

СЕКЦИЯ № 2

Анализ сигналов и систем

С.Н. Данилин,
М.В. Макаров,
С.А. Щаников

Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
E-mail: nauka-murom@yandex.ru

Оптимизация нейронных сетей при проектировании

Оптимизация является процессом выработки оптимального решения, которое минимизирует или максимизирует (в зависимости от характера задачи) критерий качества оптимизационной модели (критерий оптимальности) при заданных условиях и ограничениях, представленных в этой модели [1]. Процесс оптимизации лежит в основе всей инженерной деятельности, поскольку классические функции инженера заключаются в том, чтобы, с одной стороны, проектировать новые, более эффективные и менее дорогостоящие технические системы, и, с другой стороны, разрабатывать методы повышения качества функционирования существующих систем [2].

При оптимизации точности работы нейронной сети (НС), необходимо определить какое состояние сети будет наилучшим с точки зрения предъявляемых к ней требований по качеству ее работы. К состоянию сети можно отнести такие параметры, как структура, количество слоев, количество нейронов, функции активации слоев, функции обучения. Количество таких параметров, так же как и степень их влияния на критерий оптимальности, варьируется в зависимости от конкретных практических применений НС. Критериями оптимальности НС могут быть: точность (качество) работы, отказоустойчивость, разрядность входной информации и нейронов.

В качестве примера рассмотрим двухслойную нейронную сеть прямого распространения, аппроксимирующую функцию $y=\sin(x)$. Задача состоит в оптимизации данной НС по относительной погрешности в зависимости от функции обучения, а так же количества нейронов в первом слое. Критерий оптимальности ограничен условиями технического задания и составляет $E_{отн} \leq 2\%$. Результаты расчета погрешности занесем в таблицу 1.

Таблица 1

Зависимость относительной погрешности работы (в процентах) НС, аппроксимирующей функцию $y=\sin(x)$, от функции обучения и количества нейронов

Функция обучения	Количество нейронов в 1-ом слое									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
TRAINLM	10222	3010	0,542	0,232	0,275	0,786	95,6	0,171	0,228	24,1
TRAINBR	10222	18,9	0,408	0,823	0,043	0,038	0,154	0,037	0,139	24,1
TRAINSNG	10348	9432	8567	7990	6983	6016,5	8542	9454	10755	11565
TRAINGD	117040	62309	45876	37654	31567	29053	20987	14842	14007	13286
TRAINR	30970	29765	28543	27345	26980	25640	24321	23097	22765	21757
TRAINRP	7093	7085	7087	7092	7095	7094	7098	7110	7130	7150

В соответствии с таблицей 1 заданному критерию оптимальности соответствует нейронная сеть с 8-ю нейронами в первом слое, обученная по алгоритму TRAINBR. Данные параметры позволяют двухслойной НС прямого распространения аппроксимировать функцию $y=\sin(x)$ с максимальной относительной погрешностью 0,037%.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 12-08-31064

Литература

1. Лопатников, Л.И. Экономико-математический словарь: Словарь современной экономической науки. — 5-е изд., перераб. и доп. — М.: Дело, 2003. — 520 с.
2. Реклейтис Г., Рейвиндран А., Рэгсдел К. Оптимизация в технике: В 2-х кн. Кн.1. Пер. с англ. — М.: Мир, 1986. — 349 с.
3. Данилин С.Н., Макаров М.В., Щаников С.А. Влияние функции обучения на качество работы нейронных сетей /Радиопромышленность. 2012. № 2. С. 68-73.

С.Н. Данилин,
М.В. Макаров,
С.А. Щаников

Муромский институт Владимирского государственного университета
602264 г. Муром, Владимирской обл., ул. Орловская, д. 23
E-mail: nauka-murom@yandex.ru

Исследование эффективности теоретико-экспериментального метода для оптимизации разрядности элементов нейронных сетей

При проектировании современных телекоммуникационных сетей все более широко применяются нейронные сети (НС) [1]. Аппроксимируя большинство используемых в вычислительной технике функций с более высоким качеством, НС одновременно обладают большим потенциалом в области оптимизации их структуры.

В работе [2] авторами был предложен теоретико-экспериментальный метод оптимизации разрядности входной информации и весовых коэффициентов, дающий хорошие результаты решения данной проблемы на примере простейших математических функций. Помимо этого, предложенный метод показал высокую эффективность при сжатии информации в сетях, выполняющих аппроксимацию тригонометрических функций, прямое и обратное преобразование координат и других, базовых для проектирования телекоммуникационных сетей.

Результаты исследований показали, что уменьшение разрядности весовых коэффициентов и разрядности входной информации для НС, аппроксимирующей функцию снижают показатель качества ее работы от исходного уровня. Что в свою очередь будет либо соответствовать заданной границе качества, либо не соответствовать. После этого можно давать заключение о возможности применения алгоритма к данной функции и уровне его эффективности. Оценка основных результатов исследований приведена в таблице 1.

Таблица 1

Показатели эффективности алгоритма (снижение разрядности в процентах)

Алгоритм \ Параметр	$y = \sin(x)$	$y = \cos(x)$	$y = \exp(x)$	$y = \begin{cases} X = R \cdot \sin \varphi; \\ Y = R \cdot \cos \varphi. \end{cases}$	$\begin{cases} X = R \cdot \sin \varphi; \\ Y = R \cdot \cos \varphi. \end{cases} = y$
Сжатие входной информации	25 %	25 %	16,7 %	16,7 %	41,7 %
Сжатие весовых коэффициентов	25 %	16,7 %	83,3 %	66,7 %	50 %

Проведенные исследования показали, что выбор оптимального значения разрядности входной информации и весовых коэффициентов позволяют оптимизировать структуру устройств, реализующих нейросетевые алгоритмы при обеспечении заданных или максимальных показателей точности (качества) работы.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 12-08-31064

Литература

1. Круг, П.Г. Нейронные сети и нейрокомпьютеры: Учебное пособие по курсу «Микропроцессоры». – М.: Издательство МЭИ, 2002. – 176 с.
2. Данилин С.Н., Макаров М.В., Щаников С.А. Оптимизация разрядности аппаратных средств при обеспечении требуемой точности работы нейронных сетей. Вопросы радиоэлектроники. Серия ОТ. Вып1. – М.: Центральный научно-исследовательский институт "Электроника" 2010. - С.39-43
3. Данилин С.Н., Макаров М.В., Щаников С.А. Влияние функции обучения на качество работы нейронных сетей /Радиопромышленность. 2012. № 2. С. 68-73.

Измерение малых емкостей без воздействия токами радиочастоты

Моделирование отказа электронного компонента в результате электростатического разряда (ЭСР) при воздействии электростатического поля представляет в настоящее время важную задачу. Чтобы выполнить подобное моделирование необходимо знать параметр эквивалентной схемы — ёмкость системы «тестируемый компонент — калибровочная пластина». Каждому типу тестируемого электронного компонента соответствует собственное значение данной ёмкости.

В рамках данного исследования была разработана методика измерения ёмкости системы «тестируемый компонент — калибровочная пластина» с применением электрометра. Традиционные методы измерения ёмкости связаны с воздействием на объект измерения испытательным сигналом переменного тока с радиочастотой. При этом в нашем случае результат будут искажать помехи, наводимые на щупы измерителя, ёмкости и паразитные реактивности щупов.

Если вместо зонда измерителя использовать корпус интегральной микросхемы (ИМС) соединив вход электрометра с одним из выводов микросхемы, а в качестве объекта — калибровочную пластину испытательной установки, то зная потенциал калибровочной пластины U_0 и входную ёмкость электрометра, можно рассчитать ёмкость «тестируемый компонент — калибровочная пластина».

В качестве электрометра был использован прибор на лампах в обращённом режиме собственной разработки автора. Данный прибор отличается простотой в эксплуатации и устойчивостью к перегрузкам по входной цепи.

В результате измерений было получено значение ёмкости корпуса ИМС в пределах от 2.5 до 8 пФ для корпусов DIP с различным числом выводов. С применением такого же метода возможно измерение и ёмкости между выводами ИМС. В результате проведённых измерений для ИМС в корпусе DIP было получено значение ≈ 1 пФ.

В результате проведённой работы разработана методика измерения малых емкостей, значения которых необходимы для построения корректных моделей воздействия CDM ЭСР на ИМС.

Данный метод подобен зондовому методу измерения электростатического потенциала. Принцип измерения электростатических потенциалов зондовым методом с помощью электрометра основан на явлении электростатической индукции. Поэтому физический принцип измерения базируется не на основании реактивного сопротивления ёмкости, а на определении ёмкости исходя из законов электростатики.

Схему измерения в нашем случае иллюстрирует рис.1.

Разработанный метод может применяться в том числе и для измерения емкостей между печатными проводниками и ёмкости кабеля. Измерение данных емкостей необходимо для построения корректных моделей воздействия ЭСР по модели заряженного компонента (CDM ЭСР) на печатные узлы, так как по данным публикаций в зарубежных источниках, чувствительность электронных компонентов к CDM ЭСР, соединённых с печатными платами будет повышаться. Данный вопрос ещё требует дополнительного исследования.

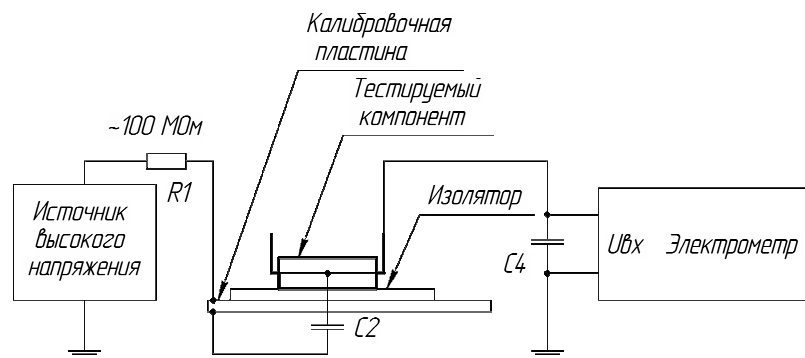


Рис. 1. Схема измерения ёмкости $C2$ «тестируемый компонент — калибровочная пластина»; $C4$ — входная ёмкость электрометра; $U_{\text{вх}}$ — напряжение на входе электрометра.

Один метод контроля электростатических потенциалов для применения в производстве электронной техники

Накопление статического заряда на персонале и оборудовании при производстве электронной аппаратуры может вызвать электростатический разряд (ЭСР) и привести к повреждению электронных компонентов. Для предотвращения ЭСР важно производить контроль персонала и оборудования на электростатический потенциал.

В основном для контроля электростатического потенциала применяются бесконтактные методы.

Целью данной работы была доработка контактного метода измерения электростатического потенциала таким образом, чтобы обеспечить невосприимчивость измерителя к перегрузкам по входной цепи и при этом не нужно было бы перед проведением измерения определять расстояние от датчика до объекта измерения. Такое определение производится визуально и точно определить расстояние невозможно.

Эквивалентную схему зондового бесконтактного измерения потенциала при помощи электрометра иллюстрирует рис. 1.

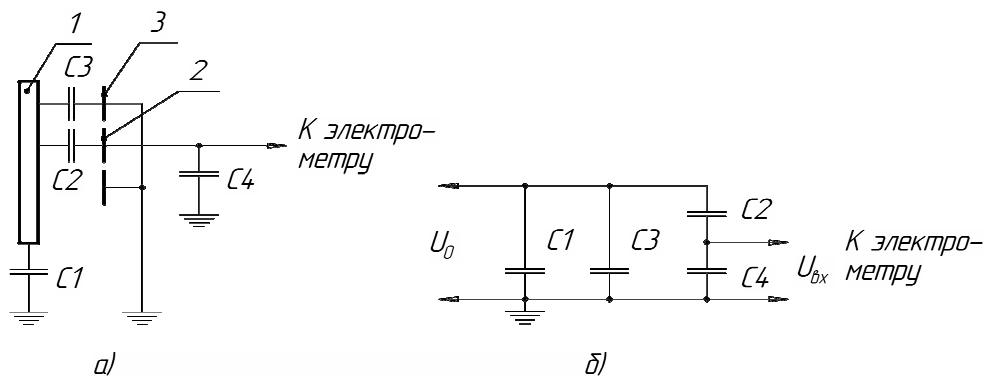


Рис. 1. Физическая (а) и эквивалентная электрическая (б) схема измерения электростатического потенциала зондовым методом. 1 — объект измерения; 2 — зонд; 3 — заземлённый корпус зонда, оболочка кабеля зонда; U_0 — потенциал объекта

На схеме ёмкость C_2 (ёмкость связи) зависит только от расстояния между зондом и объектом и от геометрии зонда. Чтобы измеряемое напряжение U_{bx} не зависело от расстояния от датчика до объекта необходимо, каким-то образом устранить зависимость ёмкости C_2 от расстояния.

На схеме рис.1 ёмкость C_2 можно выполнить и в виде сосредоточенного высоковольтного конденсатора. Одна обкладка конденсатора C_2 в данном случае будет соединена с объектом измерения. Другая обкладка конденсатора будет связана со входом электрометра. Тогда ёмкости C_2 и C_4 образуют емкостной делитель. Схема измерения при этом преобразуется так, как показано на рис.2.

Как ёмкость объекта C_0 обозначена сумма емкостей C_1 и C_3 на рис.1.

В ходе исследований была разработана схема контактного измерителя электростатических потенциалов на электронных лампах в обращённом режиме. Ламповая схемотехника здесь применена с целью повышения устойчивости электрометра к перегрузкам по входной цепи, которые могут иметь место при контактной методике измерений. В разработанном измерителе использован емкостной делитель по входу и подавлен плавающий потенциал второй сетки.

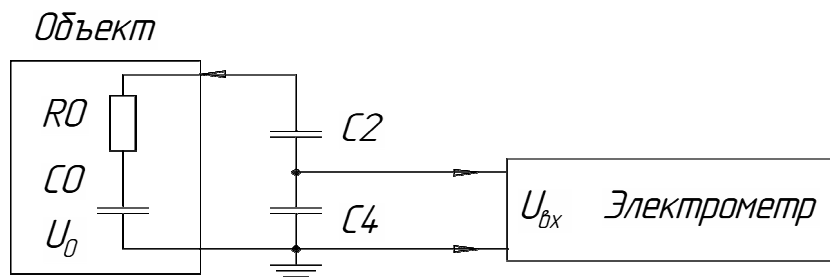


Рис. 2. Контактное измерение электростатического потенциала объекта.
 R_0 – сопротивление объекта, C_0 – ёмкость объекта.

При использовании радиоламп в традиционном включении с общим катодом может не обеспечиваться высокое входное сопротивление. Для работы в обращённом режиме используются триоды, тетроды и пентоды. Диапазон входных напряжений лампы в обращённом режиме может достигать сотен вольт. Допускается кратковременное попадание во входную цепь напряжений до нескольких киловольт. Входное сопротивление составляет не менее 10^{12} Ом.

Схема электрическая принципиальная измерителя электростатических потенциалов показана на рис. 3.

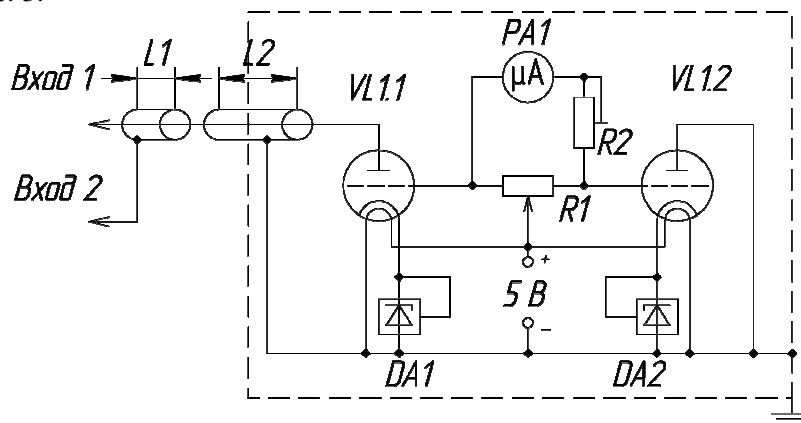


Рис. 3. Схема электрическая принципиальная контактного измерителя электростатических потенциалов

Измеритель построен по мостовой схеме на двойном триоде. Прибор имеет два входа с различной чувствительностью. В цепях катодов ламп включены интегральные стабилизаторы DA1 и DA2, которые подавляют плавающий потенциал анода, что повышает стабильность показаний. По входу прибора включён емкостной делитель, образуемый двумя отрезками коаксиального кабеля L1 и L2.

Опытный образец измерителя был изготовлен на предприятии ОАО «Калужский электромеханический завод» и использован для контроля остаточного электростатического потенциала на персонале и оборудовании на участке поверхностного монтажа. Опытный образец имеет пределы измерения 200 В и 20 В.

К недостатком разработанного измерителя можно отнести необходимость его прогрева перед проведением измерений.

К достоинствам данного измерителя можно отнести высокую устойчивость к воздействию перегрузок по входу, что повышает надёжность прибора в эксплуатации и гарантирует исправность прибора после ошибочных действий оператора.

В результате исследований была разработана методика измерения электростатического потенциала контактным методом с использованием емкостного делителя и электрометра. На основании данной методики был разработан измеритель электростатических потенциалов для промышленного применения и произведены испытания данного измерителя в условиях приборостроительного предприятия.

Моделирование воздействия электростатического разряда на интегральную микросхему в корпусе DIP

В результате воздействия на электронный компонент электростатического поля в нём индуцируется электрический заряд. Последующий контакт компонента с заземлённым оборудованием, инструментом и т.п. может привести к электростатическому разряду (ЭСР) и отказу компонента по модели FCDM (Field Induced Charged Device Model — модель заряженного компонента в результате электростатической индукции). Моделирование такого отказа представляет в настоящее время важную задачу, так как позволит повысить устойчивость электронных компонентов к воздействию электростатического разряда.

Целью данной работы является построение модели воздействия FCDM ЭСР на интегральную микросхему (ИМС) в корпусе с использованием средств схемотехнического моделирования.

Схема установки для FCDM-испытаний показана на рис. 1. Методика испытаний регламентирована стандартом JESD22-C101E.

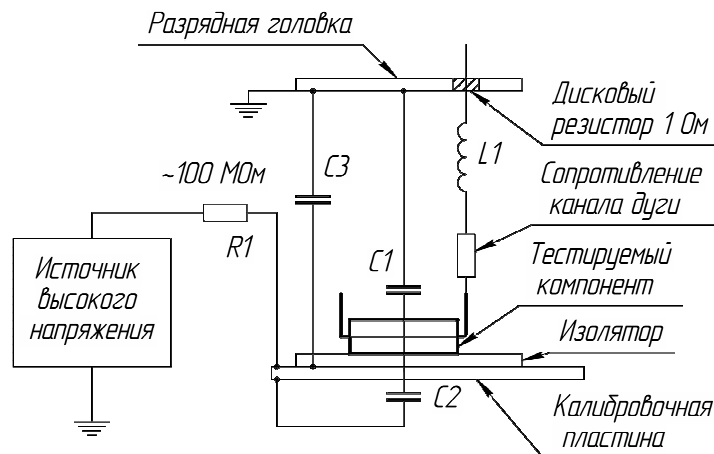


Рис. 1. Схема установки для FCDM-испытаний

Схема представленная на рис. 1 является упрощённой, так как на самом деле ёмкость C_2 между корпусом микросхемы и пластиной является распределённой и складывается из ёмкостей отдельных выводов на пластину C_{pin} .

Воздействие FCDM ЭСР на электронный компонент может быть промоделировано с использованием средств схемотехнического моделирования, подобных программе PSpice. Эквивалентная схема модели показана на рис.2.

Нижние по схеме обкладки конденсаторов C_{pin} представляют собой калибровочную пластину. Заряд распределяется между ёмкостями C_{pin} равномерно и все эти ёмкости заряжены до одинакового напряжения.

Замыкание ключа S1 имитирует контакт разрядного наконечника с выводом ИМС. При этом происходит быстрое перераспределение заряда между ёмкостями и в цепи вывода ИМС протекает значительный разрядный ток. Переходный процесс длится всего несколько наносекунд, и для его наблюдения необходимо применять дорогостоящую измерительную аппаратуру для работы в наносекундном диапазоне. По данной причине актуальна задача моделирования переходного процесса при FCDM-ЭСР.

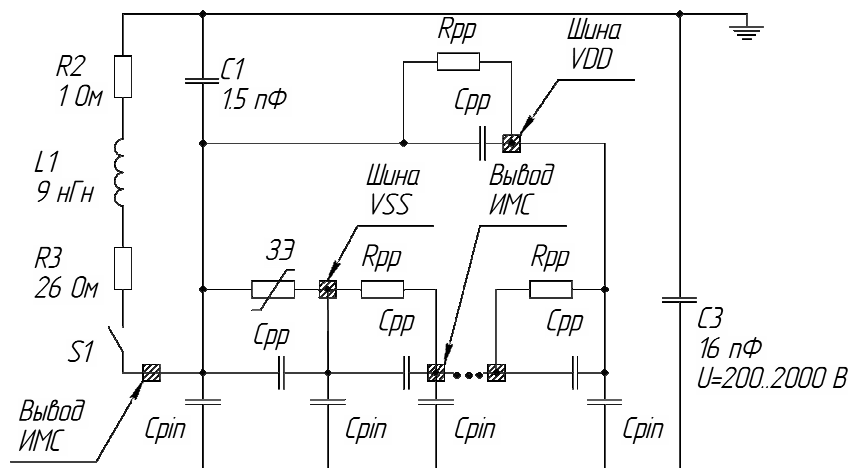


Рис. 2. Эквивалентная схема FCDM-ЭСР. R2 – сопротивление датчика тока; R3 – сопротивление дуги; $C_{pin} = 1,5 \text{ пФ}$ – емкость вывода ИМС; $C_{pp} = 1,5 \text{ пФ}$ – емкость между выводами ИМС; $R_{pp} \gg 1 \text{ МОм}$ – сопротивление утечки между выводами ИМС; 3Э – элемент защитный.

Остальные обозначения так же как на рис. 1.

В качестве инструмента для построения модели была выбрана программа схемотехнического моделирования с открытым исходным кодом Qucs. Данная программа основана на вновь разработанном ядре схемотехнического моделирования и работает под управлением операционных систем Linux и Windows.

Сначала построим модель воздействия ЭСР на микросхему в корпусе DIP-8 в соответствии с эквивалентной схемой на рис.2. Данные для ёмкости корпуса ИМС были получены из результатов измерений. Форма импульса тока, полученная при моделировании соответствует форме импульса указанного в стандарте JEDEC. Импульсные перенапряжения, полученные в результате моделирования, между выводами при ЭСР достигают сотен вольт.

Теперь построим модель воздействия FCDM ЭСР на ИМС с элементами защиты). В качестве элемента защиты будем использовать n-МОП транзистор с заземлённым затвором (GGMOST). Для упрощения нашей модели будем моделировать ИМС с тремя выводами: линии питания VSS, VDD и сигнальный вывод. Элемент защиты включён между выводом ИМС и линией VSS. Его модель была составлена из дискретных компонентов по методике разработанной в МИЭМ.

Результаты моделирования переходного процесса при воздействии FCDM ЭСР на ИМС с элементами защиты показаны на рис.3. Производилось параметрическое моделирование при напряжении на калибровочной пластине от минус 500 В до минус 5000 В.

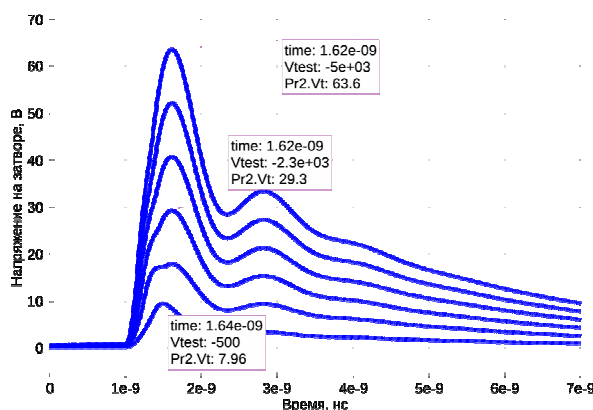


Рис. 3. Импульсные перенапряжения на затворе защищаемого МОП транзистора при различных потенциалах калибровочной пластины

Из полученных результатов видим, что при потенциале калибровочной пластины равном 2300 В пиковое перенапряжение на затворе защищаемого МОП-транзистора достигает 30 В. Но пик импульса длится менее одной наносекунды. При такой длительности импульса пробивное напряжение подзатворного диэлектрика повышается в 2-3 раза. Таким образом опасный потенциал достаточный для пробоя подзатворного диэлектрика превышает при напряжении потенциале тестирования свыше 3-5 кВ.

В результате проделанной работы была получена методика моделирования воздействия FCDM ЭСР на ИМС с применением программы схемотехнического моделирования Qucs. Полученная модель показала хорошее согласование формы импульса тока ЭСР с указанной в стандартах. Имеется согласование с результатами тестирования компонентов на воздействие FCDM ЭСР. Проведённое моделирование показало, что наличие электростатических потенциалов на персонале и оборудовании может представлять опасность для электронных компонентов, даже если они сами не несут электрического заряда. Поэтому актуально проведение контроля электростатических потенциалов на персонале и оборудовании.

Проблемы построения систем технологической связи в управлении производственными процессами

Применение специальных коммуникационных систем в области связи на объектах промышленности и транспорта позволяет существенно повысить эффективность управления ими и обеспечить надежную связь на технологических участках. От работы этих систем во многом зависит безопасность на объектах, особенно в местах с повышенной опасностью возникновения аварий, пожаров, взрывов и химических выбросов.

Одно из наиболее важных требований, которым должно отвечать оборудование технологической связи, – работа в условиях шума выше 100 Дб, когда стандартную телефонию использовать невозможно.

Неудовлетворительная разборчивость речи в оповещении не просто свидетельствует о низком качественном уровне системы, но и в определенных обстоятельствах ставит под угрозу жизнь людей. На сегодняшний день надежно оценить степень разборчивости можно лишь эмпирическим путем, то есть после того, как система инсталлирована на объекте. Существующие объективные методы расчета разборчивости (например PESQ) очень часто дают результаты, значительно расходящиеся с реальной картиной. Это связано с тем, что разборчивость речи является результатом взаимодействия системы звукоусиления с акустическими условиями озвучиваемого объекта [1].

Процент потери разборчивости зависит, прежде всего, от отношения уровня речевого сигнала к уровню шума, которое должно быть выше определенного уровня, чтобы можно было понять смысловое содержание речи. Степень маскировки шумом будет зависеть от отношения сигнал/шум SNR и от спектрального состава шума. Для широкополосного шума (20-4000 Гц) анализ индекса разборчивости RASTI от показателя SNR показывает, что индекс разборчивости будет больше 0.8 только при SNR более 12 дБ [2].

Эффект адаптации при маскировании имеет ряд негативных моментов по отношению к разборчивости речи. Так, если среди акустических шумов имеется интенсивный сосредоточенный выброс, и его частота совпадает с частотой основного тона человека, то вторая f1 и третья f2 форманты речевого сигнала будут в зоне маскировки. Как показали эксперименты, это приводит к падению разборчивости на 0.3 пункта по показателю RASTI.

Рассмотренный эффект маскировки позволяет сделать вывод, что наличие во внешнем акустическом шум всплесков высокой интенсивности приводят к появлению эффекта маскировки. Это приводит к потере человеком некоторых звуков слышимой речи, что неминуемо ведет к снижению разборчивости. При использовании систем громкоговорящей связи на промышленных объектах появление таких узкополосных шумов неизбежно.

При таком снижении разборчивости мозгу человека требуется определенное время для разбора смысловой информации, произнесенной по системе оповещения. Работа систем громкоговорящей связи и оповещения связана с появлением критических ситуаций. От скорости реакции человека на информацию зависит жизнь не только его самого, но и жизни других людей. Поэтому ослабление эффекта маскирования, и как следствие, повышение разборчивости речи, является одной из наиболее актуальных при построении систем громкоговорящей связи.

В условиях внешних акустических шумов на приемной стороне важную роль приобретает обеспечение комфортных условий прослушивания речевого сообщения. Перспективными подходами в данном направлении являются разработка адаптивных к внешнему шуму устройств регулировки выходной громкости и частотной характеристики речи [3].

Задачей данных устройств является снижение эффекта маскирования прослушиваемой речи мешающим внешним шумом, путем частотно-взвешенного повышения ее громкости для формирования достаточной глубины артикуляции речевого сигнала на фоне шума во всем

частотном диапазоне. Для оценки внешнего шума используются сигнал, получаемый от местного микрофона [3].

В настоящее время создано большое количество систем громкоговорящей связи, как отдельных, так и в составе комплексов оперативно-технологической связи. Практически все современные системы созданы с использованием цифровых технологий.

Среди отечественных разработок можно отметить приборы ПГС-16, ПА-1, П-160, П-164, П-166ВАУ.

Сжатие динамического диапазона передаваемого сигнала при той же мощности дает эффект увеличения громкости, повышает звуковое давление в слышимом диапазоне. Как было показано выше, данный метод не позволяет избежать проблем, связанных с эффектом маскирования.

В настоящее время, в большинстве систем громкоговорящей связи не применяется никаких методов повышения разборчивости речи. При этом как было показано, это один из важнейших показателей качества и эффективности использования систем ГГС. В некоторых системах применяется компрессия динамического диапазон. Это несколько улучшает разборчивость на фоне шумов, но никак не помогает бороться с эффектом маскирования, который ответственен за снижение разборчивости. В большинстве случаев производители пытаются поднять показатель «сигнал/шум» за счет увеличения количества и мощности громкоговорителей. Такой метод имеет ограниченную эффективность, т.к. приведет к сдвигу кривой чувствительности слуха.

Одним из методов повышения разборчивости речи является снижение уровней шумов и помех [4]. В условиях промышленного применения систем ГГС подобные методы являются не только неэффективными, но и нереализуемыми.

Анализ подобных систем и существующих методов борьбы с шумами показывает необходимость разработки методов, эффективных именно при воздействии сильных внешних акустических шумов, с которыми невозможно бороться существующими методами.

Одним из важнейших параметров сигнала возбуждения колебаний в речевом тракте является частота основного тона (ОТ) речи, характеризующая высоту голоса при произнесении вокализованных звуков речи. Человек легко определяет частоту ОТ на слух или на глаз при анализе осциллограмм или спектрограмм речи, однако, построить устройство, автоматически определяющее частоту ОТ с малой ошибкой и малой задержкой во времени, даже при относительно низком уровне помех, довольно трудно [5].

Наибольший показатель разборчивости речи, искаженной шумами и помехами достигается за счет восстановления нарушенной формантной структуры или фонетической функции речевого сигнала, которая может быть восстановлена по известной гармонической структуре, определяемой, в свою очередь, за счет поиска и реконструкции в спектрограмме зашумленной речи «следов» гармоник полезного речевого сигнала [6].

Литература

1. Пукач А.А. Проектирование систем оповещения о пожаре // Техника без опасности, 2004 - №1 – с.4-10.
2. Алдошина И. Основы психоакустики. Часть 17. Речь и слух. Часть 1. // Звукорежиссер. 2002 г., № 9, с.10-15.
3. Бабкин В.В. Проблемы построения современных систем цифровой речевой связи. / 9-я Межд. Конф. и выставка Цифровая обработка сигналов и ее применение (DSPA-2007), 2007, г.Москва, с.23-27.
4. Сапожков М. А. Электроакустика. Учебник для вузов. М., «Связь», 1978, 272 с.
5. Вокодерная телефония. / Под. ред. А. А. Пирогова. - М: Связь, 1974, 536 с.
6. Дворянкин С.В., Макаров Ю.К., Хореев А.А. Обоснование критериев эффективности защиты речевой информации от утечки по техническим каналам // Защита информации. Инсайд, - 2007. № 2 - с.18-25.

А.Д. Поздняков,
В.А. Поздняков,
А.А. Руфов
Владимирский государственный университет
600005 г. Владимир, ул. Горького, д. 87
e-mail: sawjer@bk.ru

Алгоритмические методы оценки уровня дискретизированного гармонического сигнала

Современные методы алгоритмических измерений [1-3] базируются на аналого-цифровом преобразовании исследуемых сигналов. Путем математической обработки массива отсчетов мгновенных значений получают информацию о характеристиках, как самого сигнала, так и об устройствах, через которые он прошел.

Основной задачей данного исследования является сопоставление возможностей методов цифровой обработки информации на выходе аналого-цифрового преобразователя (АЦП) при измерении среднеквадратического значения (СКЗ) напряжения.

Используя разработанную компьютерную программу моделирования, приводится сравнительный анализ возможностей методов интегрирования и расчета СКЗ с использованием преобразований Фурье для одинаковых условий применения.

При расчетах СКЗ считается, что массив данных мгновенных значений сигнала получен с помощью стробирующего АЦП. В процессе работы с программой пользователь выбирает разрядность АЦП, уровень приведенных ко входу шумов, частоту дискретизации, объем выборки, начальную фазу и уровень нелинейных искажений сигнала. На рисунке приведено рабочее окно программы для малого объема выборки и отсутствия шумов.

В окне результата представлено три линии относительной погрешности в процентах:

- сплошная линия соответствует потенциальным возможностям метода с использованием преобразования Фурье (далее метод Фурье - МФ);
- линия в виде крупного пунктира соответствует модернизированному методу интегрирования по формуле прямоугольников (далее метод прямоугольников - МП);
- линия в виде мелкого пунктира соответствует модернизированному методу интегрирования по формуле криволинейных трапеций (далее метод трапеций - МТ).

Как и следовало ожидать, метод Фурье имеет более высокие потенциальные характеристики [4], его методическая погрешность в рабочей полосе частот остается постоянной и находится на уровне $10^{-7}\%$. Однако, при приближении к границам диапазона снизу (0) и сверху ($f_D/2$) из-за наложения спектральных составляющих погрешность резко возрастает.

В программе используется окно Кайзера с достаточно широким главным лепестком, поэтому границы заметно сужены. Если использовать окно Ханна, то полоса рабочих частот немного расширится.

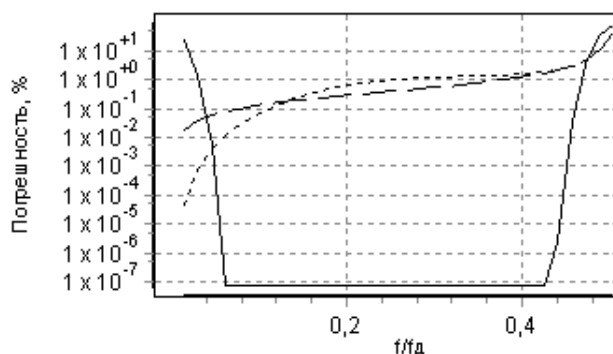


Рис. 1. Рабочее окно программы сравнения методов оценки СКЗ для $N=64$ и отсутствия шумов

Границы работоспособности сужаются при уменьшении объема выборки. Для $N < 32$ метод Фурье практически не работает. Для $N=64; 128; 256; 512; 1024$ и 2048 нижняя нормированная частота будет соответственно равна $0,0156; 0,0078; 0,0039; 0,00195; 0,00098$ и $0,00049$.

Для метода интегрирования при оценке СКЗ нижняя граница f_H диапазона рабочих частот сигнала определяется заданным объемом выборки N , который должен быть собран в интервале времени не менее периода сигнала. При этом минимальная рабочая частота сигнала в нормированном виде по отношению к частоте дискретизации $f_H/f_D = 1/N$.

Вблизи нижней границы рабочих частот методическая погрешность оценки СКЗ методом интегрирования минимальна. Причем метод криволинейных трапеций здесь более точный. При приближении к $f_D/2$ погрешность плавно возрастает и достигает значений до десятков процентов, далее в области частот до f_D график зеркально отражается. Увеличение объема выборки существенно уменьшает методическую погрешность на нижней границе рабочих частот для метода интегрирования.

Результаты моделирования показывают, что при оценке СКЗ в условиях малых шумов преимущества по точности имеет метод Фурье. В области малых и средних значений f/f_D (до 0.3) для одного и того же объема выборки погрешности МФ, МТ и МП примерно одинаковые. Однако в области больших значений f/f_D ($0.3 - 0.46$) метод Фурье обеспечивает меньшие погрешности.

Преимущества временного подхода – это простота расчетов и быстрота сбора данных, так как достаточно одного периода сигнала, в то время как при обработке в частотной области по методу Фурье требуется более $6-10$ периодов.

Преимуществом частотного подхода является возможность оценки СКЗ по всем гармоникам и в требуемой полосе частот, чего лишен временной метод. Минимальная рабочая частота сигнала для МП и МТ в несколько раз ниже, чем для МФ, в нормированном виде по отношению к частоте дискретизации она равна $1/N$. Методическая погрешность оценки СКЗ также минимальна, причем метод криволинейных трапеций более точный. Увеличение объема выборки существенно уменьшает методическую погрешность на нижней границе рабочих частот для метода интегрирования.

Литература

1. Spark G. Cost, time, risk and CAT // Computer Aided Test Symposium. Hewlett-Packard. 1991. №3. С. 45-56.
2. Арутюнов П.А. Теория и применение алгоритмических измерений. М.: Энергоатомиздат, 1990. 256 с.
3. Хохлов Ю.В., Литвин А.М. Измерения, контроль и диагностика с помощью компьютера // Компьютеры + Программы. 1996. №2. С. 34-36.
4. Поздняков А.Д., Поздняков В.А. Автоматизация экспериментальных исследований, испытаний и мониторинга радиосистем. М.: Радиотехника, 2004. 608 с.

Оптимизация коэффициентов аппроксимации для непрерывных кусочно-линейных функций

Известны непрерывные кусочно-линейные функции следующего вида: $F(t) = \sum_{n=1}^N K_n \cdot |t - t_n|$,
 где n – счетчик суммы; t_n – значения узлов аппроксимации; K_n – коэффициент аппроксимации.

Коэффициент аппроксимации находится из выражения: $[K] = [y] \cdot [T]^{-1}$, где

$$T = \begin{bmatrix} |t_1 - t_1| & |t_1 - t_2| & \dots & |t_1 - t_N| \\ |t_2 - t_1| & |t_2 - t_2| & \dots & |t_2 - t_N| \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ |t_N - t_1| & |t_N - t_2| & \dots & |t_N - t_N| \end{bmatrix}; \quad y = \begin{bmatrix} y(t_1) \\ y(t_2) \\ \vdots \\ y(t_N) \end{bmatrix} \quad \text{– значения функции в узловых точках.}$$

Особенностью данной функции является то, что для получения коэффициентов аппроксимации требуется произвести перемножение матрицы $[y]$ и обратной матрицы $[T]$. При размерах матрицы $[T]$ до 3×3 включительно вычисление обратной матрицы не составляет особого труда и не требует значительных вычислительных затрат [1]. С увеличением порядка матрицы $[T]$ вычислительные затраты вырастают многократно. Для устранения этого недостатка предлагается оптимизировать алгоритм вычисления коэффициентов аппроксимации для непрерывной кусочно-линейной функции.

Известны НКЛФ с компактной формой записи: $F(t) = \sum_{n=1}^N K_n \cdot |t - n \cdot \Delta|$, где

$$K_n = \frac{y_{n-1} + 2 \cdot y_n + y_{n+1}}{\Delta} \quad \text{– коэффициенты аппроксимации, } \Delta \text{ – шаг аппроксимации.}$$

Их особенностью является фиксированный шаг аппроксимации, что существенно ухудшает точность данной функции. Достоинством данной функции является простое выражение для определения коэффициентов аппроксимации. Для определения каждого коэффициента аппроксимации требуется три точки.

Коэффициент аппроксимации состоит из двух слагаемых:

$$K_n = \frac{y_{n-1} + 2 \cdot y_n + y_{n+1}}{\Delta} = \frac{y_{n-1} + y_n}{\Delta} + \frac{y_n + y_{n+1}}{\Delta}$$

В общем случае шаг аппроксимации определяется следующим образом:

$$\Delta = t_n - t_{n-1}$$

С учетом этого коэффициент аппроксимации примет вид:

$$K_n = \frac{y_{n-1} + y_n}{t_n - t_{n-1}} + \frac{y_n + y_{n+1}}{t_{n+1} - t_n}$$

Полученное выражение является максимально полным выражением для определения коэффициентов аппроксимации для непрерывных кусочно-линейных функций. Для вычисления коэффициентов аппроксимации по полученному выражению требуется гораздо меньше вычислительных затрат, чем при использовании матричных методов.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ № 13-07-00348 а, № 13-07-97520 р_центр_а.

Литература

1. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов – Изд. 9-е стереотипное – М: Государственное издательство физико-математической литературы. – 1962. – 608 с.

Оптимизация вычисления спектра на основе непрерывных кусочно-линейных функций

Предлагается использовать спектральный анализ на основе непрерывных кусочно-линейных функций. Особенностью использования этих функций является, то, что для представления прямоугольных импульсов, требуется малое количество точек. В общем случае непрерывные кусочно-линейные функции имеют вид:

$$F(t) = \sum_{n=1}^N K_n \cdot |t - t_n|, \quad (1)$$

где n – счетчик суммы; t_n – значения узлов аппроксимации; K_n – коэффициент аппроксимации.

Коэффициент аппроксимации находится из выражения: $[K] = [y] \cdot [T]^{-1}$, где

$$T = \begin{bmatrix} |t_1 - t_1| & |t_1 - t_2| & \dots & |t_1 - t_N| \\ |t_2 - t_1| & |t_2 - t_2| & \dots & |t_2 - t_N| \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ |t_N - t_1| & |t_N - t_2| & \dots & |t_N - t_N| \end{bmatrix}; \quad y = \begin{bmatrix} y(t_1) \\ y(t_2) \\ \vdots \\ y(t_N) \end{bmatrix} \text{ – значения функции в узловых точках.}$$

Для представления прямоугольного импульса на основе непрерывных кусочно-линейных функций достаточно шести отсчетов: начало отсчета времени, начало переднего фронта, конец переднего фронта, начало заднего фронта, конец заднего фронта, период импульса. Поэтому счетчик n меняется от 0 до $N=5$

В работе [1] предлагалось использовать для вычисления спектра сигналов следующие выражения:

$$a_0 = \frac{1}{T} \cdot \sum_{n=1}^N K_n \cdot [(t_2 - t_n)^2 - (t_1 - t_n + \Delta)^2],$$

$$a_m = \frac{2}{T} \cdot \frac{1}{(m \cdot \omega_1)^2} \cdot \sum_{n=1}^N K_n \cdot [(t_2 - t_n) \cdot m \cdot \omega_1 \cdot \sin(m \cdot \omega_1 \cdot t_2) + \cos(m \cdot \omega_1 \cdot t_2) - \cos(m \cdot \omega_1 \cdot t_n) - \cos(m \cdot \omega_1 \cdot (t_n - \Delta)) + \cos(m \cdot \omega_1 \cdot t_1) + (t_1 - t_n + \Delta) \cdot m \cdot \omega_1 \cdot \sin(m \cdot \omega_1 \cdot t_1)],$$

$$b_m = \frac{2}{T} \cdot \frac{1}{(m \cdot \omega_1)^2} \cdot \sum_{n=1}^N k_n \cdot [\sin(m \cdot \omega_1 \cdot t_2) - (t_2 - t_n) \cdot m \cdot \omega_1 \cdot \cos(m \cdot \omega_1 \cdot t_2) - \sin(m \cdot \omega_1 \cdot t_n) - \sin(m \cdot \omega_1 \cdot (t_n - \Delta)) + \sin(m \cdot \omega_1 \cdot t_1) - (t_1 - t_n + \Delta) \cdot m \cdot \omega_1 \cdot \cos(m \cdot \omega_1 \cdot t_1)].$$

В приведенных выражениях используется Δ – бесконечно малая величина, которая отображает переход через точку излома функции модуль. При вычислениях на современном программном обеспечении величина Δ не оказывает какого-либо заметного влияния на точность вычислений. Предлагается исключить эту величину из приведенных выражений, что дополнительно упростит вычисление спектральных компонент. В результате выражения для вычисления спектра примут вид:

$$a_0 = \frac{1}{T} \cdot \sum_{n=1}^N k_n \cdot [t_2^2 - 2 \cdot t_n(t_2 - t_1) - t_1^2],$$

$$a_m = \frac{2}{T} \cdot \frac{1}{(m \cdot \omega_1)^2} \cdot \sum_{n=1}^N K_n \cdot [\cos(m \cdot \omega_1 \cdot t_2) - 2 \cos(m \cdot \omega_1 \cdot t_n) + m \cdot \omega_1(t_2 - t_n) \sin(m \cdot \omega_1 \cdot t_2) + m \cdot \omega_1(t_1 - t_n) \sin(m \cdot \omega_1 \cdot t_n) - \cos(m \cdot \omega_1 \cdot t_1)].$$

$$b_m = \frac{2}{T} \cdot \frac{1}{(m \cdot \omega_1)^2} \cdot \sum_{n=1}^N K_n \cdot [\sin(m \cdot \omega_1 \cdot t_2) - 2\sin(m \cdot \omega_1 \cdot t_n) + m \cdot \omega_1(t_2 - t_n)\cos(m \cdot \omega_1 \cdot t_2) - m \cdot \omega_1(t_1 - t_n)\cos(m \cdot \omega_1 \cdot t_n) + \sin(m \cdot \omega_1 \cdot t_1)]$$

Для комплексного ряда Фурье коэффициенты примут вид:

$$c_m = \frac{1}{m^2} \cdot \left\{ \sum_{n=0}^N \left[i \cdot K_n \cdot \left((m \cdot T_2 + i + t_n \cdot m) \cdot e^{-i \cdot T_2 \cdot m} + (m \cdot T_1 + i + t_n \cdot m) \cdot e^{-i \cdot T_1 \cdot m} \right) \right] - 2 \sum_{n=0}^N \left[K_n \cdot e^{-i \cdot t_n \cdot m} \right] \right\},$$

где t_2 – конец импульса, t_1 – начало импульса, m – номер спектральной составляющей, i – мнимая единица.

Таким образом, получено аналитическое выражение для вычисления спектральных компонент сигналов, представленных на основе непрерывных кусочно-линейных функций. Особенностью является то, что для получения любой спектральной компоненты требуется фиксированное количество вычислительных операций. Число этих операций зависит от первоначального количества отсчетов, которое для прямоугольных импульсов может составлять пять-шесть, для треугольных и пилообразных импульсов – три-четыре.

Работа выполнена при поддержке грантов РФФИ № 13-07-00348 а, № 13-07-97520 р_центр_а.

Литература

1. Курилов И.А., Романов Д.Н. Цифровая реализация преобразования Фурье на основе непрерывных кусочно-линейных функций / Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2010. – № 12. – с. 12-14.
2. Курилов И.А., Романов Д.Н. Спектральный анализ импульсных последовательностей на основе непрерывных кусочно-линейных функций / Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2009. – № 11. – с. 83-87.
3. Курилов И.А., Романов Д.Н. Применение непрерывных кусочно-линейных функций для аппроксимации характеристик и спектрального анализа / Методы и устройства передачи и обработки информации. – 2007. – № 8. – с. 11-16.

А.А. Руфов,
А.Д. Поздняков
Владимирский государственный университет
600005 г. Владимир, ул. Горького, д. 87
E-mail: sawjer@bk.ru

Применение MathCAD и ряда Котельникова для восстановления гармонического синусоидального сигнала

Традиционная формулировка теоремы отсчетов определяет условие, позволяющее восстановить непрерывный сигнал по его дискретным равноотстоящим отсчетам. В таком виде эта теорема известна как теорема Котельникова и широко используется при анализе и обработке сигналов [1].

Основной задачей данного исследования является моделирование метода обработки непрерывных сигналов, основанного на преобразовании Котельникова, с последующей оценкой среднеквадратического значения (СКЗ) восстановленного сигнала. Особенно интересен вопрос применимости данного метода для восстановления коротких реализаций сигнала при малом числе отсчетов на период, когда метод с использованием преобразования Фурье практически не работает.

В докладе рассматриваются результаты моделирования вычислительного алгоритма процессов дискретизации и восстановления гармонического сигнала с последующим измерением его СКЗ и оценкой точности восстановления при малом числе отсчетов.

При дискретизации периодического сигнала получаем массив отсчетов с постоянным шагом оцифровки. Процесс дискретизации и восстановления непрерывного сигнала был реализован в *MathCAD v.14*. С помощью данной программы можно оценить погрешность определения СКЗ сигнала, задаваясь видом исследуемого процесса, начальной фазой сигнала, уровнем второй гармоники, длительностью времени сбора данных, типом и уровнем шума, а также частотой сигнала и дискретизации.

Погрешность СКЗ может быть оценена либо на любом числе периодов. Результаты подтверждают, что восстановленный сигнал тем точнее, чем больше число дискретных отсчетов на период, и чем больше количество периодов. Для корректного восстановления непрерывного сигнала с допустимой погрешностью порядка 1-2% достаточно трех-четырех отсчетов на один период. При увеличении числа периодов и числа отсчетов на период до пяти погрешность определения СКЗ на среднем периоде снижается до 0,01-0,05%.

Таким образом, применение ряда Котельникова позволяет существенно снизить погрешности оценки СКЗ восстановленного сигнала. [2].

Приведенные результаты компьютерного математического моделирования погрешностей для непрерывного сигнала показывают достаточно высокие преимущества метода восстановления сигнала по Котельникову по сравнению с другими известными методами.

Таким образом:

1. Вычислительные методы восстановления сигнала и измерения СКЗ обеспечивают достаточные для практического применения точностные характеристики. Параметры обработки непрерывных сигналов определяются непосредственно как измерительной задачей, так и видом самого сигнала.
2. Существенно лучшие результаты проявляются для большего числа отсчетов, приходящихся на период, хотя достаточно корректное и точное восстановление непрерывного сигнала может быть достигнуто даже при малом числе отсчетов на период.
3. Данный метод восстановления работает при очень малом объеме выборки, когда метод Фурье практически не применим или работает с высокой погрешностью.

Литература

1. Голд Б., Рейдер Ч. Цифровая обработка сигналов. – М.: Сов. радио, 1973. –368с.
2. Поздняков А.Д., Поздняков В.А. Автоматизация экспериментальных исследований, испытаний и мониторинга радиосистем. – М.: Радиотехника, 2004. - 208с.

Современные методы прогнозирования временных рядов с использованием искусственных нейронных сетей

Временные ряды широко применяются для анализа и прогнозирования процессов, которые происходят во временных пределах и имеют стохастическую природу. Задача прогнозирования временных рядов становится тем более актуальной, чем растёт уровень производительности современной вычислительной техники. Использование временных рядов положено в основу технического анализа на финансовых рынках товаров и услуг. Стремительное развитие вычислительных способностей компьютерной техники выводят на передний план расчёты с использованием искусственных нейронных сетей.

Искусственные нейронные сети являются множеством элементарных обработчиков — искусственных нейронов, связанных между собой синаптическими соединениями. Сеть обрабатывает входные данные и в процессе обучения формирует набор выходных сигналов. В процессе обработки данных с использованием аппарата искусственных нейронных сетей, выполняется применение его как самостоятельного компонента системы управления или принятия решений. Применение аппарата ИНС возможно для решения различных задач (распознавание и классификация аудиовизуальных образов; аппроксимация и интерполяция; ассоциация; сжатие данных; управление; прогнозирование), но в любом случае ИНС играет роль универсального аппроксиматора функции нескольких переменных. Аппарат искусственных нейронных сетей минимизирует роль аналитика в формировании модели, так как способность к обучению свойственна всем нейросетевым моделям, а алгоритмы обучения адаптируют (подстраивают) весовые коэффициенты в соответствии со структурой данных, представленных в процессе обучения. Прогностические способности аппарата искусственных нейронных сетей прямо пропорциональны количеству входных нейронов, количеству скрытых слоёв и объёму обучающих наборов данных. Моделирование временных рядов с использованием аппарата ИНС заключается в формировании ИНС определенной структуры, описывающей поведение анализируемой системы в фиксированные моменты времени, а прогнозирование заключается в планировании будущего поведения системы по предыстории. Для обучения таких ИНС изменение весовых коэффициентов происходит на основании изменения фактической погрешности прогнозирования на итерациях. Отдельного внимания в процессе разработки модели ИНС заслуживает подбор обучающей выборки, которая должна соответствовать требованиям по полноте (выборка должна содержать в себе законченный вариант временного ряда без пропусков и разрывов) и непротиворечивости (входные данные не должны содержать противоречащих друг другу наборов).

Для решения задачи прогнозирования временных рядов с использованием нейронных сетей существует несколько видов структур, различающихся количеством, расположением нейронов и синаптических связей. Наиболее известным является многослойный персептрон. Многослойный персептрон (MLP) — это полносвязная модель без обратных связей. Количество слоев и нейронов в них, как правило, зависит от поставленной задачи и вычислительных способностей ЭВМ. Количество синаптических связей (весовых коэффициентов) в данной структуре можно вычислить по формуле (1).

$$L_w = \sum_{i=1}^{N_2-1} N_i \cdot N_{i+1} \quad (1)$$

где N_i - количество слоев в ИНС, N_i — количество весов на i -ом слое.

На рис. 1 изображен персептрон, имеющий 1 входной нейрон, один скрытый слой с 7 нейронами, и выходной слой — с 3 нейронами. Количество весовых коэффициентов, в данном случае равно 28.

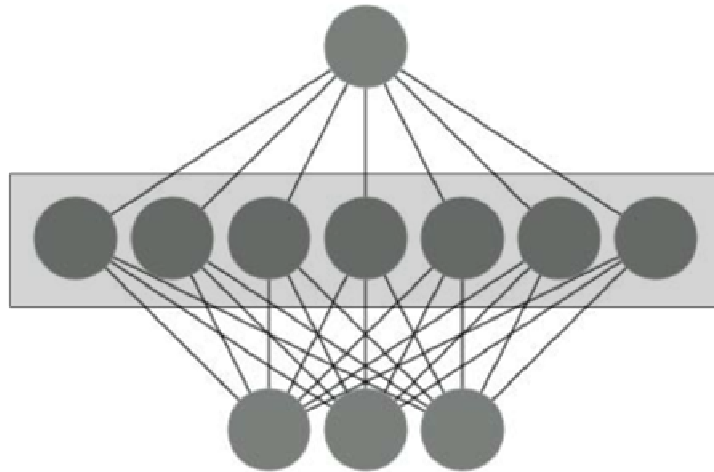


Рис. 1. Многослойный персептрон, содержащий входной, скрытый и выходной слой

На передний план в процессе разработки искусственной нейронной сети выходит задача выбора подходящей функции подбора весовых коэффициентов. Наиболее перспективным подходом к расчёту весовых коэффициентов представляется использование градиентных методов. Градиентный метод вычисления значения целевой функции лежит в основе многих других очень распространенных методов. Суть его заключается в вычислении вектора градиента и изменения весовых коэффициентов в противоположном направлении по формуле (2).

$$\nabla \varepsilon(\bar{w}) = \left(\frac{\partial \varepsilon(\bar{w})}{\partial \omega_0}, \frac{\partial \varepsilon(\bar{w})}{\partial \omega_1}, \frac{\partial \varepsilon(\bar{w})}{\partial \omega_2}, \dots, \frac{\partial \varepsilon(\bar{w})}{\partial \omega_{i_w-1}} \right) \quad (2)$$

$$\frac{\partial \varepsilon(\bar{w})}{\partial w_i} = \frac{(w_i + \Delta w_i) - (w_i)}{\Delta w_i} \quad (3)$$

Таким образом, для вычисления $\frac{d \varepsilon(\bar{w})}{d w_i}$ необходимо вычислить значение целевой функции при текущем значении весовых коэффициентов, затем при измененном $w_i = w_i + \Delta w_i$. После вычисления вектора градиента происходит изменение весовых коэффициентов по формуле (4).

$$w_i = w_i - s \frac{d \varepsilon(\bar{w})}{d w_i} \quad (4)$$

Особенностью данного метода является то, что для вычисления нового значения одного из весовых коэффициентов используются значения остальных весовых коэффициентов, которые были получены на предыдущей итерации. Данная операция может быть выполнена в параллельном режиме, что может быть успешно реализовано в современных (многоядерных) ЭВМ или с использованием графического процессора.

Использование искусственных нейронных сетей в области прогнозирования временных рядов способно решить современные задачи предсказания цен на услуги предоставления контекстной бизнес информации в сети Интернет, что может позитивно сказаться на сроках и качестве планирования финансовой стратегии рекламных кампаний.

Литература

1. Бриллинджер Д. Временные ряды. -М.: Мир. 1980-536 с.
2. Осовский С. Нейронные сети для обработки информации; пер. с пол. И.Д. Рудинского. - М.: Финансы и статистика, 2002. - 344 с.: ил.

Оптимизация формирующих каналов радиолокационных систем

Подсистема формирователя сигналов гетеродинов, передатчика и пилот-сигналов (ФСГП и ПС) импульсной радиолокационной системы (РЛС) предназначена для формирования комплекта сигналов, среди которых можно назвать:

- непрерывный сигнал опорного напряжения (ОН);
- импульсные зондирующие сигналы (ЗС) передатчика с заданным законом модуляции;
- импульсные монохроматических (МХ) зондирующие сигналы;
- непрерывные сигналы гетеродинов (Г);
- импульсные контрольные пилот-сигналы (ПС) на частоте передатчика.

В современных РЛС для формирования сигналов гетеродинов (Г), передатчика (ЗС) и пилот-сигналов (ПС) используется прямой цифровой метод синтеза на основе цифровых вычислительных синтезаторов (ЦВС) [1]. Среди достоинств, обеспечивших этой технологии широкое применение в качестве средства синтеза сигналов, можно назвать следующие:

- высокое быстродействие синтезаторов;
- высокая разрешающая способность по частоте и фазе;
- наличие квадратурных ЦВС, имеющих синфазный I и квадратурный Q выходы;
- архитектура ЦВС позволяет значительно проще выполнять их в интегральном исполнении, чем синтезаторы с системой автоподстройки;
- цифровой интерфейс позволяет легко реализовать микроконтроллерное управление.

Следует обратить внимание, что структура сигналов и частотные планы формирователей сигнала передатчика и пилот-сигнала полностью идентичны. Это позволяет оптимизировать структуру ФСГП и ПС, исключив из нее один из трактов формирователей и предусмотрев соответствующее разделение и коммутацию ЗС и ПС.

В этом случае структуру формирователя ЗС/ПС будут образовывать цифровой формирователь сетки частот на основе ЦВС, блок умножения частоты и формирователь модулированных сигналов (ФМС). ФМС может быть построен на базе аналогового квадратурного модулятора (КМ) и формирователя модулирующих квадратурных сигналов $I(t)$ и $Q(t)$ [2]. Сигнал на выходе ФМС описывается выражением:

$$s(t) = I(t) \cos \omega_0 t - Q(t) \sin \omega_0 t ,$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$ – центральная частота формируемого ЗС/ПС.

Таким образом, задача формирования ЗС и ПС сводится к формированию требуемых квадратурных сигналов $I(t)$ и $Q(t)$.

В докладе рассматриваются варианты построения квадратурного ФМС и формирователя модулирующих сигналов. Приводятся алгоритмы формирования квадратур ЗС и ПС цифровыми методами, проводится их сравнительный анализ и даются рекомендации по реализации предложенных алгоритмов.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 11-07-00650-а.

Литература

1. Ромашов В.В. Формирование сигналов в ОВЧ и УВЧ диапазонах при использовании метода прямого цифрового синтеза частот / В.В. Ромашов, К.К. Храмов // Радиотехника. – 2007. – №6. – С.39-41.
2. Храмов К.К. Применение плавного управления фазой ФКМ импульсов при их формировании // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2011. – Вып. 1. – С.29-33.

Методы контроля выносных акустических систем при построении звукового оповещения

Для реализации нормативных требований, в системах оповещения должен быть обеспечен: автоматический контроль целостности линии связи с исполнительными устройствами систем противопожарной защиты и техническими средствами, регистрирующими срабатывание средств противопожарной защиты, с выдачей информации о нарушении целостности контролируемых цепей посредством звуковой и световой индикации. Наиболее многочисленными удаленными устройствами, в системах оповещения, являются выносные акустические системы (АС). Контролировать их состояние возможно двумя методами, либо контролем активного сопротивления АС, либо контролем импеданса АС. Наиболее полную информацию о состоянии АС дает измерение акустического импеданса.

Импеданс акустический (И.А.), комплексное сопротивление, которое вводится при рассмотрении колебаний акустических систем. И.А. представляет собой отношение комплексных амплитуд звукового давления и объёмной колебательной скорости частиц среды. Комплексное выражение И.А. имеет вид:

$$Z_a = R_a + iX_a.$$

Разделяя комплексный И.А. на вещественную и мнимую части, получают активную R_a и реактивную X_a составляющие. Первое связано с трением и потерями энергии на излучение звука акустической системой, а второе — с реакцией сил инерции или сил упругости.

Однако измерение И.А. в реальных условиях сопряжено со следующими неудобствами:

1. Сильная неравномерность И.А. в частотном диапазоне (данный недостаток не является существенным, так как правило, контроль И.А. производится на определенной постоянной частоте, вне слухового диапазона);
2. Сильная зависимость И.А. от температуры.

Типичная зависимость импеданса рупорного громкоговорителя от частоты и температуры приведена на рис. 1.

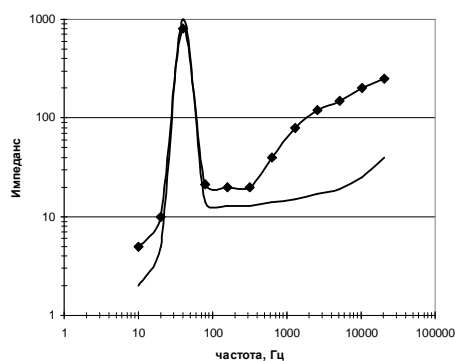


Рис.1. Зависимость импеданса рупорного громкоговорителя от частоты и температуры

Сильное изменение И.А. от температуры (более 50%) не позволяет использовать данный метод для контроля уличных акустических систем, либо применять дополнительный контроль температуры с последующей компенсацией изменений импеданса. Это приводит к необоснованному усложнению контролирующей аппаратуры, повышенному уровню ложных срабатываний.

Кроме того, основная масса поломок выносных акустических систем (99,5%) связана с неправильным подсоединением и физическим обрывом подводящих каналов связи, что уверенно определяется системой контроля на основе измерения активной составляющей сопротивления.