилитель в оптический генератор высокой спектральной чистоты светового или инфракрасного излучения. Наибольшее распространение инжекционного лазера объясняется высокой эффективностью работы и низкой стоимостью устройств на его основе.

Основным признаком классификации полупроводникового инжекционного лазера служит тип энергетической конфигурации грани активной зоны. В так называемых гомоструктурах инжектирующим контактом является p-n переход в однородном по составу полупроводнике. Общая и весьма неприятная черта инжекционных гомолазеров (лазерных диодов с гомоструктурой) - их большие значения плотности порогового тока (свыше 50000 А/см²) при комнатной температуре. Большая часть исследований лазеров этого вида была проведена при температуре жидкого азота (77° К) или даже ещё ниже [7] Создание лазера работающего при комнатной температуре оказалось принципиально невозможным. В работе [8] Даймонт и Д'Азаро при соответствующем выборе теплоотвода смогли получить непрерывный режим при температурах вплоть до 205° К. Вскоре стало абсолютно очевидным бесперспективность работ по сколько-нибудь существенному повышению рабочей температуры и, поэтому, гомолазеры сейчас представляют скорее теоретический, чем практический интерес.

Так называемые гетероструктуры представляют собой комбинацию из гетеропереходов между полупроводниками с разной шириной запрещенной зоны [9, 10]. Важно отметить, что гетеропереходы должны удовлетворять требованию изопериодичности, в противном случае эффективная оптическая генерация невозможна ввиду безизлучательной рекомбинации носителей на несоответствиях решёток. Разновидности лазерных гетероструктур подразделяются на следующие [11] :

- одинарные ;
- двусторонние ;
- с раздельным ограничением ;

- варизонные.

В односторонней гетероструктуре активный слой помещён между р-п переходом и гетеропереходом [12]. Лазерам этого типа присущ высокий пороговый ток и они не имеют существенных преимуществ перед гомоструктурой, поэтому их используют крайне редко. Для того чтобы уменьшить пороговую плотность тока у полупроводникового лазера с простым р - п - переходом, можно улучшить зеркальность торцевых поверхностей, уменьшив этим потери на отражение. Однако при этом остаётся высокое затухание основной волны, что уже требует высокой пороговой плотности тока. Длительная эксплуатация при комнатной температуре возможна лишь при уменьшении пороговой плотности тока примерно до $J_s \approx 103$. В двусторонней гетероструктуре оба эмиттера представляют собой более широкозонный полупроводник по сравнению с активной средой (базой) лазера [13 - 16]. В лазерах этого типа, благодаря электронному и оптическому (волноводному) ограничениям, достигается невысокая плотность порогового тока (при 300°K это значение как правило не более $0,5 - 1 \text{ кА/см}^2$). При таких низких пороговых плотностях тока лазеры с двойной гетероструктурой работают длительно даже при комнатной температуре.

Ещё более благоприятные свойства для лазеров имеют гетероструктуры из пяти - шести слоев твердых растворов с показателем преломления, спадающим симметрично ступенями, и с различными запретными зонами. Инжектированные электроны концентрируются в них, главным образом, во внутренней активной зоне. Соседние зоны имеют более высокий показатель преломления, чем последующие внешние зоны, и образуют совместно плёночный волновод, концентрирующий поле вблизи активной зоны. Такие структуры концентрирующие раздельно электроны и свет, имеют пороговую плотность тока практически менее 700 А/см^2 .

Диодные гетероструктуры с раздельным ограничением представляют собой модификацию двойной гетероструктуры. В них между широкозонными Р- и N- слоями содержится не одна, а две и более двойных гетероструктур. Это даёт возможность раздельно создавать толщину активного и волноводного слоев, что, в свою очередь, позволяет дополнительно снизить пороговый ток и увеличить рабочую мощность прибора. Такие структуры называют ЛОС- структурами. Сейчас полупроводниковые лазеры с раздельным ограничением считаются наиболее перспективными в плане применения в микроэлектронной технике.

Особой разновидностью лазеров являются так называемые варизонные гетероструктуры [17, 18]. Они представляют собой комбинацию гомо- и гетероструктур. Опытным путём замечено, что при продолжительной работе лазера подвижные точечные дефекты притягиваются к неучаствующему в оптической генерации гомопереходу, тем самым, улучшаются ресурсные возможности оптического прибора.

По конструктивному признаку инжекционные полупроводниковые лазеры подразделяются на два вида - с широким контактом и полосковые (иначе - ленточные) структуры. Лазеры с широким контактом просты в изготовлении, поэтому их стоимость невелика. Обычно они представляют собой простой « сэндвич » - слой широкозонных эмиттеров, между которыми находится узкозонная область базы. Конструктивно более сложны (а, следовательно, и более дороги) ленточные лазерные диоды. Перед излучателями с широким контактом они обладают рядом преимуществ:

- малая величина порогового тока, ввиду очень малой площади активной полоски;
- простая модовая структура (сверхвысокая спектральная чистота), т.е. небольшое число мод, вплоть до единственной;

- исключение параллельных пространственных каналов генерации ввиду сильной межмодовой конкуренции;
- малая площадь излучающего пятна на торцах резонатора (вызванная нелинейными оптическими эффектами), что позволяет реализовать несложное соединение выходного оптоволокна с излучателем;
- улучшенные условия теплоотвода (двумерное растекание тока тепловой энергии).

Особая разновидность полосковых гетеролазеров - способны генерировать строго одночастотное излучение, свободные от пиков и пульсации. Другая разновидность лазеров полоскового типа - хорошо работают в непрерывном режиме даже при очень высоких температурах (до 160°C) [19].

Полосковые лазерные структуры подразделяются на планарные и непланарные [20]. Планарные структуры выращиваются как простые ширококонтактные лазерные диоды, но в дальнейшем, обрабатываются методами планарной технологии.

Непланарные структуры изготавливаются методом заравнивания рельефной подложки и, в некоторых случаях, они могут обрабатываться методами планарной технологии. Непланарные структуры, как правило, превосходят по качеству планарные.

Из большой разновидности полосковых лазерных структур рассмотрим наиболее распространённые [21] (в скобках указана английская аббревиатура названий):

- структура с полосковым контактом (специального названия не имеет);
- мелкая мезополосковая структура (LMS);
- глубокая мезополосковая структура (HMS);
- заравненная мезополосковая структура (BH);
- нитевидная полосковая структура;
- полосковая структура с каналом в подложке (CS, CPS);
- структура с мезополосковым пьедесталом на подложке (MSB);
- диффузионно-полосковая структура;
- структура с боковой концентрацией тока;
- структура с поперечным p - n переходом (TJS)

Зависимость выходной мощности излучения от тока, часто содержит ряд неустойчивых состояний - изломы ВАХ, или временные пульсации излучения лазерного диода. Эти состояния крайне нежелательны, так как они вызывают сильные шумы и модовые смещения в спектре мощности излучения. Для того, чтобы полностью исключить пульсации и изломы ВАХ, используют так называемые РОС - структуры (структуры с распределённой обратной связью - лазеры с РОС и лазеры с брегговским отражателем [22, 23]). Однако такие лазеры очень трудно изготовить, что, естественно, сказывается на их стоимости.

Полупроводниковый одномодовый излучатель, отличающийся высокими спектральными и ватт- амперной характеристиками, одновременно, при этом обладающий невысокой стоимостью, состоит из двух последовательно расположенных лазерных диодов [24 - 28]. Он известен под названием С⁺лазеры (иногда его называют в единственном числе «С⁺лазер»). Этот излучатель считается одним из лучших и перспективных среди всех одномодовых лазеров в плане применения в промышленности и медицине. РОС - структуры и С⁺ - лазеры перспективны при использовании плёночной технологии для создания высококачественных и, в то же время, дешёвых излучателей нового типа.

Хотя ленточные диодные структуры уступают по многим показателям РОС — структурам, некоторые из них имеют довольно хорошие характеристики. Высокие показатели этих лазеров объясняются строением трёхмерных структур, которые в

состоянии обеспечить необходимое ограничение зависимости мощности излучения от тока инжекции. Ограничение зависимости излучения от тока в узком канале, в свою очередь, исключает возникновение изломов в ВАХ [29 - 31]. Из всех перечисленных ленточных диодных структур, для реализации лазерного модулятора хорошо подходит TJS - лазер. Ему свойственны следующие технические характеристики, такие как:

- одномодовость;
- высокая линейность ВАХ ;
- отсутствие изломов ВАХ и, как следствие, низкий уровень шума ;
- относительно низкий пороговый ток и, как следствие, удовлетворительный

КПД.

Другим подходящим образцом является одномодовый, малощумящий, с низкой температурной зависимостью и высокой линейностью ВАХ - CDH -лазер. Однако, по сравнению с TJS - лазером, он уступает по многим спектральным и другим показателям.

Литература:

1. К. С. Као & G. A. Hockham. Dielectric - fibre surface waveguides for optical frequencies. Proc. IEE, 113, 1966, p. 1151 - 1158.
2. Янсен И. Курс цифровой электроники. Т. 2. Проектирование устройств на цифровых ИС. - М.: Мир, 1987, с. 52-55.
3. Басов Н. Г., Граскок А. З., Катулин В. А. Индуцированное излучение в арсениде галлия при оптическом возбуждении. ДАН СССР, 1965, т. 161, с. 1306 - 1307ю
4. Г. Л. Киселёв. Приборы квантовой электроники.: - М.: Высшая шк., 1980. С.204.
5. Клейн К. А. Анализ основных факторов, определяющих внешний выход когерентного излучения полупроводников, возбуждаемых электронным пучком: - Л.: Наука, т. 1, 1969, с.629.
6. Богданкевич О. В., и др. Теория эффектов неоднородности возбуждения полупроводниковых лазеров с накачкой электронным пучком, ФТП, т. 3, с.665.
7. Keyes R.J, Quist T. M. Proc. IRE, 1962, 50, p. 1822.
8. Dument J.C., D Asaro. Appl. Phys. Lett, 1967, 11, p. 29.
9. Kroemer H. Proc. IEEE, 1963, 51, p. 1782.
10. Алфёров Ж. И. ФТП, 1967, 1, С. 436.
11. Волоконно - оптическая связь: Приборы, схемы и системы: Под ред. М. Дж. Хауза и Д. В. Моргана. -М.: Радио и связь, 1982, с.57 - 73.
12. Hayashi I., Panish M.B. Journ. Appl. Phys., 1970, 41, p. 150.
13. Алфёров Ж. И. и др., ФТП, 2, 1968, С. 1016.
14. Алфёров Ж. И. и др., ФТП, 3, 1969, С. 1328.
15. Panish M. B., Hayashi I., Sumski S. Appl. Phys. Lett., 16, 1970, p. 326.
16. Алфёров Ж. И. и др., ФТП, 4, 1970, С. 1826. 17-Казаринов Р. Ф., Суриц Р. А. Сверхинжекция носителей в варизонных р - п структурах. - ФТП, 1975, т. 9, с. 13.
18. Казаринов Р. Ф., Царенков Г. В. Теория варизонного лазера.- ФТП, 1976, т. 10, с. 297-303.
19. П. Г. Елисеев. Введение в физику инжекционных лазеров - М.:Наука, 1983, с. 28-29.
20. Чео П. К. Волоконная оптика: Приборы и системы.-М.: Энергоатомиздат, 1988, с.: 172-178; 193.
21. А. Козанне, Ж. Флере и др. Оптика и связь.: Оптическая передача и обработка информации. - М.: Мир, 1984, с. 323.

22. Справочник по лазерам. Под ред. акад. А. М. Прохорова. -М.: Сов. Радио, т. 2, 1978, с. 103.
23. Алфёров Ж. И., Гуревич С. А. и др. Инжекционный гетеролазер с распределёнными брегговскими зеркалами при комнатной температуре. - «Письма в ЖТФ», 1976, т. 2, вып. 6, с. 245-249.
24. Tsang W. T., Olsson N. A., Logan R. A., IEEE J. Quantum Electron., 1983, QE-19, p. 1621.
25. Елисеев П. Г., Новиков А. А. и др. Эффекты оптического взаимодействия двух диодных лазеров. - Письма в ЖТФ, 1965, т. 2, с. 58-62.
26. Бахерт Х., Елисеев П. Г. и др. Спектральные исследования синхронизации колебаний в инжекционных лазерах. - Журн. прикл. спектроскопии, 1970, т. 13, с. 232-237.
27. Аккерман Д., Елисеев П. Г. и др. Методы селекции типов колебаний в инжекционных ПКГ. - Квантовая электроника, 1971, № 1, с. 85-90.
28. Елисеев П. Г., Шуйкин Н. Н. Однододовые и одночастотные полупроводниковые лазеры. - Квант, электроника, 1973, № 3, с. 5-26.
29. Бородулин В. И., Елисеев П. Г. и др. Характеристики канального инжекционного гетеролазера. - Квант, электроника, 1981, т. 8, № 1, с. 193-196.
30. H. Kumabe, T. Tanaka, H. Namizaki, M. Ishii & W. Susaki. High temperature single mode CW operation with a junction - up TJS laser. J. Appl. Phys. Lett, 1978, 33, p. 38-39.
31. D. D. Sell, H. S. Casey, K. W. Wecht. Concentration dependence of the refractive index for n - and p - type GaAs between 1.2 and 1.8 eV. J. Appl. Phys., 1974, 45, p. 2650-2657.

СОСТАВНОЙ ФОТОТРАНЗИСТОР С УЛУЧШЕННОЙ СТАБИЛЬНОСТЬЮ ПАРАМЕТРОВ

Агабекова З.Е., Арипова У.Х., Обьедков Е.В.

В работах [1-4] показаны возможности использования инжекционно-вольтаического эффекта для существенного улучшения стабильности параметров дискретных биполярных транзисторных структур и расширения диапазона допустимой мощности. Инжекционно-вольтаический эффект состоит в генерации напряжения на коллекторном р-п переходе в многослойных биполярных структурах (биполярных транзисторах, тиристорах и т.д.) под воздействием тока инжектирующего (эмиттерного) р-п перехода.

Представленный составной инжекционно-вольтаический фототранзистор (ИВФТ), выполнен на основе дискретных (фотодиод и биполярный транзистор) структур. Использование полупроводников с разной шириной запрещенной зоны, что позволяет расширить диапазон допустимых напряжений коллектор-Эмиттер. Использование дискретного широкозонного фотодиода дает возможность оптимизации величины и характера спектральной чувствительности независимым образом.

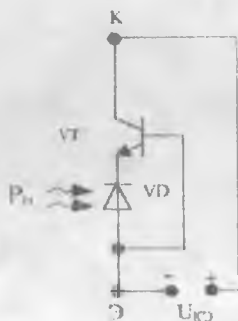


Рис. 1

На рис.1 показана схема включения ИВФТ. широкозонный фотодиод и узкозонный биполярный транзистор обозначены соответственно VD и VT. $P_{\text{н}}$ - мощность оптического излучения, падающего на фотодиод; $U_{\text{КЭ}}$ - напряжение внешнего источника, приложенное между коллектором и эмиттером составного ИВФТ.

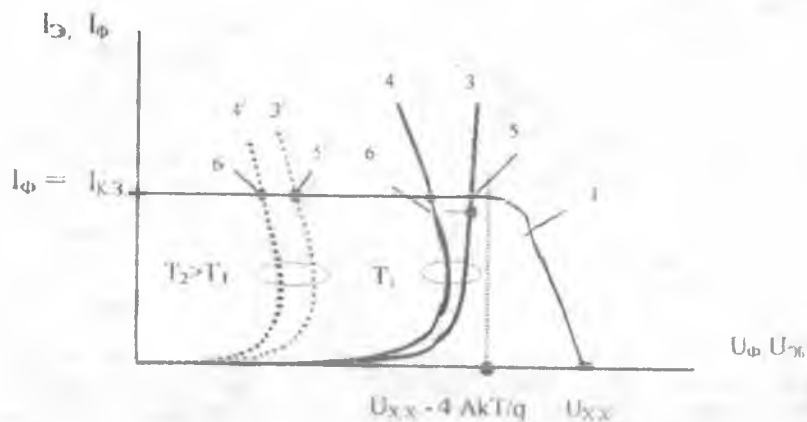


Рис. 2.

На рис. 2 приведена нагрузочная вольт-амперная характеристика (ВАХ) широкозонного фотодиода в фотовольтаическом режиме $I_\phi = f(U_\phi)$ при заданном значении R_i и входная ВАХ узкозонного биполярного транзистора $I_\phi = f(U_{\phi 6})$ при заданном значении $U_{\phi 6}$ и температуры $T_1 - 3, 4$ и $T_2 - 3', 4'$, а также рабочие точки ИВФТ при различных U_{K3} , и температурах - 5, 6 и 5', 6'.

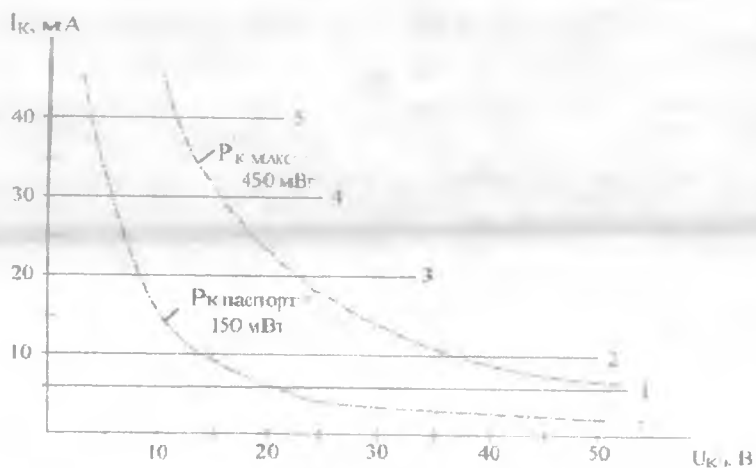


Рис. 3

На рис. 3 приведены экспериментальные выходные характеристики составного ИВФТ при заданных и постоянных значениях R_i . Параметры биполярного

транзистора КТ-3 15 Г: $I_{30} = 1,72 \cdot 10^9$ мА, $b_v = 31,56 \text{ В}^{-1}$, $\chi = 0,619 \text{ В}^{-2}$, $\mu_n - 0,329 \text{ В}^{-1}$, $\beta = 106$ при паспортной максимальной рассеиваемой мощности $P_k = 150$ мВт. Фотодиода ГФЭ: $\eta = 20\%$, $S = 0,5 \text{ см}^2$, $T = 300 \text{ К}$, $I_0 = 10^{-20}$ мА, $A = 1$, $kT = 0,025 \text{ эВ}$. Рн, мВт/см²: 1-50; 2-100; 3-200; 4-300; 5-400. Максимальная рассеиваемая мощность составного ИВФТ $P_{k \text{ макс}} = 450$ мВт.

Составной ИВФТ работает следующим образом.

На поверхность фотодиода попадет оптическое излучение (рис.1), в цепи фотодиода появляется фотоЭДС, которая ведет к появлению тока инжекции через переход эмиттер-база биполярного транзистора. Поскольку фотодиод изготовлен из широкозонного полупроводника а биполярный транзистор, соответственно, из узкозонного, (рис.2) увеличение $U_{кз}$ составного ИВФТ сдвигает рабочую точку в эмиттер-базовой цепи транзистора из точки 5 в точку 6 без изменения тока эмиттера и следовательно, тока инжекции в базу транзистора. Таким образом характеристика составного ИВФТ стабилизируется в широком интервале изменений $U_{кз}$. При увеличении температуры входная характеристика ИВФТ смещается из точек 5 и 6 в точки 5' и 6' при соответственно меньшем и большем значении $U_{кз}$, при этом величина инжектируемого в базу биполярного транзистора тока не изменяется. Таким образом, ток эмиттера составного ИВФТ стабилизируется в широком интервале изменения рабочих температур.

Литература:

1. Арипов Х.К., Бустанов Х.Х., Махсудов Ж.Т. Инжекционно-вольтаический транзистор / Предварительный патент Республики Узбекистан № 4601 от 22.05.97-Опубли. Бюлл. №3. 1997.
2. Арипов Х.К., Бустанов Х.Х., Мавлянов А.Р., Махсудов Ж.Т. /Трехструктурный инжекционно-вольтаический транзистор / Предварительный патент Республики Узбекистан № 5123 от 02.04.98. Опубли. Бюлл. № 2.1998.
3. Aripov Kh. K., Alimova N-B., Bustanov Kh.Kh., Makhsudov J.T. Injection-voltage effect in bipolar transistors // Paditel. Actual problems oftelecom. Printed in Belgium, 1998, p. 119.
4. Kasimov S.S., Aripov Kh.K., Atakharov Sh-N., Bustonov Kh.Kh., Vakhsudov J.T. New injection-voltaic effect elementaru basis. WSIS for Industrial automation 2000/ b-Quadral Verlag, 2000, P. 336-339.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Абдуазизов А.А., Иманкул М.Н. Моделирование оптоэлектронных устройств.....	3
Иманкул М.Н. Контроль вычислительных устройств.....	6
Соколов В.К., Воробцова Т.А., Махаматов Н.Э. Условие минимизации затрат при обеспечении заданного качества обслуживания мобильной радио связи.....	11
Соколов В.К., Махмудов М.М., Абдукадыров А.Х. Метод потенциальной ценности информации применительно к задаче выбора перспективных направлений развития средств телекоммуникации.....	15
Соколов В.К., Абдурахманов Р.П., Абдукадыров А.Х. Выбор оптимального уровня тарифов на услуги связи сотовой компании для достижения максимальных доходов.....	19
Овчинникова Е.А. Анализ денежных потоков.....	22
Васильев В.Н., Юсупджанова Л.О. Волоконно-оптический кабель связи для широкополосной абонентской сети.....	25
Васильев В.Н., Войтенко Н.В. Электрические характеристики линий абонентского доступа.....	29
Васильева М.Г., Азимова О.М. Построение синтезаторов частот с переменным шагом сетки частот.....	33
Васильева М.Г., Писецкий Ю.В. Способы контроля качества цифровых устройств.....	36
Джураев Р.Х. Современные телекоммуникационные технологии в высокоскоростных сетях передачи данных.....	40
Джураев Р.Х., Джабборов Ш.Ю. Каскадная модель источника ошибок и стираний нестационарного канала связи.....	45
Джураев Р.Х. Задачи и функции обеспечения информационной безопасности в сетях передачи данных общего пользования.....	48
Джураев Р.Х., Джабборов Ш.Ю. Исследование влияния объема встроенного контроля на надежность характеристики цифровой системы.....	53
Махмудов Э.Б., Холматов О.А., Рахимов Ш., Почитаев Д.С., Караченцев В.Л., Лисянский О.Е. Обработка видеоизображений искусственных небесных тел с целью определения их параметров.....	59
Мирсадыков М.М. Особенности цифровой обработки и анализа изображений.....	62
Дмитриев В.Н. Временные характеристики линий связи при частотно-зависимом рассогласовании с нагрузкой.....	66
Дмитриев В.Н. Импульсные функции волоконных световодов.....	70
Абдуазизов А.А., Дмитриев В.Н. Временные характеристики диэлектрических волноводов.....	74
Дмитриев В.Н. Защита от импульсных помех криогенными экранирующими оболочками.....	79
Абдуазизов А.А., Багдасарян Д.А. Сети enternet.....	83

Абдуазизов А.А., Васильева М.Г., Азимова О.М. Особенности построения синтезаторов сверхвысоких частот	88
Абдуазизов А.А., Ахатов Ю.К. Доверительные вероятности оценки точности положения пунктов наблюдения	93
Зелинский М.М., Козлов В.А. Особенности классификации эквивалентных, подобных и обратных электрических цепей	96
Прахов В.И. Супергетеродин с точным сопряжением контуров	98
Прахов В.И. Функции корреляции сглаженных цифровых сигналов	102
Прахов В.И. Частотно-независимая регулировка уровня в активных фильтрах	106
Айнакулов Э.Б., Ли-Фан Организация решающих машин	111
Айнакулов Э.Б., Ли-Фан Организация решающих машин (часть-2)	116
Кривошипин В.А., Айнакулов Э.Б. Транкинговые радиосети железных дорог Узбекистана	120
Холикова А.А., Ибрагимова О.А. Радиоэлектрон элементларнинг ишончилиги хақида	127
Атаханов Ш.Н., Усманов Б.Ш. Полупроводниковый электрический генератор	132
Юлдашев Ш.Р., Бегалиев О.М. Инвертор на комплементарных биполярных транзисторах	137
Халиуллин Р.Т. Абонентская сеть для передачи сигналов телевидения	142
Сон В.М., Сон А.В., Садчикова С.А. Принципы построения коммутационных схем распределения информации	143
Максудов Ш.Х. Исследование двухканального ключевого транзисторного стабилизатора с повышенным КПД	153
Таджибаев Ш.З. Комплексная телефикация республики	154
Кропивницкая Л.Н. О методах уменьшения акустической обратной связи в залах со звукоусилением	156
Хныкина П.Ю. Виды полупроводниковых лазеров	158
Агабекова З.Е., Арипова У.Х., Обьедков Е.В. Составной фототранзистор с улучшенной стабильностью параметров	163

Илмий нашр

ТЭАИ профессор-уқитувчилари,
илмий ходимлари ва аспирантлари, магистрлари ва
ихтидорли талабаларининг
илмий ишлари тўплами
6-қисм

Институт муҳаррирлик кенгаши томонидан
2001 йил 3 июлда
чоп этишга тақдим этилди.

ТЭАИ Илмий кенгаши томонидан
2001 йил 3 июл (500) сонли баённома билан тасдиқланган

Маъсул муҳаррир:

С.С. Қосимов

Тузувчи ва тўпламга учун маъсул:

А.А. Абдуазизов

Мусаххих:

М.Г. Васильева

Научное издание

Сборник научных трудов профессорско-преподавательского состава, научных сотрудников и аспирантов, магистров и одарённых студентов ТЭИС
«Радиотехнические системы и устройства»
часть 6

Рекомендован к печати
Редакционным советом института
от 3.07.2001 г.

Утверждено к печати Ученым Советом ТЭИС

Протокол № (500) от 3 июля 2001 г.

Ответственный редактор:

Касымов С.С.

Составитель и ответственный за выпуск:

Абдуазизов А.А.

Корректор:

Васильева М.Г.

Подписано в печать 06.08.01
Бумага офсетная. Заказ № 355. Печ. л. 1,75.
Тираж 100 экз.
Отпечатано в типографии ТЭИС
Ташкент 700084, ул. А.Темура, д. 108.

33800,