

РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

УДК 621.396:621.317

Ю. М. ВЕШКУРЦЕВ
Н. Д. ВЕШКУРЦЕВ
Е. А. ФАДИНА

Омский государственный
технический университет

РАДИОСТАТИСТИЧЕСКИЙ МЕТОД ИССЛЕДОВАНИЯ ВЕЩЕСТВ. ЧАСТЬ 1

Рассматриваются физическая и математическая модели взаимодействия электромагнитного поля с веществом в рамках статистической физики, широко используемой при изучении случайно-неоднородной среды. Исследуются вероятностные характеристики электромагнитных волн, прошедших через вещество, и подтверждается гипотеза, что они определяют интегральный показатель качества вещества, установленный по шкале значений вероятностных характеристик.

Ключевые слова: вещество, случайно-неоднородная среда, электромагнитное поле, сигнал, вероятностные характеристики, интегральный показатель качества, шкала значений.

Введение. В настоящее время контроль качества пищевых сред и готовых продуктов питания как никогда актуален [1]. Среди всего многообразия пищевых продуктов и промышленных товаров очень часто встречаются некачественные изделия [2]. Они представляют непосредственную опасность для человека. При упразднении службы контроля качества недобросовестные производители для увеличения объема, сроков хранения, улучшения внешнего вида и иных свойств товара прибегают к разного рода фальсификациям, а именно: от простого добавления воды до применения отнюдь не безопасных консервантов и добавок.

В сложившихся условиях единственным способом определения качества продукта остается лабораторный анализ, т.к. другие способы, к сожалению, не востребованы производителем товара и недоступны покупателю. Анализ и выявление фальсифицированных продуктов в лабораторных условиях — дело достаточно затратное как с временной, так и с финансовой точек зрения. В магазине, на рынке простой покупатель не пользуется услугами лаборатории, они ему обременительны. Именно поэтому необходим простой и удобный метод анализа качества продукта в повседневной жизни, позволяющий проводить экспресс-контроль интегрального пока-

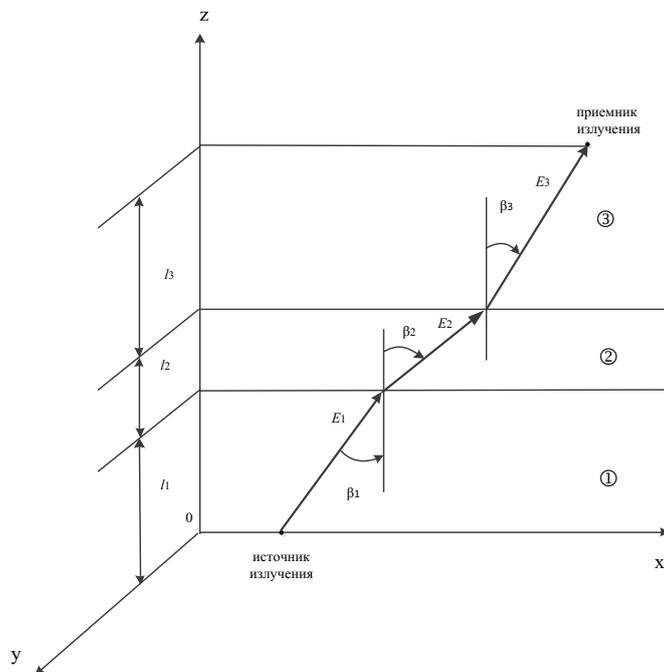


Рис. 1. Распространение волны в среде:
1, 3 — воздушная среда; 2 — вещество

зателя качества вещества, под которым понимается взвешенное сочетание главных компонентов пищевой среды. Это, в некотором роде, аналог существовавших ранее первого, второго и т.д. сорта продукта. Правда, в условиях рыночной экономики термины «первый и т.д. сорт» лучше заменить лингвистическими терминами «хороший», «удовлетворительный», «фальсификат». Для этого, в первую очередь, необходимо выбрать метод неразрушающего контроля или его разработать.

Нами предлагается рассмотреть радиостатистический метод неразрушающего контроля, основанный на взаимодействии случайного электромагнитного поля (ЭМП), с веществом и определении вероятностных характеристик сигнала (электрического, светового), полученного в процессе взаимодействия. Затем, с помощью шкалы со значениями вероятностных характеристик, построенной с использованием образцов, контролируемое вещество относится к ближайшему терму: хороший, удовлетворительный, фальсификат. В статистической радиофизике подобные исследования ионосферы проводятся постоянно [3], они актуальны до сих пор [4].

Физическая модель взаимодействия ЭМП с веществом. В основе обоснования физического процесса взаимодействия ЭМП с веществом лежит статистическая физика, которая изучает микросистемы, состоящие из большого числа частиц, например, молекул. Внутри молекулы имеются электроны, которые находятся в непрерывном движении с постоянной скоростью по орбитам. Сама молекула может вращаться вокруг оси, проходящей через центр масс. Следовательно, в первом приближении, молекулу можно рассматривать как колебательную систему с некоторой передаточной функцией или функцией прозрачности по терминологии авторов книги [3]. Эта функция определяет энергию электромагнитного поля, которая присутствует на выходе колебательной системы. Поскольку молекулы в веществе двигаются хаотично, то микросистема всякий раз случайно меняет свою структуру, т.е.

она представляет собой динамическую систему со случайными параметрами и характеристиками. Повидимому, каждое вещество имеет свои вероятностные характеристики при интерпретации его микросистемой. Выходит, вероятностные характеристики электромагнитного поля на выходе вещества будут зависеть от статистических характеристик колебательной микросистемы. Здесь можно сформулировать гипотезу в следующем виде: вероятностные характеристики сигнала, полученного в результате взаимодействия ЭМП с веществом, определяют качество вещества. Эта гипотеза позволяет надеяться на то, что добавление в вещество другого компонента изменит структуру микросистемы и её вероятностные характеристики. И как результат этого, сразу изменятся вероятностные характеристики сигнала.

Заметим, что вероятностная модель микросистемы предполагает использование сверхвысоко-частотного электромагнитного поля светового диапазона частот, поскольку протекающие физические процессы внутри молекул и между ними «быстро-течны». Для исключения эффекта привыкания молекул к ЭМП необходимо сделать поле случайным. При этом часть его энергии пойдет на потери, которые связаны с нагреванием вещества, с отражением от поверхности вещества, с индуцированным излучением [5]. Потери энергии в данной модели не рассматриваются.

Теоретические положения процедуры контроля. Задачу наших исследований сформулируем с использованием известных [3, 4] терминов и определений. Плоская волна светового диапазона частот под углом падает на границу раздела вещества и воздушной среды. Определить характеристики волны, прошедшей вещество и другую границу его раздела с воздухом, на удалении l_3 от неё, согласно (рис. 1), с указанными размерами.

Воздух представляет собой газообразную среду, а вещество — случайно-неоднородную среду с диэлектрической проницаемостью

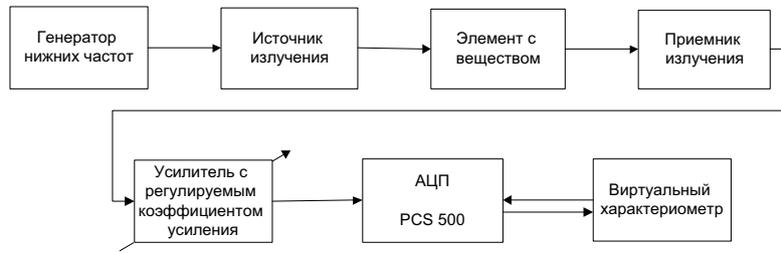


Рис. 2. Структурная схема лабораторной установки

$$\varepsilon_B(r) = \bar{\varepsilon}_B(r) + \tilde{\varepsilon}_B(r), \quad (1)$$

где $\bar{\varepsilon}_B(r)$ — среднее по ансамблю реализаций среды значение диэлектрической проницаемости вещества; $\tilde{\varepsilon}_B(r)$ — случайные изменения диэлектрической проницаемости вещества; r — трехмерный вектор $r(x, y, z)$.

Аналогично (1) запишем магнитную проницаемость вещества

$$\mu_B(r) = \bar{\mu}_B(r) + \tilde{\mu}_B(r), \quad (2)$$

в которой обозначения совпадают с предыдущими. В вакууме значения функций (1, 2) равны $\varepsilon_0 = 10^{-9} / 36\pi \times \text{Ф/м}$, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$.

Источник излучения модулирован по амплитуде квазидетерминированным сигналом вида

$$u(t) = U_0 \cos(\Omega t + \eta), \quad (3)$$

где η — начальный угол сдвига фаз случайно изменяется в пределах $-\pi \dots +\pi$.

Вероятностные характеристики сигнала (3) изучены, они приведены в книге [6], в частности мгновенные значения его распределены по закону арксинуса. После модуляции плоская электромагнитная волна описывается формулой

$$u_{AM}(t) = U_m [1 + m_{AM} \cos(\Omega t + \eta)] \cos(\omega t + \varphi), \quad (4)$$

где m_{AM} — индекс амплитудной модуляции; U_m — амплитуда плоской волны. Запись выражения (4) в символической форме имеет вид

$$u_{AM}(t) = (\dot{U}_m + \dot{U}_{AM}) e^{j\omega t}, \quad (5)$$

где $\dot{U}_m = U_m e^{j\varphi}$, $\dot{U}_{AM} = m_{AM} \dot{U}_m e^{j(\Omega t + \eta)}$.

В формуле (5) оператор $Re(\cdot)$ для упрощения записи опущен. Для источника излучения с широким спектром частот получим

$$u_{AM}(t) = \sum_{i=1}^{\infty} (\dot{U}_{mi} + \dot{U}_{AM}) e^{j\omega_i t}, \quad (6)$$

при этом каждая спектральная составляющая источника излучения модулирована по амплитуде квазидетерминированным сигналом (3). Не нарушая общности рассуждений, рассмотрим математическое описание контроля на примере i -й спектральной составляющей источника излучения.

На границе раздела первой и второй среды (рис. 1) горизонтально-поляризованная волна описывается следующими выражениями [7]:

$$\vec{E}_1 = \vec{y}_0 (\dot{U}_{mi} + \dot{U}_{AM}) e^{-j\dot{K}_1 (x \sin \beta_1 + z \cos \beta_1)} e^{j\omega_i t}, \quad (7)$$

$$\vec{H}_1 = \sqrt{\frac{\dot{\varepsilon}_{K1}}{\mu_0}} (\dot{U}_{mi} + \dot{U}_{AM}) \times (-\vec{x}_0 \cos \beta_1 - \vec{z}_0 \sin \beta_1) e^{-j\dot{K}_1 (x \sin \beta_1 + z \cos \beta_1)} e^{j\omega_i t}, \quad (8)$$

где \vec{E}_1, \vec{H}_1 — векторы напряженности электрического и магнитного поля соответственно; $\vec{x}_0, \vec{y}_0, \vec{z}_0$ — единичные векторы прямоугольной системы координат; $\dot{K}_1 = \frac{\omega_i}{\bar{n}} \sqrt{\dot{\varepsilon}_{K1}}$ — волновая постоянная; $\dot{\varepsilon}_{K1} = \frac{\dot{\varepsilon}_{Kc}}{\varepsilon_0}$ — относительная комплексная диэлектрическая проницаемость среды; $\dot{\varepsilon}_{Kc} = \varepsilon_c - j \frac{\sigma_c}{\omega_i}$ — комплексная диэлектрическая проницаемость среды; σ_c — удельная проводимость среды; $c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}}$ — скорость света; x, y, z — переменные, приведенные на рис. 1.

Отражение волн не рассматривается, поскольку по условию задачи определяются характеристики волны, поступающей на приемник. Из рис. 1 находим: $z = l_1$, $x = l_1 \tan \beta_1$. В формулах (7, 8) индекс 1 использован для обозначения первой среды. Анализ этих выражений показывает, что вектор напряженности электрической составляющей и вектор напряженности магнитной составляющей электромагнитного поля на границе раздела первой и второй сред зависят от размера l_1 до источника излучения, от угла визирования β_1 , свойств среды и огибающей падающей волны. Таким образом, свойства среды оказывают влияние на характеристики огибающей волны, которые в (7, 8) равны

$$\dot{U}_1 = (\dot{U}_{mi} + \dot{U}_{AM}) \exp[-j\dot{K}_1 (l_1 \tan \beta_1 \sin \beta_1 + l_1 \cos \beta_1)], \quad (9)$$

$$\dot{U}_2 = \sqrt{\frac{\dot{\varepsilon}_{K1}}{\mu_0}} (\dot{U}_{mi} + \dot{U}_{AM}) [\cos(180^\circ - \beta_1) - \sin \beta_1] \times \exp[-j\dot{K}_1 (l_1 \tan \beta_1 \sin \beta_1 + l_1 \cos \beta_1)]. \quad (10)$$

Опуская промежуточные преобразования, запишем волну на выходе второй среды

$$\vec{E}_2 = \vec{y}_0 \dot{U}_1 \exp[-j\dot{K}_2 (l_2 \tan \beta_2 \sin \beta_2 + l_2 \cos \beta_2)] e^{j\omega_i t}, \quad (11)$$

$$\vec{H}_2 = \sqrt{\frac{\dot{\varepsilon}_{K2}}{\mu_0}} \dot{U}_2 (-\vec{x}_0 \cos \beta_2 - \vec{z}_0 \sin \beta_2) \times \exp[-j\dot{K}_2 (l_2 \tan \beta_2 \sin \beta_2 + l_2 \cos \beta_2)] e^{j\omega_i t}. \quad (12)$$

Введем обозначения

$$\dot{U}_3 = \dot{U}_1 \exp[-j\dot{K}_2 (l_2 \tan \beta_2 \sin \beta_2 + l_2 \cos \beta_2)], \quad (13)$$

$$\dot{U}_4 = \sqrt{\frac{\dot{\epsilon}_{K_2}}{\mu_0}} \dot{U}_2 [\cos(180^\circ - \beta_2) - \sin \beta_2] \times \exp[-j\dot{K}_2(l_2 \operatorname{tg} \beta_2 \sin \beta_2 + l_2 \cos \beta_2)] \quad (14)$$

и запишем волну на входе приемника излучения

$$\vec{E}_3 = \vec{y}_0 \dot{U}_3 \exp[-j\dot{K}_3(l_3 \operatorname{tg} \beta_3 \sin \beta_3 + l_3 \cos \beta_3)] e^{j\omega t}, \quad (15)$$

$$\vec{H}_3 = \sqrt{\frac{\dot{\epsilon}_{K_3}}{\mu_0}} \dot{U}_4 (-\vec{x}_0 \cos \beta_3 - \vec{z}_0 \sin \beta_3) \times \exp[-j\dot{K}_3(l_3 \operatorname{tg} \beta_3 \sin \beta_3 - l_3 \cos \beta_3)] e^{j\omega t}. \quad (16)$$

Поляризации источника и приемника излучений совпадают. Сигнал на выходе приемника излучения равен

$$u_{np}(t) = \int_S L(\alpha, \beta, \omega_i) \dot{U}_3 \exp \times [-j\dot{K}_3(l_3 \operatorname{tg} \beta_3 \sin \beta_3 + l_3 \cos \beta_3)] dS, \quad (17)$$

где $L(\alpha, \beta, \omega_i)$ — нормированная диаграмма направленности приемника излучения; α — азимутальный угол элемента поверхности с координатами x, y ; S — площадь поверхности с координатами x, y , на которой расположен приемник излучения; $dS = dx dy$ — элементарная площадка на поверхности в плоскости xOy .

В частном случае при единичном коэффициенте преломления второй среды и значении $\beta_1 = 0$ интеграл (17) упрощается

$$u_{np}(t) = \int_S L(\alpha, \beta, \omega_i) (\dot{U}_{mi} + \dot{U}_{AM}) \times \exp[-j(\dot{K}_1 l_1 + \dot{K}_3 l_3)] e^{-j\dot{K}_2 l_2} dS. \quad (18)$$

Если проводимость вещества и воздушной среды отсутствует, то коэффициенты $\dot{K}_1, \dot{K}_2, \dot{K}_3$ будут действительными числами. Тогда вероятностные характеристики сигнала приемника определяются характеристиками огибающей \dot{U}_{AM} , т.к. интегрирование является линейной операцией преобразования функции. Таким образом, закон распределения сигнала (18) будет аналогичен закону распределения сигнала (3), а количественные параметры этого закона и других моментных функций зависят от детерминированных функций

$$L(\alpha, \beta, \omega_i) \exp[-j(\dot{K}_1 l_1 + \dot{K}_3 l_3)] e^{-j\dot{K}_2 l_2}.$$

Возвращаясь к интегралу (17), видим, что любая случайно-неоднородная среда влияет на вероятностные характеристики сигнала приемника в той степени, в какой выполняются условия (1, 2). При этом анализ вероятностных характеристик сигнала, как правило, сопряжен с большими математическими трудностями и допущениями, смысл которых для случайно-неоднородной среды бесконечных размеров раскрыт авторами известных работ [3, 7].

Анализ вероятностных характеристик сигнала приемника выполнен нами экспериментально.

Методика эксперимента. Методика контроля базируется на физической модели взаимодействия ЭМП с веществом. Первоначально задают начальные значения частоты модуляции и энергии ЭМП, которое в соответствии с рис. 2, направляют на три

одинаковых последовательно расположенных воздушных среды. С помощью аппаратных средств усиливают сигнал на выходе приемника излучения до контрольной величины и анализируют вероятностные характеристики распространения ЭМП в воздушной среде. Затем в аппаратуру помещают кювету с веществом и повторяют анализ характеристик распространения ЭМП, не нарушая настройку приборов.

Для повышения достоверности результатов эксперимента опыты повторяют многократно. Химический состав контролируемого вещества объемом 0,4 см³ фиксируют по сведениям производителя товара. При фальсификации вещества в него добавляют другое вещество в небольшом количестве. Например, к девяти каплям рыбьего жира добавляют одну каплю кукурузного масла или наоборот. Пчелиный мед, красное вино фальсифицируют водой, потом смесь перемешивают.

Выводы. Радиостатистический метод исследования использует законы статистической физики и позволяет изучать случайные явления в веществах с помощью теории вероятности и математической статистики.

Библиографический список

1. Дроханов, А. Н. Оптический метод контроля качества пищевых сред и готовых продуктов питания / А. Н. Дроханов, И. Н. Компанец, А. Е. Краснов, С. А. Михайленко // Стратегия 2020: инновационное развитие отраслей аграрно-промышленного комплекса на основе современных методов управления : докл. на науч.-техн. семинаре [Электронный ресурс]. — Режим доступа: sites.lebedev.ru/modules/show_image.php?id=2381 (дата обращения: 28.01.2012).
2. Драчева, Л. В. Современная аналитическая химия России / Л. В. Драчева // Пищевая промышленность. — 2005. — № 2. — С. 96.
3. Рытов, С. М. Введение в статистическую радиофизику. В 2 ч. Ч. 2. Случайные поля / С. М. Рытов, Ю. А. Кравцов, В. И. Татарский. — М.: Наука, 1978. — 464 с.
4. Кляцкин, В. И. Распространение электромагнитных волн в случайно-неоднородной среде как задача статистической математической физики / В. И. Кляцкин // Успехи физических наук. — 2004. — № 2. — С. 177 — 195.
5. Физический энциклопедический словарь. — М.: Госнаучиздат «Советская энциклопедия», 1965. — Т. 4. — 592 с.
6. Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. — М.: Радио и связь, 1989. — 656 с.
7. Зубкович, С. Г. Статистические характеристики радиосигналов, отраженных от земной поверхности / С. Г. Зубкович. — М.: Советское радио, 1965. — 224 с.

ВЕШКУРЦЕВ Юрий Михайлович, доктор технических наук, профессор (Россия), профессор кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики».

Адрес для переписки: e-mail: irsid@inbox.ru

ВЕШКУРЦЕВ Никита Дмитриевич, магистрант группы ИПО-511 кафедры «Автоматизированные системы обработки информации и управления».

Адрес для переписки: e-mail: zedati90@gmail.com

ФАДИНА Елена Александровна, старший преподаватель кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики».

Адрес для переписки: e-mail: fea1977@mail.ru

Статья поступила в редакцию 24.05.2012 г.

© Ю. М. Вешкурцев, Н. Д. Вешкурцев, Е. А. Фаина

ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОПТИМАЛЬНОГО ВЕЙВЛЕТ-БАЗИСА НА ПРИМЕРЕ ЭЛЕКТРОКАРДИОСИГНАЛОВ

Рассматривается выбор наилучшего вейвлет-базиса для электрокардиосигналов с помощью методов, основанных на критерии минимума энтропии. Оценивается эффективность предлагаемых методов.

Ключевые слова: вейвлет, базис, энтропия, оптимальность, оценка.

Благодаря хорошей приспособленности к анализу нестационарных сигналов вейвлет-преобразование стало альтернативой преобразованию Фурье в ряде медицинских приложений. Так как многие медицинские сигналы не стационарны, вейвлетные методы используются для распознавания и обнаружения ключевых диагностических признаков, а также для сжатия сигналов с минимальными потерями диагностической информации. В связи с этим вейвлет-преобразование планируется использовать в программно-аппаратном комплексе мониторинга и жизнедеятельности человека [1].

Назначение разрабатываемого комплекса — снятие показаний с пациента в реальном масштабе времени и передача этих показаний для последующей обработки и принятия решения о состоянии больного. Использование данного комплекса в медицине позволяет создать автоматизированную систему контроля состояния здоровья человека, с возможностью мониторинга таких жизненно важных показателей, как сигнал ЭКГ, температура тела, частота дыхания, пульс, и в случае обнаружения сигнала тревоги, извещать об этом, как пациента, так и удаленно находящегося врача. Одной из основных задач разрабатываемого комплекса является обработка и анализ поступающих от пациента сигналов, с возможностью их автоматической оценки и выдачи результатов обработки.

Прежде всего, в разрабатываемом комплексе нуждаются люди, требующие наблюдения и не имеющие возможности постоянного нахождения в больнице. В таком случае человек может заниматься своими повседневными делами и находиться под автоматизированным контролем. Комплекс ориентирован на сердечно-сосудистые заболевания и также может быть установлен в труднодоступных районах и машинах скорой помощи. Применение программно-аппаратного комплекса позволяет своевременно выявлять критические состояния и предотвращать летальные исходы.

В качестве обработки медицинских сигналов в программно-аппаратном комплексе решено использовать методы вейвлет-анализа. Одной из основных

задач вейвлет-анализа является выбор вейвлет-базиса для анализа сигналов, так как именно от него зависит успех дальнейшей обработки данных.

Целью данной статьи является оценка эффективности существующих методик, определяющих оптимальный вейвлет-базис, и сравнение их с новой, ранее не встречавшейся методикой, разработанной авторами статьи.

На данный момент известен единственный подход для определения оптимального вейвлет-базиса, основанный на критерии минимума энтропии. Методика определения оптимального вейвлет-базиса на основе критерия минимума энтропии [2, 3], заключается в вычислении энтропии $h_{i,n}$ каждого вейвлета ω_i ($i = 1 \dots M$) на заданном уровне разложения n

$$h_{i,n} = \exp \left(- \sum_{j=1}^n \sum_{k=1}^{2^j-1} (d_{j,k})^2 \log(d_{j,k}^2) \right), \quad (1)$$

где j — уровень детализации; n — уровень разложения; N — количество отсчетов исходного сигнала; $d_{j,k}$ — коэффициенты детализации; M — количество вейвлетов.

Оптимальным будет являться такой вейвлет $\omega_{i'}$, для которого энтропия $h_{i'}$ минимальна, то есть

$$\omega_{i_{opt}} = \omega_{i'}, \text{ для которого } h_{i'} \rightarrow \min, i = 1 \dots M. \quad (2)$$

Недостаток данного подхода состоит в том, что при определении оптимального вейвлета $\omega_{i_{opt}}$ не учитывается его оптимальность на уровнях разложения меньших n , то есть при $j = 1 \dots n-1$. Таким образом, при данном подходе не достигается точная оценка оптимальности вейвлета.

Методика, разработанная авторами, позволяет учитывать оптимальность исследуемого вейвлета на каждом уровне разложения сигнала и позволяет количественно оценить оптимальность вейвлета.

Для оценки оптимальности вейвлета по разработанной методике предложен следующий подход.

Таблица 1
Вейвлеты для уровня разложения n , упорядоченные по убыванию энтропии

| Порядковый номер вейвлета (i) | Номер вейвлета (l) | Энтропия $h_{i,n}$ упорядоченная по убыванию | Значимость вейвлета $w_{l,n} = (w_a \cdot i)\%$ |
|-----------------------------------|------------------------|--|---|
| 1 | 25 | $h_{25,n}$ | $w_{25,n} = 1,88679$ |
| 2 | 8 | $h_{8,n}$ | $w_{8,n} = 3,77358$ |
| 3 | 15 | $h_{15,n}$ | $w_{15,n} = 5,66037$ |
| 4 | 32 | $h_{32,n}$ | $w_{32,n} = 7,54716$ |
| ... | ... | ... | ... |
| $M-3$ | 51 | $h_{51,n}$ | $w_{51,n} = 94,3395$ |
| $M-2$ | 12 | $h_{12,n}$ | $w_{12,n} = 96,22629$ |
| $M-1$ | 36 | $h_{36,n}$ | $w_{36,n} = 98,11308$ |
| M | 31 | $h_{31,n}$ | $w_{31,n} = 100$ |

Определяется значимость вейвлета в процентном соотношении как

$$w = \frac{100}{M} \%, \quad (3)$$

где M — количество вейвлетов.

Далее, для каждого вейвлета с $i = 1 \dots M$ и каждого уровня $n = 1 \dots N$ по формуле (1) вычисляется энтропия $h_{i,n}$, где N — количество уровней разложения.

Для каждого уровня n производится сортировка вейвлетов по убыванию энтропии. В результате, каждому значению энтропии, отсортированной по убыванию $h_{i,n}$, соответствует вейвлет с номером l . Далее, на всех уровнях n каждому l — вейвлету, $l = 1 \dots M$, присваивается значимость $w_{l,n}$

$$w_{l,n} = w_a i, \quad (4)$$

где w_a — абсолютная величина значимости вейвлета, найденная согласно (3), i — порядковый номер вейвлета l , n — уровень разложения.

При $M = 53$ $w_a = 1,88679$.

Таким образом, для каждого уровня $n = 1 \dots N$ строится следующая таблица параметров вейвлетов, упорядоченных по убыванию энтропии (табл. 1).

Для оценки оптимальности l -вейвлета с учетом всех уровней разложения $n = 1 \dots N$ рассчитывается величина

$$O_l = \frac{w_{l,1} + w_{l,2} + \dots + w_{l,N-1} + w_{l,N}}{N} = \frac{\sum_{n=1}^N w_{l,n}}{N}. \quad (5)$$

Чем больше значение величины O_l , тем более подходит вейвлет-базис l для исследуемого сигнала. Таким образом, задача нахождения оптимального вейвлет-базиса сводится к нахождению максимума функции

$$O_l(opt) = \frac{\sum_{n=1}^N w_{l,n}}{N} \rightarrow \max, \quad l = 1 \dots M. \quad (6)$$

Вейвлет с номером l , определенный согласно (6), будет являться оптимальным вейвлет-базисом для рассматриваемого сигнала.

Для оценки эффективности методики на основе существующего критерия минимума энтропии и методики, разработанной авторами статьи, производилось сравнение их результатов на примере сжатия тестовых медицинских сигналов. Вейвлет, при помощи которого достигалось наилучшее сжатие сигнала, выбирался в качестве эталонного. Эффективность вейвлета по исследуемым методикам признавалась равной 100%, если этот вейвлет совпадал с эталонным вейвлетом. В случае различия результатов, оценивалась эффективность этого вейвлета для сжатия сигнала. Таким образом, для каждого сигнала рассчитывалась эффективность вейвлетов по

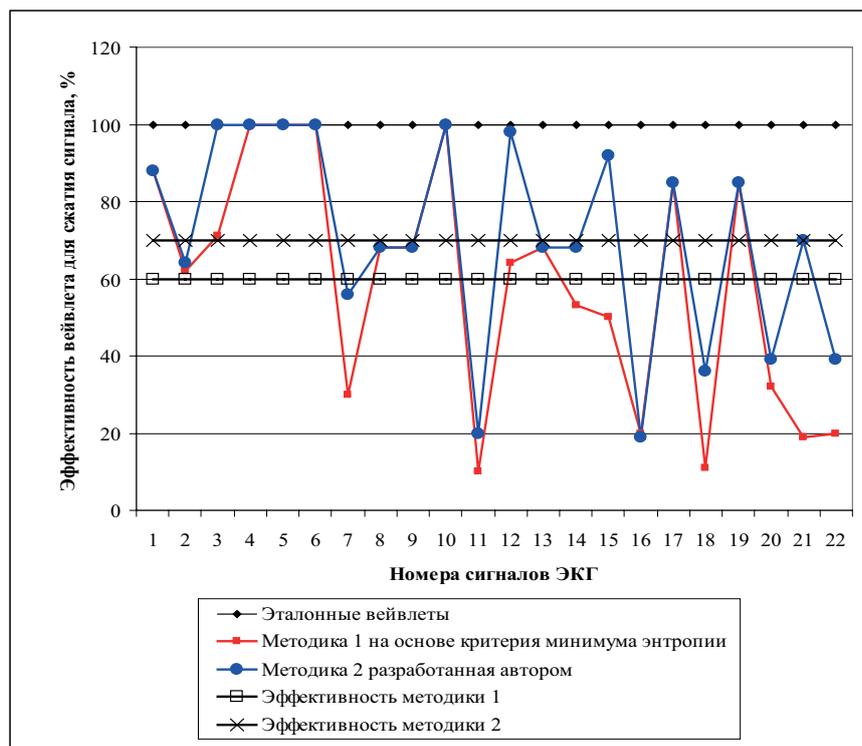


Рис. 1. Графики оценки эффективности вейвлетов по методике минимума энтропии и методике, разработанной авторами

сравнимым методикам. Для оценки эффективности методики рассчитывалось среднее арифметическое значение эффективности вейвлетов для всех 22 сигналов. Исследование проводилось для второй группы сигналов.

На рис. 1. приведены графики эффективности вейвлетов по методике минимума энтропии и методике, разработанной авторами. Исследования показали, что эффективность разработанной авторами методики оказалась лучше на 12%, чем у существующей методики на основе критерия минимума энтропии, и составила 71%.

Таким образом, предлагаемая авторами методика позволяет достигать лучших результатов по сравнению известным методом определения оптимального вейвлет-базиса. По результатам разработанной методики оптимальными вейвлетами для класса медицинских сигналов являются вейвлеты класса Биора: bior3-1, bior3-3, bior3-5, bior3-7, bior3-9 (с номерами соответственно 31, 32, 33, 34, 35).

Разработанная авторами методика подлежит внедрению на программно-аппаратном комплексе мониторинга и жизнедеятельности человека [4]. Внедрение данной методики обеспечит эффективную фильтрацию медицинских сигналов на начальном этапе диагностики, что позволит затем более оперативно выявлять сердечно-сосудистые заболевания на ранних стадиях развития и в экстремальных условиях.

Библиографический список

1. Комаров, И. Э. Система наблюдения и анализа состояния пациента в реальном масштабе времени на основе радиомодулей / И. Э. Комаров // Россия молодая: Передовые технологии —

в промышленность: материалы VI междунар. науч.-техн. конф. 13–15 ноября 2007. — Омск: ОмГТУ, 2007. — Кн. 3. — С. 274–278.

2. Иванов, М. А. Применение вейвлет-преобразований в кодировании изображений [Электронный ресурс]. — Режим доступа: http://www.iis.nsk.su/preprints/articles/pdf/sbor_kas_10_ivanov.pdf (дата обращения: 27.04.2010).

3. Консультационный центр MATLAB компании Softline. [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://matlab.expnenta.ru/wavelet/faq/faq.php> (дата обращения: 27.04.2010).

4. PhysioNet the research resource for complex physiologic signals [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://www.physionet.org/physiobank/database/mitdb/> (дата обращения: 01.05.2010).

МАЙСТРЕНКО Василий Андреевич, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой «Средства связи и информационная безопасность» Омского государственного технического университета (ОмГТУ).

Адрес для переписки: e-mail: mva@omgtu.ru

КОМАРОВ Игорь Эдуардович, аспирант кафедры «Средства связи и информационная безопасность» ОмГТУ.

Адрес для переписки: e-mail: igor7301@rambler.ru

ЧЕРНЫШЕВ Андрей Кириллович, доктор медицинских наук, профессор кафедры детской хирургии Омской государственной медицинской академии.

Адрес для переписки: e-mail: dr-chak@mail.ru

Статья поступила в редакцию 09.04.2012 г.

© В. А. Майстренко, И. Э. Комаров, А. К. Чернышев

Книжная полка

621.397/К65

Коньшин, С. А. Технологии цифрового телевидения / С. А. Коньшин, А. В. Подгайский ; под ред. С. А. Коньшина. — Омск : Кн. изд-во, 2011. — ISBN 978-5-85540-645-0.

Ч. 1. Аналоговое и цифровое телевидение. — 2011. — 509 с. — ISBN 978-5-85540-647-4.

В первой части издания изложены физические основы телевидения, системы телевизионного вещания, приведены описания принципов оцифровки аналоговых сигналов, цифровых форматов изображения и звука. Изложены принципы формирования цифровых потоков, рассмотрены сети IPTV и Интернет телевидения, даны описания сервисной информации и дескрипторов цифровых потоков, изложены основы систем условного доступа и организация кодирования.

Данное издание предназначено для специалистов по цифровому телевидению, может быть использовано в качестве учебного пособия для преподавателей и студентов радиотехнических специальностей.

621.397/К65

Коньшин, С. А. Технологии цифрового телевидения / С. А. Коньшин, А. В. Подгайский ; под ред. С. А. Коньшина. — Омск : Кн. изд-во, 2011. — ISBN 978-5-85540-645-0.

Ч. 2. Цифровое телевидение. — 2011. — 447 с. — ISBN 978-5-85540-649-8.

Во второй части рассказано о методах модуляции, о факторах приема цифровых телевизионных сигналов, о расчетах зоны покрытия, а также системах коллективного приема.

Описаны принципы систем спутникового, кабельного и наземного телевизионного вещания, приведены практические примеры систем передачи и приема цифровых телевизионных сигналов.

Данное издание предназначено для специалистов по цифровому телевидению, может быть использовано в качестве учебного пособия для преподавателей и студентов радиотехнических специальностей.

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ИНВАРИАНТНОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПРИ НАЛИЧИИ ЧАСТОТНОСЕЛЕКТИВНЫХ ЗАМИРАНИЙ

Произведен анализ качественных параметров инвариантной системы при некоррелированности отсчетов шума и наличии частотоселективных замираний. Рассчитана вероятность попарного перехода инвариантов. Предложена структура инвариантной системы.

Ключевые слова: помехоустойчивость, инвариант, вероятность попарного перехода, отношение сигнал/шум.

Работа выполнена при финансовой поддержке Гранта № 13.G36.31.0010 от 22.10.2010 г.

Введение. Предыдущие исследования [1–4] были посвящены инвариантным методам передачи информации, основанными, например на использовании поднесущей или прямоугольной огибающей. При этом использовалась поднесущая одной частоты и рассматривались общие (гладкие) замирания. Однако канал связи с общими (гладкими) замираниями не исчерпывает модели каналов связи с замираниями.

Постановка задачи. Существуют так называемые частотоселективные замирания. Модель канала связи с частотоселективными замираниями предложил автор [5]. Суть этой модели заключается в следующем: входной сигнал $z(t)$ поступает на параллельно работающие фильтры с постоянными параметрами и импульсными реакциями g_0 , g_k и \tilde{g}_k , а затем каждая составляющая умножается на свой коэффициент передачи μ , являющийся случайной функцией времени. Такую модель (рис. 1) будем называть моделью с частотоселективными замираниями.

Число фильтров в этой модели бесконечно, однако можно всегда ограничиться конечным числом таких фильтров, учитывая что энергия входного сигнала вне определенной конечной полосы частот меньше наперед заданной бесконечно малой ε [5].

Коэффициенты $k = \{1, K\}$, где K — число частотных подканалов; μ_k представляют собой коэффициент передачи соответствующих частотных подканалов.

Коэффициенты μ_k для всех $k = \{1, K\}$ частотных подканалов коррелированы между собой. Взаимная корреляция между μ_{k_1} и μ_{k_2} быстро уменьшается с увеличением разности индексов $[k_2 - k_1]$ [5].

К сигналу на выходе канала добавляется аддитивная помеха, распределение которой подчиняется нормальному закону. Для борьбы с частотоселективными замираниями (ЧСЗ) в радиоканалах требу-

ется специальное формирование сигналов на передаче.

В соответствии с рис. 1 общий входной сигнал подвержен частотоселективным замираниям и воздействию аддитивного шума.

Один из методов борьбы с этим явлением будет заключаться в том, что двоичный групповой сигнал на передаче необходимо разделить на K составляющих. Число K определяет общее число подканалов, подверженных частотоселективным замираниям. Тогда в соответствии с рис. 1 в первом подканале передается первое информационное сообщение, во втором подканале передается второе информационное сообщение и т.д. В K -ом подканале передается K -е информационное сообщение.

В каналах без ЧСЗ огибающая всего информационного сигнала определяется правильным решением в каждом из подканалов. В случае ошибочно принятого решения в каком-либо из подканалов наблюдается искажение огибающей. Такой подход отличается от подхода, описанного в [5], в котором для принятия всего входного сигнала требуется в K раз увеличить ширину полосы пропускания. Если отсутствуют мешающие сигналы в данном диапазоне, то модель из [5] может быть успешно применена. При наличии мешающих сигналов выделить общий информационный сигнал не представляется возможным.

В соответствии с моделью канала связи с частотоселективными замираниями, необходимо разработать инвариантный метод борьбы с этим явлением.

Решение поставленной задачи. Прием сигнала в ИСПИ аналогичен приему классического амплитудно-модулированного сигнала с частотным делением.

На рис. 2 приведена структура ИСПИ, реализующая данный метод борьбы с селективными замира-

ниями. Из особенностей построения такой системы следует, что общая полоса пропускания входного сигнала разбивается на K индивидуальных полос. В каждой индивидуальной полосе производится обработка информационного сигнала с помощью инвариантных методов обработки информации.

Ширина полосы пропускания ПФ определяется как $\Omega_1 \div k\Omega_1$, где k — количество частотных подканалов. Сигналы с каждого ПФ гребенки фильтров поступают на свой АЦП и преобразуются в цифровые отсчеты. Спецвычислитель частотного подканала вычисляет инвариант и записывает его в ОЗУ.

После этой операции вычисляются сумма всех первых (из сравниваемых) инвариантов и вычисляется сумма всех вторых (из сравниваемых) инвариантов. Если первая сумма больше второй, то принимается решение в пользу первого инварианта. Если вторая сумма больше первой, то принимается решение в пользу второго инварианта.

Из недостатков структуры инвариантной СПИ, изображенной на рис. 1, следует, что скорость передачи снижается за счет наличия полос расфильтровки между индивидуальными полосовыми фильтрами. Потери скорости передачи будут тем больше, чем больше количество индивидуальных полосовых фильтров.

Аналитическое выражение оценки инварианта образовано на основе частного двух случайных величин — числителя и знаменателя. Оценка инварианта в k -ом подканале может быть вычислена с помощью следующего выражения:

$$INV_{lk} = \frac{\sum_{i=1}^N \left(INV_{l1} \left(\mu_{ck} \int_{t-L}^t z(x) \cos k\Omega_1(t-x) dx + \mu_{sk} \int_{t-L}^t z(x) \sin k\Omega_1(t-x) dx \right) + \xi(i) \right)}{\frac{1}{L_1} \sum_{m=1}^{L_1} \sum_{j=1}^N \left(S_{об} \left(\mu_c(m,k) \int_{t-L}^t z(x) \cos k\Omega_1(t-x) dx + \mu_s(m,k) \int_{t-L}^t z(x) \sin k\Omega_1(t-x) dx \right) + \eta(m,j) \right)} \times S_{об}, \quad (1)$$

где INV_{lk}^* — оценка l -го передаваемого инварианта по k -му частотному подканалу; N — количество временных отсчетов; INV_{l1} — l -ый передаваемый инвариант; μ_{ck} — косинусная составляющая коэффициента передачи k -го частотного подканала; k — номер частотного подканала; $z(x)$ — передаваемый сигнал; Ω_1 — частота первого фильтра; μ_{sk} — синусная составляющая коэффициента передачи k -го частотного подканала; $\xi(i)$ — i -ый отсчет аддитивной помехи; L — память канала; L_1 — количество накоплений с усреднениями; $S_{об}$ — обучающий сигнал; $\mu_c(m,k)$ — косинусная составляющая k -го частотного подканала в m -ой реализации обучающего сигнала; $\mu_s(m,k)$ — синусная составляющая k -го частотного подканала в m -ой реализации обучающего сигнала; $\eta(m,j)$ — j -ый отсчет аддитивной помехи в m -ой реализации обучающего сигнала.

В числителе выражения (1) сумма временных отсчетов для выбранного k -го номера частотного подканала. В знаменателе выражения (1) сумма временных отсчетов для накопленных и усредненных сигналов обучения.

В выражении (1) после преобразований вводится дискретное время: $t(i) = \Delta t$, где Δt — интервал дис-

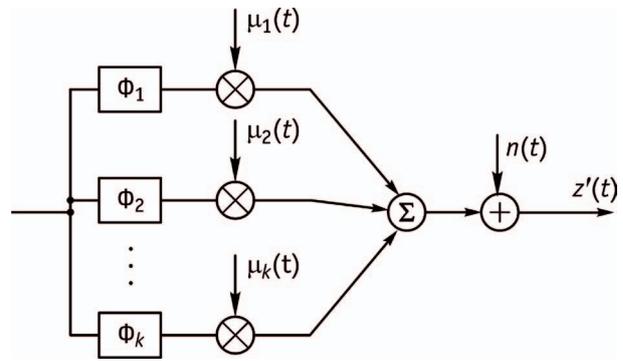


Рис. 1. Модель канала связи при частотоселективных замираниях

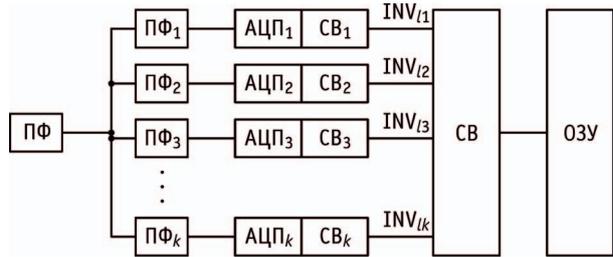


Рис. 2. Структура приемной части ИСПИ при частотоселективных замираниях

ПФ — полосовой фильтр; ПФ₁–ПФ_к — полосовой фильтр соответственно первого...к-го частотного подканалов; АЦП₁–АЦП_к — аналого-цифровой преобразователь первого...к-го частотного подканалов; СВ₁–СВ_к — спецвычислитель первого...к-го частотного подканалов; INV₁–INV_к — l -ый инвариант, передаваемый по первому...к-му частотному подканалам; СВ — спецвычислитель; ОЗУ — оперативное запоминающее устройство

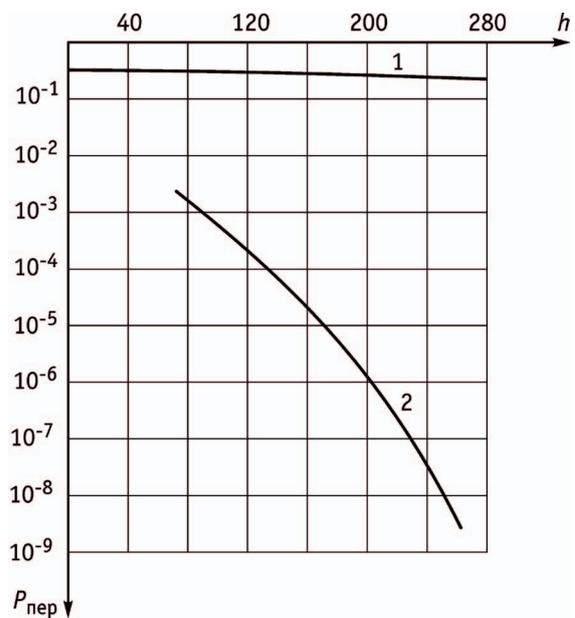


Рис. 3. Кривые помехоустойчивости при частотоселективных замираниях в гидроакустических каналах

а) кривая 1 получена при классическом подходе; б) кривая 2 получена при подходе, предложенном авторами

кретизации, что позволяет рассчитать численное значение числителя и знаменателя в выражении (1).

Поскольку наборы μ_0 , μ_{ck} и μ_{sk} и $\mu_0(m)$, $\mu_{ck}(m,k)$ и $\mu_{sk}(m,k)$ с усреднением по m не равны, то $P_{\text{пер}}$ — вероятность попарного перехода превышает допустимое значение.

При статистическом моделировании используется порог, равный полусумме сравниваемых инвариантов, а значение обучающего сигнала принято равным 1.

При математическом моделировании используется выражение плотности вероятности оценки инварианта для вычисления вероятности попарного перехода одного инварианта в другой.

Случайные величины числителя и знаменателя в выражении частного двух случайных величин получены методом преобразования случайных величин выражения (1). С учетом последнего имеем:

Математическое ожидание числителя (1) равно:

$$m_1 = \left| \sum_{i=1}^N \text{INV}_1 p(i) \right|, \quad (2)$$

где $p(i)$ — i -ый временной отсчет числителя выражения (1) без учета аддитивной помехи.

Математическое ожидание знаменателя (1) равно:

$$m_3 = \left| \frac{1}{L} \sum_{m=1}^L \sum_{j=1}^N S_{об} p'(j) \right|, \quad (3)$$

где $p'(j)$ — j -ый временной отсчет знаменателя выражения (1) без учета аддитивной помехи.

Дисперсия числителя (1) равна:

$$\sigma_1^2 = N\sigma^2, \quad (4)$$

где σ^2 — дисперсия одной случайной величины; N — количество случайных величин.

Дисперсия знаменателя (1) равна:

$$\sigma_3^2 = \frac{N\sigma^2}{L \cdot S_{об}^2}. \quad (5)$$

Аналитическое выражение сложности вероятности оценки инварианта будет иметь вид:

$$W(z) = \frac{1}{2\pi\sigma_1\sigma_3} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{(zx-m_1)^2}{2\sigma_1^2}} e^{-\frac{(x-m_3)^2}{2\sigma_3^2}} |x| dx. \quad (6)$$

Зная выражение плотности вероятности оценки инварианта и воспользовавшись формулой средней вероятности можно найти вероятность попарного перехода одного инварианта в другой для каждого частотного подканала.

Особенностью моделирования при данном подходе является то, что выражение (1) содержит тригонометрические функции как в числителе, так и в знаменателе. Поэтому возможно появление знаков минус или плюс как в числителе, так и в знаменателе выражения (1).

Для того, чтобы можно было вести расчет вероятности попарного перехода одного инварианта в другой методом статистического моделирования, необходимо взять в выражении (1) и числитель и знаменатель по модулю. Кроме того, при математическом моделировании необходимо выражения ма-

тематического ожидания числителя и знаменателя m_1 — (2) и m_3 — (3) также взять по модулю.

Оценка помехоустойчивости проводилась как методом статистического моделирования так и методом математического моделирования. Оба метода показали, что ИСПИ при ЧСЗ, структуре канала [5] и подходе [5] имеет невысокую помехоустойчивость. Вероятность попарного перехода не меньше 10^{-1} . Такие результаты объясняются тем, что наборы коэффициентов, описывающих замирания на различных частотах для числителя (1) не совпадают с аналогичными наборами для знаменателя. Это приводит к искажению оценки инварианта.

Подход, предложенный авторами, позволяет существенно понизить вероятность попарного перехода. Результаты моделирования для обоих подходов изображены на рис. 3.

Выводы. Предложен метод оценки помехоустойчивости инвариантной системы передачи информации при наличии частотно-селективных замираний и некоррелированности отсчетов шума, позволяющий на два порядка уменьшить вероятность ошибочного приема единичного элемента при $h = 40$.

Библиографический список

1. Алгазин, Е. И. Вопросы реализации оптимальной инвариантной системы передачи информации / Е. И. Алгазин, А. П. Ковалевский, В. Б. Малинкин // Актуальные проблемы электронного приборостроения: материалы 10-й Междунар. конф. АПЭП-2010, Новосибирск. 22–24 сентября. — Новосибирск, 2010. — С. 123–125.
2. Алгазин, Е. И. Оценка помехоустойчивости инвариантной системы передачи информации при неточном определении коэффициента передачи канала связи / Е. И. Алгазин // Омский научный вестник. — 2010. — № 3(93). — С. 280–282.
3. Алгазин, Е. И. Инвариантная система при нелинейной обработке сигналов и наличии слабой корреляции / Е. И. Алгазин, А. П. Ковалевский, В. Б. Малинкин // Омский научный вестник. — 2010. — № 1(87). — С. 202–205.
4. Алгазин, Е. И. Инвариантная система при нелинейной обработке сигналов / Е. И. Алгазин, А. П. Ковалевский, В. Б. Малинкин // Омский научный вестник. — 2009. — № 3(83). — С. 272–274.
5. Финк, Л. М. Теория передачи дискретных сообщений / Л. М. Финк. — М.: Советское радио, 1970. — 728 с.

АЛГАЗИН Евгений Игоревич, кандидат технических наук, доцент кафедры общей электротехники Новосибирского государственного технического университета (НГТУ).

Адрес для переписки: e-mail: algei@ngs.ru

САПСАЛЕВ Анатолий Васильевич, доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой общей электротехники (НГТУ).

Адрес для переписки: e-mail: algei@ngs.ru

МАЛИНКИН Виталий Борисович, доктор технических наук, профессор кафедры многоканальной электросвязи и оптических систем Сибирского государственного университета телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ).

Адрес для переписки: e-mail: algei@ngs.ru

МАЛИНКИН Андрей Витальевич, аспирант кафедры многоканальной электросвязи и оптических систем (СибГУТИ).

Адрес для переписки: e-mail: algei@ngs.ru

Статья поступила в редакцию 14.05.2012 г.

© Е. И. Алгазин, А. В. Сапсалева, В. Б. Малинкин, А. В. Малинкин

ВЛИЯНИЕ ТОЧНОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КРИТИЧЕСКОЙ ЧАСТОТЫ СЛОЯ F2 НА ПОВЕДЕНИЕ ЛУЧЕВЫХ ТРАЕКТОРИЙ

В статье рассматривается методика расчета критической частоты слоя F2. Представлены результаты моделирования с использованием в качестве адаптивного параметра числа солнечных пятен. Предложена методика оценки солнечной активности по данным вертикального зондирования и применения полученных значений для вычисления критической частоты в различных географических точках. Проведено сравнение результатов моделирования с данными, полученными от ионозондов. Представлены результаты сравнительного анализа лучевых траекторий, рассчитанных с использованием различных методов вычисления критической частоты слоя F2.

Ключевые слова: критическая частота слоя F2, число солнечных пятен, адаптивные ионосферные модели, лучевые траектории, однопозиционная пеленгация.

Введение. Одной из отличительных особенностей диапазона декаметровых волн (ДКМВ) является возможность однопозиционной пеленгации, принцип которой заключается в определении координат источника радиоизлучения (ИРИ) по его пеленгу и углу места [1]. Основными факторами, влияющими на точность решения этой задачи, являются ошибки определения углов прихода и ошибки задания профиля ионизации в ионосфере при восстановлении траектории [2]. В статье рассматривается вторая категория ошибок. При их оценке основным является вопрос о методе задания распределения электронной концентрации вдоль пути распространения волны. Наиболее доступным, а порой и единственным способом решения данного вопроса остается использование адаптивных ионосферных моделей. Одним из основных исходных ионосферных параметров при создании подобных моделей является критическая частота слоя F2 (f_0F2), значения которой характеризуются значительными вариациями от дня ко дню и в течение суток [3].

В работе представлены результаты моделирования f_0F2 с использованием в качестве адаптивного параметра числа солнечных пятен W . Предложен метод оценки данного параметра по результатам вертикального зондирования (ВЗ) ионосферы. Проведено сопоставление результатов моделирования с данными ионозондов. Представлены результаты расчета лучевых траекторий с использованием двухслойной модели ионосферной плазмы на основе данных о критической частоте слоя F2, полученных различными способами. Проведен сравнительный анализ полученных данных.

Моделирование критической частоты слоя F2. В данной работе моделирование основного ионосферного параметра, f_0F2 , реализуется с использованием рекомендаций Сектора радиосвязи Международного Союза электросвязи — МСЭ-R (ITU-R, до 1992 года Международный консультативный комитет по радиовещанию — МККР (CCIR)) [4]. Расчет

f_0F2 проводится с применением разложения эмпирической базы данных во временные ряды Фурье:

$$f_0F2(\lambda, \theta, T) = a_0(\lambda, \theta) + \sum_{j=1}^H [a_j(\lambda, \theta) \cos(jT) + b_j(\lambda, \theta) \sin(jT)], \quad (1)$$

где λ — географическая широта ($-90^\circ \leq \lambda \leq 90^\circ$); θ — восточная географическая долгота ($0^\circ \leq \theta \leq 360^\circ$) (отсчитывается на восток от Гринвичского меридиана); T — всемирное координированное время (UTC), представленное в виде угла ($-180^\circ \leq T \leq 180^\circ$); H — максимальное количество гармоник, используемых для представления суточных вариаций. Значения коэффициентов Фурье, $a_j(\lambda, \theta)$ и $b_j(\lambda, \theta)$, зависят от географических координат и могут быть представлены в виде рядов:

$$a_j(\lambda, \theta) = \sum_{k=0}^K U_{2j,k} G_k(\lambda, \theta), \quad j = 0, 1, 2, \dots, H, \quad (2a)$$

$$b_j(\lambda, \theta) = \sum_{k=0}^K U_{2j-1,k} G_k(\lambda, \theta), \quad j = 1, 2, \dots, H, \quad (2b)$$

где $G_k(\lambda, \theta)$ — сферические функции Лежандра; $K=75$; $H=6$.

Выбор функций $G_k(\lambda, \theta) = \sin^{q_i} X \cos^i \lambda \sin^i \theta$ в конкретных случаях определяется значением целого числа k ($k_0, k_1, k_2, \dots, k_i, \dots, k_m; k_m = K$), где i — порядок долготы, $q_0 = k_0$; $q_1(i=1, m) = \frac{k_i - k_{i-1} - 2}{2}$. Глобальные функции $G_k(\lambda, \theta)$ соответствуют каждому коэффициенту Фурье. Следовательно, выражение (1) можно записать в виде:

$$f_0F2(\lambda, \theta, T) = \sum_{k=0}^K U_{0,k} G_k(\lambda, \theta) +$$

$$+ \sum_{j=1}^H \left[\begin{aligned} & \cos(jT) \sum_{k=0}^K U_{2j,k} G_k(\lambda, \theta) + \\ & + \sin(jT) \sum_{k=0}^K U_{2j-1,k} G_k(\lambda, \theta) \end{aligned} \right]. \quad (3)$$

При нахождении функций географических координат $G_k(\lambda, \theta)$ используется модифицированное магнитное наклонение:

$$X = \arctg\left(\frac{I}{\sqrt{\cos\lambda}}\right), \quad (4)$$

где I — магнитное наклонение, а λ — географическая широта. Поскольку X является функцией, как географической широты, так и долготы, формальное выражение для f_0F2 , а именно уравнение (3), остается неизменным. Для определения магнитного наклонения реализована модель магнитного поля Земли, основанная на сферических гармониках 13-го порядка. В качестве численных коэффициентов были взяты данные представленные Институтом земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн им. Н. В. Пушкова (ИЗМИРАН) [5].

В качестве коэффициентов разложения $U_{s,k}$ в формуле (3) взята эмпирическая база данных ITU-R, которую можно найти на сайте <http://nssdcftp.gsfc.nasa.gov/models/ionospheric/iri/iri2011>. Значения $U_{s,k}$ представлены для всех месяцев в году при двух уровнях солнечной активности: низкой ($R_{12}=0$) и высокой ($R_{12}=100$). R_{12} — скользящее среднее за двенадцать месяцев число солнечных пятен, которое используется в качестве индекса солнечной активности. Вычисление критической частоты для значений индекса солнечной активности, отличных от 0 и 100, реализуется с использованием билинейной интерполяции.

Результаты исследований точности прогнозирования критической частоты слоя F2. В связи с тем, что уровень солнечной активности существенно меняется, использование величины R_{12} приводит к существенным ошибкам при моделировании. Поэтому в данной работе вместо среднемесячного значения R_{12} в качестве адаптивного параметра применяются значения числа солнечных пятен W . Информацию о величине W можно получить на сайте <http://www.spaceweather.com>.

На рис. 1 представлены результаты вертикального зондирования ионосферы (точечные графики), а также результаты моделирования как с учетом адаптивного параметра (сплошная линия), так и без него (пунктирная линия). Для всех городов можно отметить хорошее совпадение характера изменений критических частот в течение суток и значительное уменьшение погрешности при использовании адаптивного параметра.

Данные ВЗ ионосферы наземными ионозондами различных стран становятся доступны в режиме реального времени благодаря развитию современных средств телекоммуникации. В качестве примера реализации подобной системы можно отметить проект, реализованный Центром атмосферных исследований Массачусетского университета, который является источником данных наземного радиозондирования в данной работе. Этот проект включает в себя 68 станций в различных частях планеты, которые ведут круглосуточное вертикальное зондирование и представляют его результаты в Интернете, как в цифровом виде, так и в виде непосредственных

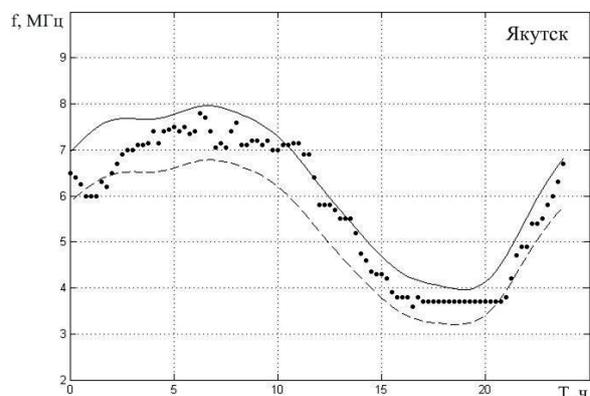
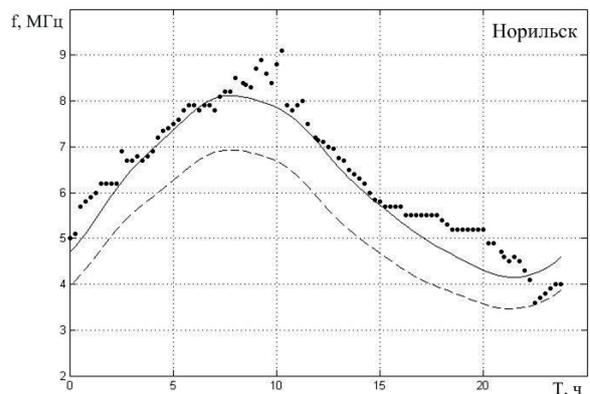
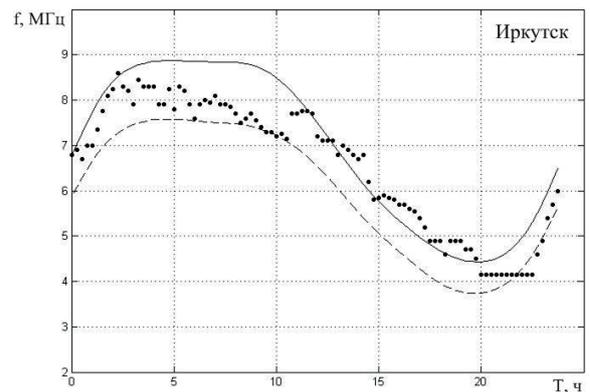
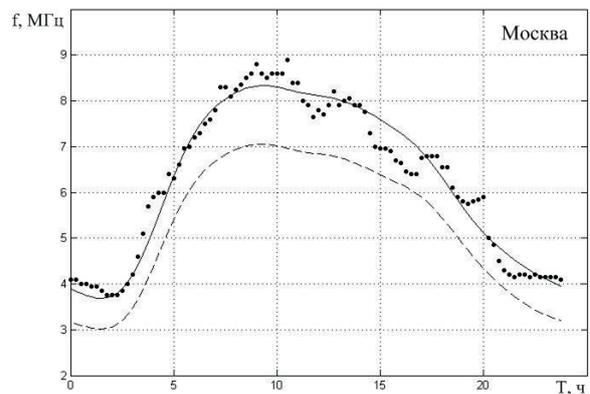


Рис. 1. Суточные изменения критической частоты слоя F2 по результатам моделирования (сплошная линия), моделирования с использованием адаптивного параметра (пунктирная линия) и по данным ионозондов (точечный график)

ионограмм [6]. Из всего списка ионозондов в работе рассмотрены только станции расположенные на территории России. Таких станций оказалось всего четыре: в Москве с координатами (55.47N, 37.3E), в Иркутске с координатами (52.4N, 104.3E), в Норильске с координатами (69.2N, 88.0E) и в Якутске с координатами (62.0N, 129.6E). Данные были взяты за 21 сентября 2011 года, когда работали все четыре выбранные нами станции ВЗ. Число солнечных пятен по данным взятым из Интернета приняло значение 108, что соответствует высокому уровню солнечной активности.

Но не всегда есть возможность получать оперативные данные о солнечной активности в Интернете, поэтому предлагается методика оценки числа солнечных пятен по данным ВЗ. Она заключается в вычислении W методом линейной интерполяции по значениям критических частот для двух уровней солнечной активности и данным ионозондов. Для примера, используя значения f_0F2 , полученные на станции ВЗ Иркутска, оценим число солнечных пятен и применим полученные результаты для вычисления критических частот в трех оставшихся пунктах. На рис. 2 представлены результаты моделирования с использованием данных станции ВЗ Иркутска (пунктирная линия), с учетом адаптивного параметра (сплошная линия) и f_0F2 -ионозондов (точечный график).

Для сравнения результатов полученных различными методами вычислим среднее значение погрешности и СКО относительно f_0F2 -ионозондов:

$$\langle \Delta f_0F2 \rangle = \frac{\sum_{i=1}^N (f_0F2_model - f_0F2_ion)}{N}, \quad (5)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (f_0F2_model - f_0F2_ion)^2}{N}}, \quad (6)$$

где f_0F2_model — значения критических частот, полученных с помощью моделирования, f_0F2_ion — значения критических частот по данным ионозондов. Результаты сопоставления данных представлены в табл. 1.

Из табл. 1 следует, что наибольшие ошибки прогнозирования характерны при моделировании критической частоты с использованием среднемесячных значений R_{12} . Применение в качестве адаптивного параметра числа солнечных пятен позволяет существенно снизить погрешность вычислений (более точные результаты получены для Москвы, где средняя погрешность составила $-0,02$ МГц, самая большая погрешность характерна для Якутска, $0,46$ МГц). Предлагаемая в работе методика с использованием для расчета числа солнечных пятен, вычисленного по данным ВЗ, также показала хорошие результаты, средняя погрешность не превысила $0,6$ МГц и сравнима с результатами моделирования по данным взятым из интернета, в то время как средняя погрешность результатов моделирования по данным R_{12} достигла $1,26$ МГц.

Построение лучевых траекторий. Для восстановления траектории распространения ДКМ волн и нахождения ошибки определения расстояния до ИРИ была реализован алгоритм расчета траекторных характеристик, основанный на поэтапном сум-

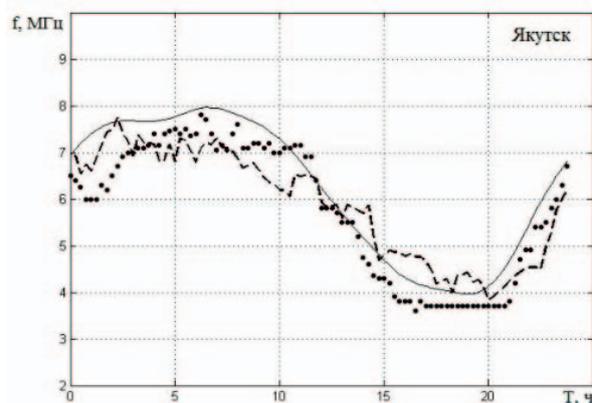
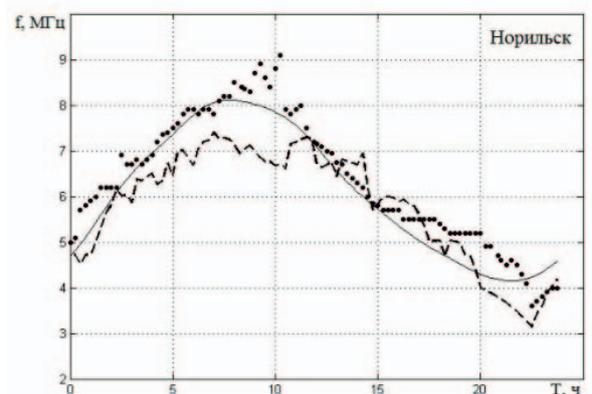
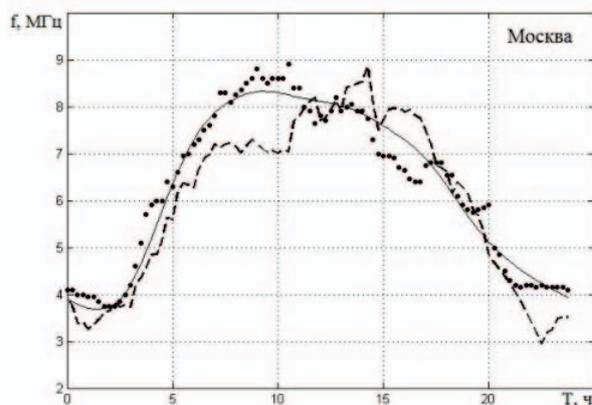


Рис. 2. Суточные изменения критической частоты слоя F2 по результатам моделирования с учетом адаптивного параметра (сплошная линия), моделирования с учетом данных станции ВЗ (пунктирная линия) и по данным ионозондов (точечный график)

мированию малых величин (аналог интегрирования) с взаимным контролем фазового пути и его проекции на поверхность Земли (метод схож с методом рефракционного интеграла).

Важнейшим параметром ионосферной плазмы, оказывающим определяющее влияние на лучевые характеристики сигналов, является электронная концентрация N_e . Для расчетов был выбран профиль электронной концентрации для двухслойной модели (слои E и F2) ионосферной плазмы. Для описания формы профиля используется следующая формула:

Таблица 1

| Местоположение | Моделирование | | Моделирование с адаптацией | | Моделирование с учетом данных ВЗ | |
|----------------|---------------------------------------|----------------|---------------------------------------|----------------|---------------------------------------|----------------|
| | $\langle \Delta f_0 F2 \rangle$, МГц | σ , МГц | $\langle \Delta f_0 F2 \rangle$, МГц | σ , МГц | $\langle \Delta f_0 F2 \rangle$, МГц | σ , МГц |
| Москва | -1,01 | 1,08 | -0,02 | 0,33 | -0,32 | 0,82 |
| Иркутск | -0,60 | 0,73 | 0,39 | 0,67 | - | - |
| Норильск | -1,26 | 1,32 | 0,28 | 0,45 | 0,58 | 0,84 |
| Якутск | -0,53 | 0,64 | 0,46 | 0,57 | 0,11 | 0,61 |

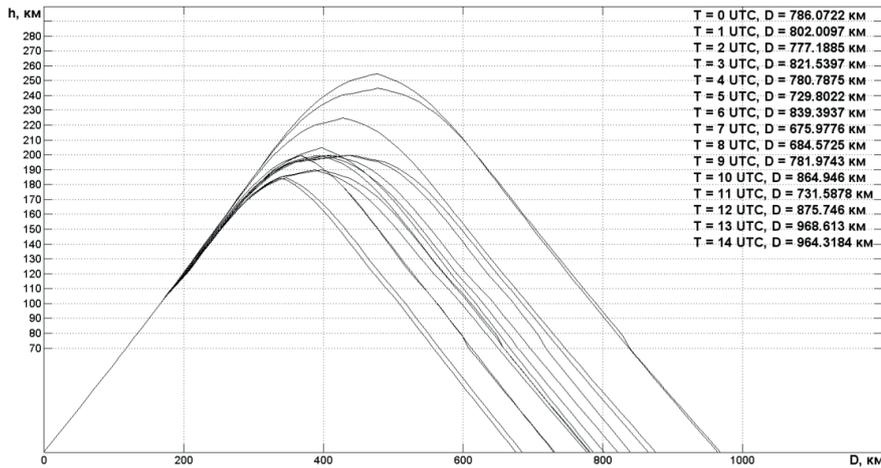


Рис. 3. Лучевые траектории

$$N(h) = N_0 \left\{ \exp \frac{1}{2} \left[1 - \left(\frac{h-h_1}{y_1/2} \right) - \exp \left(- \left(\frac{h-h_1}{y_1/2} \right) \right) \right] + \beta \exp \left[- \left(\frac{h-h_2}{y_2} \right)^2 \right] \right\} \quad (7)$$

здесь h_{m1} — высота максимума основного слоя F2, y_1 — полутолщина основного слоя F2, h_{m2} — высота максимума нижнего слоя E, y_2 — полутолщина нижнего слоя E, β — безразмерный коэффициент, характеризующий степень ионизации нижнего слоя по отношению к основному, N_0 — электронная концентрация в максимуме основного слоя.

Высоты максимумов и полутолщины слоев рассчитываются по алгоритмам наиболее разработанной эмпирической международной модели ионосферы IRI [7]. Прогнозирование критической частоты слоя E (f_0E) реализовано по рекомендациям ITU-R [4]. Для вычисления концентрации N_0 использовалось выражение $N_0 = 1,24 \cdot 10^{10} (f_0F2)^2$. Аналогично вычислялась концентрация максимума слоя E.

При восстановлении траектории по известным углам прихода пространственное распределение электронной концентрации вдоль трассы задается в равноудаленных узловых точках вдоль дуги большого круга с шагом по угловому расстоянию $\Delta\varphi$. В результате получается равномерная пространственная сетка в координатах $\{r, \varphi\}$. Равномерный шаг обеспечивает оптимальное быстродействие при вычислении распределения.

Построение лучевой траектории происходит по малым кусочкам фазовой траектории:

$$dl_f = \frac{ndr}{\sin \Delta} = \frac{ndr}{\sqrt{1 - \frac{\cos(\Delta_H)^2 r_H^2 n_H^2}{r^2 n^2}}} = \frac{n^2 r dr}{\sqrt{r^2 n^2 - \cos(\Delta_H)^2 r_H^2 n_H^2}} \quad (8)$$

где n — коэффициент преломления в данной точке, r — радиус-вектор от центра земли, Δ — угол между вектором луча и прямой лежащей в касательной плоскости к сфере в данной точке пути волнового фронта и в плоскости хода луча и радиус-вектора, индекс «H» обозначает начальную точку.

Малое изменение хода трассы луча вдоль земли — dD , также зависит от изменения радиус-вектора

$$dD = d\gamma R,$$

$$\text{где } d\gamma = \frac{\cos(\Delta) dr}{\sin(\Delta) r}, R — \text{ радиус Земли.}$$

Подставим сюда значения для синуса и косинуса Δ :

$$dD = \frac{R \cos(\Delta_H) r_H n_H dr}{\sqrt{1 - \frac{\cos(\Delta_H)^2 r_H^2 n_H^2}{r^2 n^2}}} = \frac{R \cos(\Delta_H) r_H n_H dr}{r \sqrt{r^2 n^2 - \cos(\Delta_H)^2 r_H^2 n_H^2}} \quad (9)$$

Когда мы нашли координаты точки входа в нижнюю часть ионосферы, с этого момента начинается основной расчет. В пределах каждого углового шага

Таблица 2

| Методики | $\langle D \rangle$, км | σ , км |
|----------------------|--------------------------|---------------|
| $W = R_{12}$ | -32,7 | 104,8 |
| $W = 108$ | 20,8 | 77,2 |
| $W_{\text{Иркутск}}$ | -26,6 | 46,5 |
| $W_{\text{Москва}}$ | -31,43 | 74,4 |

рассчитываются фазовый путь и расстояние по Земле, одновременно делается проверка на отражение от слоя. Когда угловой шаг закончен, мы переходим к следующему, рассчитав угол входа в новый сектор, именно это отражает факт работоспособности программы с любой моделью ионосферы, а не только сферически-симметричной. Таким образом строится график хода луча.

Результаты расчета лучевых траекторий. На рис. 3 представлены лучевые траектории соответствующие распространению волн на частоте 10 МГц с углом места 30° из Иркутска (52,4N, 104,3E) в Якутск (62,0N, 129,6E) для разного времени суток. Для их построения брался профиль электронной концентрации двухслойной модели ионосферной плазмы (7). Критическая частота слоя F2 в Иркутске и Якутске задавалась данными от ионозондов, а в промежуточных точках вдоль трассы вычислялась с помощью интерполяционного метода кригинга [1, 8]. Определенные таким образом траектории принимаем за эталон и все последующие вычисления сравниваем с ними. Как видно из рисунка после 14:00 UTC при заданных характеристиках луч не отражался от ионосферы, а уходил в космическое пространство. Во втором случае использовались модельные значения f_0F2 по данным среднемесячных величин солнечной активности ($W = R_{12}$). Также производился расчет критической частоты с применением адаптивного параметра на 21 сентября 2011 года ($W = 108$) и с использованием предложенной в данной статье методики оценки числа солнечных пятен, по данным ВЗ (в частности, данные ионозондов над Иркутском и Москвой).

По аналогии с выражениями (5), (6) вычисляются среднее значение погрешности и СКО расстояния по Земле. Результаты сопоставления данных с эталонными лучевыми траекториями приведены в табл. 2.

Из табл. 2 следует, что средняя погрешность расстояния по Земле для всех методик вычисления f_0F2 колеблется в районе 20–30 км. А вот среднеквадратичное отклонение удается уменьшить при использовании уточненных данных о солнечной активности.

Заключение. В работе рассматривается методика расчета критической частоты слоя F2. Представлены результаты численного моделирования, как с учетом адаптивного параметра, так и без него. Полученные результаты сравнивались с данными станций вертикального зондирования. Проведенный анализ показал, что использование адаптивного параметра значительно уменьшает среднюю погрешность вычислений от 1,26 до 0,46 МГц. Предложена

методика оценки числа солнечных пятен по данным ионозондов и проанализирована возможность использования этого параметра для расчета критических частот в различных географических точках. Исследования показали, что данная методика позволяет с хорошей точностью вычислить f_0F2 (среднее значение погрешности менялось в диапазоне от 0,11 до 0,58 МГц). Сравнительный анализ лучевых траекторий, с использованием различных вариантов определения критической частоты слоя F2 показал, что предложенная методика расчета f_0F2 позволяет значительно снизить СКО при вычислении расстояния до источника радиоизлучения.

Библиографический список

1. Барабашов, Б. Г. Ионосферное обеспечение однопозиционных пеленгаторов-дальномеров диапазона дециметровых волн / Б. Г. Барабашов, О. А. Мальцева // Труды НИИР. — М. : НИИ радио, 2003. — С. 120–126.
2. Вертоградов, Г. Г. Комплексные исследования ионосферного распространения дециметровых радиоволн на трассах разной протяженности : дис. ... д-ра физ.-мат. наук / Г. Г. Вертоградов. — Ростов-на-Дону, 2007. — 432 с.
3. Иванов, В. А. Основы радиотехнических систем ДКМ диапазона / В. А. Иванов, Н. В. Рябова, В. В. Шумаев. — Йошкар-Ола : Изд-во МарГТУ, 1998. — 204 с.
4. ITU-R Reference Ionospheric Characteristics // Recommendation ITU-R P. 1239-2. — 2010.
5. NOAA National Geophysical Data Center [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://www.ngdc.noaa.gov/IAGA/vmod/CONDIDATES/Description/Model-D-Description.pdf> Candidate Models for IGRF 2010 and IGRF SV 2012.5 by Golovkov V., Bondar T., Zvereva T., Chernova T. (дата обращения: 20.05.2012).
6. University of Massachusetts Lowell Center for Atmospheric Research [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://ulcar.uml.edu/DIDBase> (дата обращения: 20.05.2012).
7. Bilitza D. International Reference Ionosphere 2000 // Radio Sci. 2001. V.36, N2, PP. 261–275.
8. Samardjiev T., Bradley P. A., Cander Lj. R., Dick M. I. Ionospheric mapping by computer contouring techniques // Electronics Lett. — 1993. — Vol. 29. — № 20.

БЕРЕЗОВСКИЙ Владимир Александрович, генеральный директор ОАО «ОНИИП», кандидат технических наук, профессор кафедры экспериментальной физики и радиофизики Омского государственного университета им. Ф. М. Достоевского (ОмГУ).

ВАСЕНИНА Алена Андреевна, научный сотрудник ОАО «ОНИИП», аспирантка кафедры экспериментальной физики и радиофизики ОмГУ им. Ф. М. Достоевского.

БЕНЗИК Александр Валерьевич, инженер ОАО «ОНИИП», магистрант группы ФРМ-102-О кафедры экспериментальной физики и радиофизики ОмГУ им. Ф. М. Достоевского.

Адрес для переписки: e-mail: info@oniip.ru

Статья поступила в редакцию 20.06.2012 г.

© В. А. Березовский, А. А. Васенина, А. В. Бензик

СИНТЕЗ РАСШИРЕННОГО ЛУЧА В СЛУЧАЕ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ДИСКРЕТНЫМИ ФАЗОВРАЩАТЕЛЯМИ

В статье рассмотрена задача формирования расширенного луча антенной решетки с дискретными фазовращателями. Решение задачи получено с помощью генетического алгоритма с вещественным кодированием.

Ключевые слова: генетический алгоритм с вещественным кодированием, антенные решетки, амплитудно-фазовое распределение.

Введение. В фазированных антенных решетках (ФАР), как активных, так и пассивных, имеется возможность электрического управления не только ориентацией луча в пространстве, но и его формой [1]. В отличие от пассивных ФАР, где управление формой луча реализуется только за счет регулировки фаз на фазовращателях, активные ФАР, кроме фазовращателей, содержат малошумящие усилители (МШУ), дающие возможность подстройки амплитудного распределения. Наибольший интерес для практических применений, с точки зрения управления формой луча, имеет задача о формировании расширенного луча в одной или двух плоскостях, необходимого для ускоренного обзора двумерного углового сектора пространства [2].

В этой статье, на примере задачи формирования расширенного луча перестраиваемой двухлучевой антенной решетки с шестиразрядными бинарными фазовращателями, состоящей из вертикальных несимметричных вибраторов, рассматривается возможность применения непрерывного генетического алгоритма [3, 4] при нахождении оптимального решения. Подобная задача решалась в работе [5], где была рассмотрена методика синтеза антенной решетки с дискретными фазовращателями, заключающаяся в нахождении непрерывного фазового распределения с последующей дискретизацией. Однако такой переход от непрерывного к дискретному распределению может приводить к возникновению некоторых сложностей последующей реализации антенной решетки. В настоящей работе используется непрерывный генетический алгоритм, который позволяет оперировать дискретным амплитудно-фазовым распределением.

Постановка задачи. Проведем расчет перестраиваемой двухлучевой антенной решетки, который включает в себя нахождение общего амплитудного распределения, позволяющего формировать или узкий, или расширенный луч диаграммы направленности (ДН), где фазовое распределение определенным образом видоизменяется для создания того или иного луча. Будем полагать, что фазовое распределение не участвует при формировании узкого луча, т.е. все элементы множества фаз $\Phi = \{\varphi_n^0\}$ равны нулю и имеют некоторые значения при формировании расширенного луча, изменяясь при этом в диапазоне $-180^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$, где $n = 1 \dots N$, N — количество антенных

элементов решетки. Т.к. здесь рассматриваются шестиразрядные бинарные фазовращатели, то фазы могут принимать только дискретные значения с шагом $360^\circ/2^6$.

Рассмотрим линейную антенную решетку из $2N$ идентичных вертикальных несимметричных вибраторов, одинаково разнесенных друг относительно друга на расстояние d вдоль оси X с центром в начале отсчета и не обладающих взаимным влиянием. При сделанных допущениях ДН линейной антенной решетки описывается суммой:

$$F(u) = 2 \sum_n A_n^0 e^{ikx_n u + i\varphi_n^0}, \quad (1)$$

где A_n^0 и φ_n^0 — амплитуда и фаза n — антенного элемента соответственно; k — волновое число; x_n — его координата на оси решетки; u — обобщенная угловая координата, связанная с углом наблюдения θ посредством соотношения $u = \sin\theta$.

Для проведения процесса оптимизации необходимо ввести целевую функцию (функцию приспособленности). В данной работе будем использовать функцию приспособленности, которую представим в следующем виде:

$$F^{evol} = \sum_{i=1}^3 (W_{i,r}^{(p)} - W_i^{(p)})^2 + \sum_{j=1}^4 (W_{j,r}^{(s)} - W_j^{(s)})^2, \quad (2)$$

где $W_{i,r}^{(p)}$, $W_{j,r}^{(s)}$ — i -е и j -е требуемые значения характеристик, узкого и расширенного лучей соответственно, на которые накладываются ограничения; $W_i^{(p)}$, $W_j^{(s)}$ — получаемые значения характеристик в процессе оптимизации. Требуемые значения характеристик, которые использовались при решении задачи оптимизации, приведены в табл. 1.

Применение непрерывного генетического алгоритма. В настоящее время в литературе имеется большое количество статей, посвященных применению эволюционных методов, которые позволяют найти удовлетворительное решение к аналитически неразрешимым или сложнорешаемым проблемам [4–8]. К эволюционным методам относятся и так называемые генетические алгоритмы [3, 8], осуществляющие последовательный подбор и комбинирование исходных параметров с использова-

Таблица 1

| Расчетные характеристики | Узкий луч | | Расширенный луч | |
|---|------------------|---------------------|------------------|---------------------|
| | Заданное условие | Полученное значение | Заданное условие | Полученное значение |
| Уровень боковых лепестков | -24 дБ | -24,05 дБ | -16 дБ | -16,44 дБ |
| Ширина луча на уровне 0,5 по мощности | 0,03 | 0,04 | 0,14 | 0,148 |
| Ширина луча на уровне боковых лепестков | 0,13 | 0,136 | 0,3 | 0,312 |
| Уровень пульсаций в области главного лепестка | - | - | 0,5 дБ | 0,52 дБ |

нием механизмов, напоминающих биологическую эволюцию. Генетические алгоритмы (ГА) являются мощным инструментом для решения сложных задач во многих областях науки и техники. Они находят применение при решении задач оптимизации, в настройке и обучении искусственных нейронных сетей, в инженерии [4–8] и др.

С начала развития теории ГА преобладало использование двоичного алфавита при формировании особей популяции, которые представляют собой строки, кодирующие одно из решений задачи. Подобная предрасположенность к применению ГА с двоичным кодированием была теоретически обоснована в фундаментальной теореме генетических алгоритмов («теореме о шаблоне»), доказанной Холландом [8]. Однако использование бинарного ГА влечет за собой определенные трудности при поиске решения в непрерывных пространствах большой размерности, и когда требуется высокая точность найденного решения.

При работе с оптимизационными задачами в непрерывных пространствах более удобным является представление вектора-решения в виде строк, состоящих из вещественных чисел. Генетический алгоритм, использующий подобное представление, получил название непрерывного ГА (генетического алгоритма с вещественным кодированием). Одним из основных преимуществ непрерывного генетического алгоритма перед бинарным ГА является отсутствие операций кодирования/декодирования, что повышает скорость работы алгоритма. Последовательность шагов работы непрерывного ГА можно представить следующим образом:

Шаг 1: Случайным образом генерируется исходная популяция из N индивидуумов, принадлежащих области определения переменной.

Шаг 2: С помощью функции приспособленности определяется качество отдельных индивидуумов популяции.

Шаг 3: Производится отбор наиболее приспособленных индивидуумов с последующим размещением в «бассейне скрещивания».

Шаг 4: К особям, помещенным в «бассейн скрещивания» и обозначаемым как родители, применяются операторы скрещивания и мутации.

Шаг 5: Снова производится селекция всех индивидуумов и отбираются N наиболее приспособленных.

Шаг 6: Шаги 2–5 повторяются до тех пор, пока не будет выполнен критерий остановки, такой как: достижение заранее определенного количества итераций алгоритма или удовлетворение требованиям задачи. Индивидуум с лучшими показателями выбирается в качестве итогового решения.

Результаты моделирования. Рассмотрим линейную антенную решетку из $N=20$ идентичных вертикальных несимметричных вибраторов, одинаково разнесенных друг относительно друга на расстояние $d=0,5\lambda$. Пусть антенные элементы расположены вдоль оси X и не оказывают взаимного влияния друг на друга. Для упрощения последующей разработки питающей сети достаточно найти только десять значений амплитуд A_n^0 и десять значений фаз φ_n^0 коэффициентов возбуждения из 20, допустив симметричность значений коэффициентов возбуждения антенных элементов. В табл. 1, в качестве примера, приведены задаваемые характеристики узкого и

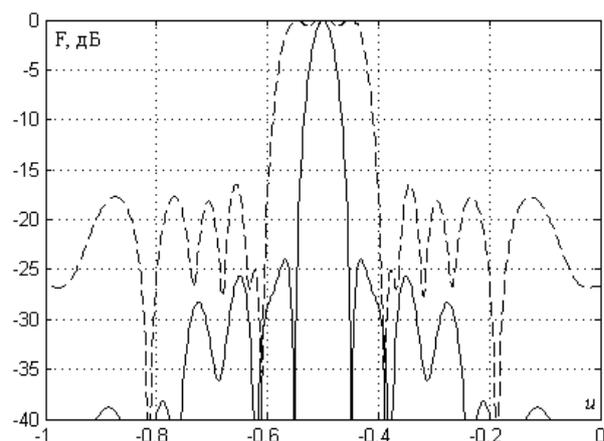


Рис. 1. ДН перестраиваемой линейной антенной решетки: узкий луч (сплошная линия) и расширенный луч (штриховая линия)

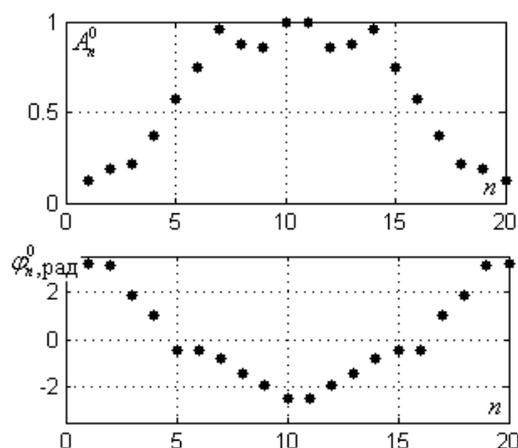


Рис. 2. Амплитуды и фазы коэффициентов возбуждения

расширенного лучей, которые использовались при решении задачи оптимизации, а также полученные результаты (в пространстве обобщенной угловой координаты u).

При реализации непрерывного генетического алгоритма, использовались следующие операторы селекции, скрещивания и мутации: турнирный отбор с размером подгруппы $m=2$, арифметический кроссовер и равномерная мутация соответственно.

Арифметический кроссовер создает пару потомков $I^{A(new)}$, $I^{B(new)}$ из пары родителей I^A , I^B посредством выражений:

$$\begin{aligned} I^{A(new)} &= tI^A + (1-t)I^B \\ I^{B(new)} &= (1-t)I^A + tI^B, \end{aligned} \quad (3)$$

где t — случайное число из интервала $U(0,1)$.

На рис. 1 представлены полученные нормированные диаграммы направленности по мощности, соответствующие рассматриваемой задаче, а на рис. 2 — амплитудное и фазовое распределения, реализующие эти ДН. Из рис. 1, 2 и табл. 1 видно, что полученные результаты удовлетворяют тем условиям, которые были наложены на характеристики лучей при постановке задачи оптимизации.

Выводы. В статье, на примере задачи формирования расширенного луча антенной решетки с шестиразрядными бинарными фазовращателями, была продемонстрирована возможность применения непрерывного генетического алгоритма, позволяющего оптимизировать дискретное амплитудное и фазовое распределения, в пространстве вещественных значений при управлении формой диаграммы направленности. Приведена функция приспособленности, которая была использована при решении задачи оптимизации.

Библиографический список

1. Активные фазированные антенные решетки / Под ред. Д. И. Воскресенского и А. И. Канащенкова. — М.: Радиотехника, 2004. — 488 с.
2. Кашин, В. А. Методы фазового синтеза антенных решеток / В. А. Кашин // Успехи современной радиоэлектроники. — 1997. — № 1. — С. 47–60.

3. Herrera F., Lozano M., Verdegay J.L. Tackling real-coded Genetic algorithms: operators and tools for the behavior analysis // Artificial Intelligence Review. — 1998. — Vol. 12. — № 4. — p. 265–319.

4. Wright A. Genetic algorithms for real parameter optimization // Foundations of Genetic Algorithms. — 1991. — Vol. 1. — P. 205–218.

5. Bucci O.M., Mazzarella G., Panariello G. Reconfigurable arrays by phase-only control. — IEEE Trans. Antennas and Propagat. — 1991. — P. 919–925.

6. Синтез полоскового согласующего трансформатора для сверхширокополосной СВЧ-антенны с помощью генетического алгоритма / А. В. Ашихмин [и др.] // Антенны. — 2009. — № 2. — С. 41–47.

7. Волохин, А. С. Генетический алгоритм в задаче параметрического синтеза согласующих и согласующе-корректирующих цепей / А. С. Волохин // Актуальные проблемы электронного приборостроения. — Новосибирск: НГТУ, 2008. — Т. 4. — С. 106–110.

8. Holland J.H. Adaption in natural and artificial systems. An introductory analysis with application to biology, control, and artificial intelligence. London: Bradford book edition. — 1994.

БЕРЕЗОВСКИЙ Владимир Александрович, генеральный директор ОАО «ОНИИП», кандидат технических наук, профессор кафедры экспериментальной физики и радиофизики Омского государственного университета (ОмГУ) им. Ф. М. Достоевского.

ЗОЛОТАРЁВ Илья Давыдович, заведующий лабораторией ОАО «ОНИИП», профессор (Россия), доктор технических наук, профессор кафедры экспериментальной физики и радиофизики ОмГУ им. Ф. М. Достоевского.

МЕНСКИЙ Евгений Александрович, научный сотрудник ОАО «ОНИИП», аспирант кафедры экспериментальной физики и радиофизики ОмГУ им. Ф. М. Достоевского.

Адрес для переписки: e-mail: info@oniip.ru

Статья поступила в редакцию 20.06.2012 г.

© В. А. Березовский, И. Д. Золотарёв, Е. А. Менский

Книжная полка

621.372/X15

Хазан, В. Л. Радиотехнические цепи и сигналы : учеб. электрон. изд. локального распространения : компьютер. лаб. практикум / В. Л. Хазан ; ОмГУ. — Омск : Изд-во ОмГУ, 2012. — 1 о.э.л. опт. диск (CD-ROM).

В первой части рассмотрены гармонический анализ и гармонический синтез периодических сигналов; амплитудная, частотная и фазовая модуляция; случайные процессы; корреляционный анализ случайных и детерминированных сигналов. Часть вторая посвящена нелинейным цепям, усилителям, преобразователям частоты, амплитудным модуляторам и демодуляторам, автогенераторам гармонических колебаний.

621.396.6/C59

Соколов, А. И. Радиоавтоматика : учеб. пособие для вузов по направлению «Радиотехника» / А. И. Соколов, Ю. С. Юрченко. — М.: Академия, 2011. — 266 с. — ISBN 978-5-7695-6916-6.

Рассмотрена теория линейных и нелинейных систем радиоавтоматики. Раскрыты вопросы устойчивости непрерывных и дискретных систем, статистической оптимизации, нелинейной фильтрации и комплексирования радиотехнических и автономных систем. Дан анализ импульсных дискретных систем. Приведены примеры построения аналоговых и цифровых устройств радиоавтоматики.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ОПЕРАЦИИ ИДЕНТИФИКАЦИОННОГО УМНОЖЕНИЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЙ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ

Представлены описание, технология выполнения и формализация операции умножения двух распределений случайных величин в пространстве идентификационного параметра.

Ключевые слова: идентификация, идентификационные измерения, интеллектуальные системы, классификация, случайный сигнал, порядковая шкала.

Введение. При анализе сигналов часто возникает проблема, связанная с формальным описанием взаимодействия сигналов, например, в результате их перемножения. Технология выполнения операции перемножения известна, если известны математические модели сигналов, но чаще всего, модель взаимодействующих сигналов неизвестна, поскольку сами сигналы могут носить случайный характер [1, 2]. В таком случае возникает вопрос — как получить подобную модель? Как, аналитическим путем, описать результат взаимодействия сигналов, имеющих минимальное количество известных параметров? Данному вопросу посвящена настоящая работа.

Постановка задачи и методика исследований. Пусть даны реализации двух сигналов $X(t)$ и $Y(t)$ в виде распределения мгновенных значений (рис. 1) одинакового объема N . Средние значения сигналов равны нулю. Известны значения их идентификационных параметров NF_x и NF_y , найденных в соответствии с алгоритмом, описанным в [3, 4].

Задача сводится к тому, чтобы, не проводя никаких экспериментов над исходными реализациями $X(t)$ и $Y(t)$, идентифицировать сигнал произведения $Z(t) = X(t) \cdot Y(t)$ в пространстве NF аналитически по формуле:

$$NF_{mul} = f(NF_x, NF_y). \quad (1)$$

Определение данной математической модели и ее коэффициентов позволит формально представить операцию произведения двух распределений сигналов в пространстве идентификационного параметра NF .

Методика проведения исследований.

1. Для большей достоверности и статистической устойчивости результатов исследований реализации перемножаемых сигналов $X(t)$ и $Y(t)$ будут получены с помощью генератора случайных стационарных сигналов с заданным законом распределения [5].

2. Определяются значения NF_x и NF_y .

3. Формируется реализация сигнала произведения $Z(t) = X(t) \cdot Y(t)$. На рис. 1 показан алгоритм нахождения мгновенных значений $z_i = x_i \cdot y_i$, $1 \leq i \leq N$.

4. Находятся значения идентификационного параметра NF_{mul} сигнала $Z(t)$.

5. Закон распределения одного из сигналов фиксируется, например $Y(t)$, следовательно, фиксируется NF_y . Для формирования статистического ряда п.п. 1–4 повторяются для произведения $Y(t)$ с другими сигналами. Затем фиксируется другой закон распределения $Y(t)$, и п.п. 1–4 вновь повторяются.

6. Полученная зависимость описывается математической моделью:

$$NF_{mul}(NF_y) = f(NF_x, A, B, C), \quad (2)$$

где A, B, C — коэффициенты модели.

7. Для каждого коэффициента модели (2) $A = f(NF_y)$, $B = f(NF_y)$, $C = f(NF_y)$ находится своя математическая модель, как функция от NF_y .

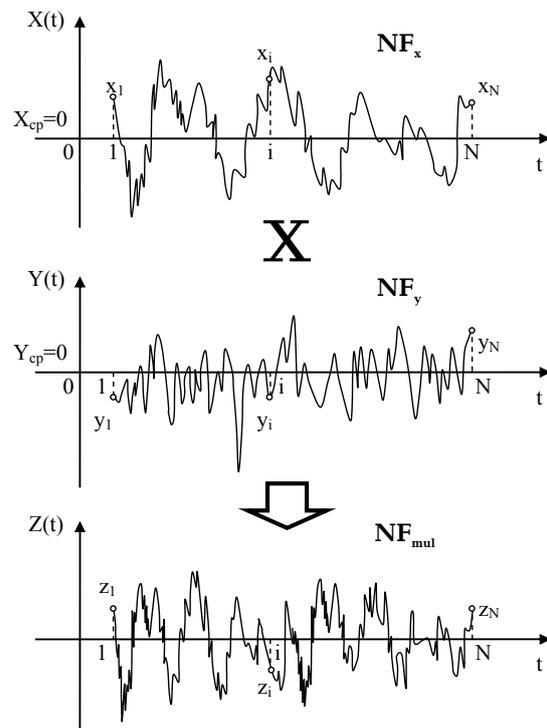


Рис. 1. Технология умножения реализаций двух сигналов $X(t)$ и $Y(t)$ объема N во временной области. $Z(t)$ — результат произведения

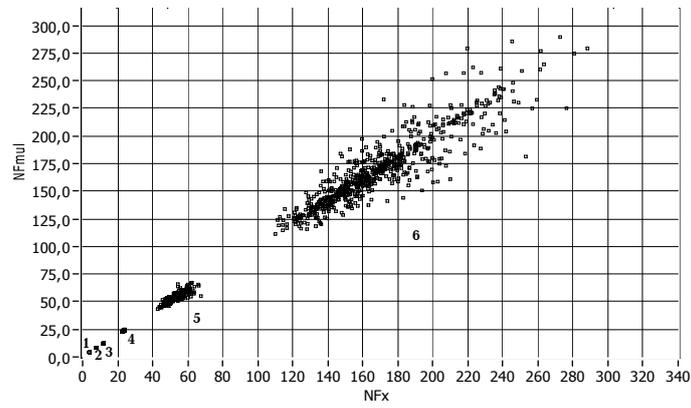


Рис. 2. Экспериментальные значения NF_{mul} полученные в результате произведения 2МОД распределения на 2МОД(1), АРКС(2), РАВН(3), СИМП(4), НОРМ(5), ЛАПЛ(6) распределения

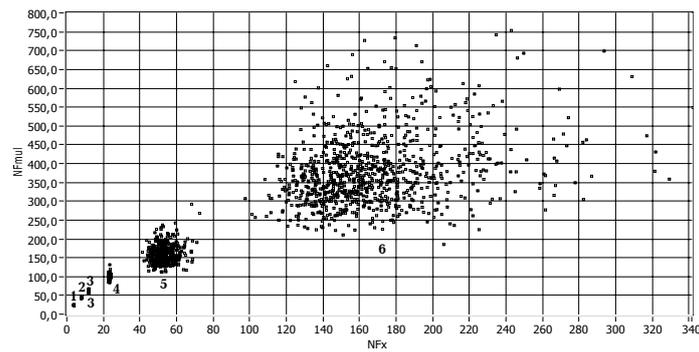


Рис. 3. Экспериментальные значения NF_{mul} полученные в результате произведения СИМП распределения на 2МОД(1), АРКС(2), РАВН(3), СИМП(4), НОРМ(5), ЛАПЛ(6) распределения

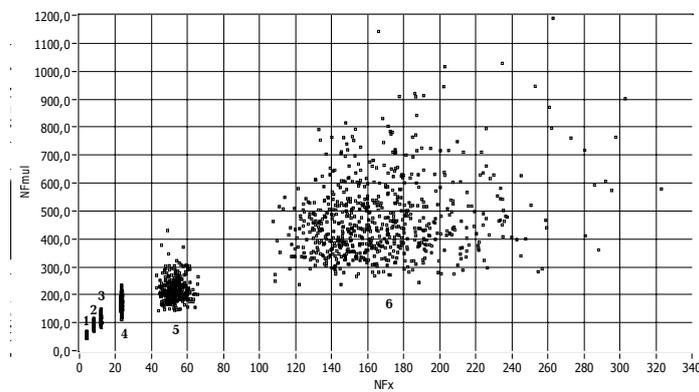


Рис. 4. Экспериментальные значения NF_{mul} полученные в результате произведения НОРМ распределения на 2МОД(1), АРКС(2), РАВН(3), СИМП(4), НОРМ(5), ЛАПЛ(6) распределения

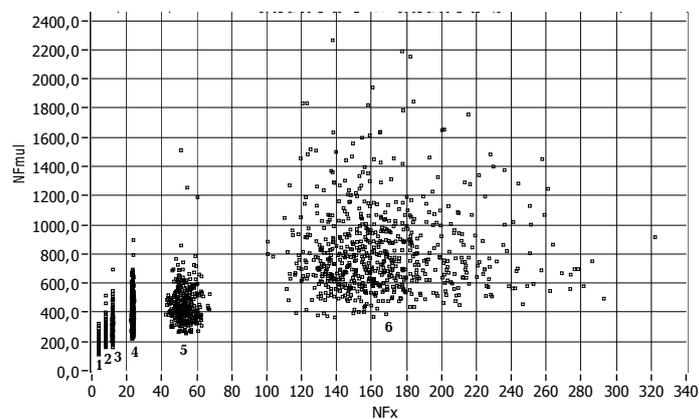


Рис. 5. Экспериментальные значения NF_{mul} полученные в результате произведения ЛАПЛ распределения на 2МОД(1), АРКС(2), РАВН(3), СИМП(4), НОРМ(5), ЛАПЛ(6) распределения

Таблица 1

| Коэффициенты модели (4) | | | | |
|-------------------------|--------|--------|------|-------|
| Распределение $Y(t)$ | NF_y | A | B | C |
| 2МОД | 4 | -0,155 | 1,13 | 0,976 |
| АРКС | 8 | -3,07 | 3,53 | 0,830 |
| РАВН | 12 | -4,486 | 5,86 | 0,764 |
| СИМП | 23,4 | -13,4 | 15,5 | 0,629 |
| НОРМ | 53,3 | -24,1 | 43,1 | 0,506 |
| ЛАПЛА | 167 | -32,6 | 122 | 0,377 |

Таблица 2

Систематическая (σ_c) и случайная (σ_{ca}) относительные погрешности выполнения операции идентификационного умножения с доверительной вероятностью 0,95 (усреднение по 1000 реализаций)

| | | ЛАПЛА | НОРМ | СИМП | РАВН | АРКС | 2МОД |
|-------|-------------------|-------|-------|------|-------|-------|------|
| 2МОД | $\delta_c, \%$ | -2,47 | 0,31 | 1,63 | 2,58 | 3,52 | 4,9 |
| | $\delta_{ca}, \%$ | 0,25 | 0,14 | 0,04 | 0,03 | 0,04 | 0,04 |
| | $2\sigma, \%$ | 15,8 | 9,0 | 2,52 | 2,18 | 2,20 | 2,44 |
| АРКС | $\delta_c, \%$ | -5,4 | -2,21 | -8,2 | -9,1 | -10,0 | |
| | $\delta_{ca}, \%$ | 0,58 | 0,32 | 0,08 | 0,03 | 0,03 | |
| | $2\sigma, \%$ | 36,8 | 20,0 | 4,8 | 2,04 | 1,76 | |
| РАВН | $\delta_c, \%$ | -4,9 | -0,64 | -9,4 | -10,9 | | |
| | $\delta_{ca}, \%$ | 0,64 | 0,40 | 0,12 | 0,05 | | |
| | $2\sigma, \%$ | 40,4 | 25 | 7,8 | 3,06 | | |
| СИМП | $\delta_c, \%$ | 0,07 | 8,9 | -4,7 | | | |
| | $\delta_{ca}, \%$ | 0,76 | 0,51 | 0,22 | | | |
| | $2\sigma, \%$ | 48,2 | 32 | 13,8 | | | |
| НОРМ | $\delta_c, \%$ | 25,0 | 39,2 | | | | |
| | $\delta_{ca}, \%$ | 1,07 | 0,85 | | | | |
| | $2\sigma, \%$ | 67,6 | 53,8 | | | | |
| ЛАПЛА | $\delta_c, \%$ | 7,7 | | | | | |
| | $\delta_{ca}, \%$ | 1,08 | | | | | |
| | $2\sigma, \%$ | 68,6 | | | | | |

8. Таким образом, общая формула для вычисления NF_{sum} будет иметь вид:

$$NF_{mul} = f(NF_x, A(NF_y), B(NF_y), C(NF_y)). \quad (3)$$

Технология проведения исследований. Для проведения исследований операции идентификационного умножения был разработан программный продукт «Система статистического анализа идентификационного умножения сигналов в пространстве NF » [6].

В качестве тестовых сигналов были взяты случайные стационарные сигналы с симметричными законами распределения: двумодальный (2МОД), арксинусный (АРКС), равномерный (РАВН), треугольный (СИМП), нормальный (НОРМ) и Лапласа (ЛАПЛА). Объем каждой реализации $N=10000$, количество усреднений по каждой паре сигналов — 2000.

Чтобы определить математическую модель (2), найдем произведение реализаций сигналов в различном сочетании и представим результат на одном

графике. На рис. 2–5 показаны экспериментальные зависимости $NF_{mul} = f(NF_x)$ при различных фиксированных законах распределения одного из множителей $Y(t)$ (NF_y фиксировано).

С помощью программы TableCurve Windows фирмы Jandel Scientific в первом приближении была найдена математическая модель, хорошо описывающая вышеприведенные зависимости, и значения ее коэффициентов:

$$NF_{mul} = A + B \cdot NF_x^C, \quad (4)$$

где A, B, C — коэффициенты модели.

В табл. 1 представлены значения коэффициентов модели (4) для произведений с 2МОД, АРКС, РАВН, СИМП, НОРМ, ЛАПЛА распределениями.

Для каждого коэффициента A, B, C находится математическая модель, описывающая его изменение в зависимости от NF_y . В первом приближении были выбраны модели с минимальными среднеквадратическими отклонениями:

$$\begin{cases} A = -33,1 + 36,8e^{-0,0265NF_y}, \\ B = \frac{1}{0,00485 + 7,1/NF_y^{1,5}}, \\ C = \frac{1}{0,8975 + 0,0683(\ln NF_y)^2}. \end{cases} \quad (5)$$

Таким образом, вычислив значения коэффициентов A, B, C по формуле (5) и подставив их в формулу (4), найти NF_{mul} .

Чем меньше значение NF_y , тем кучнее располагаются точки на графиках рис. 2–5, тем точнее будет модель, характеризуемая коэффициентами A, B, C в формуле (5). Поэтому для повышения точности расчета NF_{mul} необходимо, чтобы выполнялось условие $NF_x > NF_y$.

Метрологические характеристики операции идентификационного умножения. Чтобы проверить правильность выполнения операции идентификационного умножения двух реализаций сигналов $X(t)$ и $Y(t)$ в пространстве параметра NF , найдем погрешность вычисления NF_{mul} , при этом за истинное значение примем значение параметра NF_0 , найденное для реализации $Z(t)$ (рис. 1). Определим систематическую δ_c и случайную δ_{ca} относительную погрешность ее среднеквадратическое отклонение (СКО) σ [7]. Объем каждой реализации $N = 10000$, количество усреднений результатов вычислений — 1000. В табл. 2 представлены данные о распределении относительной погрешности выполнения операции идентификационного умножения для 2МОД, АРКС, РАВН, СИМП, НОРМ и ЛАПЛ распределений (ячейки с повторяющимися данными затушированы). Область табл. 2, в которой ширина доверительного интервала для систематической относительной погрешности не превосходит 20% при доверительной вероятности 0,95, обведена жирной линией.

Выводы. На основании проведенных исследований можно сделать следующие выводы.

1. Введена операция идентификационного умножения, выполняющая перемножение двух распределений случайных величин с нулевым средним в пространстве идентификационного параметра NF , формально данную операцию можно записать так:

$$NF_x(x)NF_y = NF_{mul}$$

где символом (x) обозначена сама операция.

2. Систематическая относительная погрешность выполнения операции идентификационного умножения не превосходит 11%, за исключением нормального закона распределения — 40 % (табл. 2).

3. Случайная относительная погрешность выполнения операции идентификационного умножения не превосходит 1,1% при количестве усреднений 1000.

Библиографический список

1. Хан, Г. Статистические модели в инженерных задачах / Г. Хан, С. Шапиро. — М.: Мир, 1969. — 395 с.
2. Губарев, В. В. Вероятностные модели: справочник. В 2 ч. / В. В. Губарев; Новосиб. электротехн. ин-т. — Новосибирск, 1992. Ч. 1. — 198 с. Ч. 2. — 188 с.
3. Кликушин, Ю. Н. Классификационные шкалы для распределений вероятности. [Электронный ресурс] / Ю. Н. Кликушин // Журнал радиоэлектроники / М.: Изд-во ИРЭ РАН. — 2000. — № 11. — Режим доступа: <http://jre.cplire.ru> (дата обращения: 01.02.2012).
4. Кликушин, Ю. Н. Фрактальная шкала для измерения распределений вероятности. [Электронный ресурс] / Ю. Н. Кликушин // Журнал радиоэлектроники / М.: Изд-во ИРЭ РАН. — 2000. — № 3. — Режим доступа: <http://jre.cplire.ru> (дата обращения: 01.02.2012).
5. Генератор случайных сигналов с заданным законом распределения / Ю. Н. Кликушин, В. Ю. Кобенко. — М.: ИНИМ РАО ОФЭРНиО, св-во № 17515 от 25.10.2011, ВНИЦ № 50201151369.
6. Система статистического анализа идентификационного произведения сигналов в пространстве NF / Ю. Н. Кликушин, В. Ю. Кобенко. — М.: ИНИМ РАО ОФЭРНиО, св-во № 17723 от 22.12.2011, ВНИЦ № 50201151577.
7. Новицкий, П. В. Оценка погрешностей результатов измерения / П. В. Новицкий, И. А. Зограф. — Л.: Энергоатомиздат, 1985. — 248 с.

КОБЕНКО Вадим Юрьевич, кандидат технических наук, доцент (Россия), доцент кафедры информационно-измерительной техники.
Адрес для переписки: kobra_vad@rambler.ru

Статья поступила в редакцию 28.02.2012 г.

© В. Ю. Кобенко

Книжная полка

621.38/Т46

Тихонов, А. И. Высокочастотная электроника : учеб. по курсу лекций / А. И. Тихонов, А. В. Бубнов ; ОмГТУ. — Омск : КАН, 2012. — 318 с. — ISBN 978-5-9931-0161-3.

Рассмотрен учебный программный материал, включающий принцип работы элементов, приборов и устройств высокочастотной электроники; в пособие включен также материал по выполнению самостоятельных индивидуальных заданий, предусмотренных учебной программой. Приведены основные тенденции современной высокочастотной электроники.

КОРРЕКЦИЯ НЕЛИНЕЙНОСТИ В ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ СИСТЕМЕ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ

В представленной статье рассматривается возможность коррекции нелинейности в усилителях класса «D» и в широтно-импульсных системах автоматического регулирования (ШИС), когда глубокая противосвязь недопустима по соображениям устойчивости. С этой целью предлагается ввести в схему цепь дополнительной обратной связи через физическую модель основного тракта ШИС. Оценка эффективности предложенного способа коррекции выполнена на примере существенно нелинейного усилителя класса «D».

Ключевые слова: широтно-импульсная модуляция, импульсный преобразователь напряжения, усилитель класса «D», нелинейные искажения, обратная связь, физическая модель усилителя.

Введение. Усилители мощности класса «D» с широтно-импульсной модуляцией находят в настоящее время широкое применение при выходной мощности от единиц ватт в интегральном исполнении до сотен кВт в мощных модуляционных устройствах. На малых уровнях мощности проблемы обеспечения линейности и устойчивости усилителя решаются за счёт высокой тактовой частоты (до 1 МГц) и простейших выходных фильтров. При больших мощностях существенно увеличиваются габариты усилителей и, как следствие, растут паразитные ёмкости схемы, что приводит к необходимости использования минимально возможной тактовой частоты (порядка 50÷100 кГц) и, соответственно, сложных демодулирующих фильтров.

Использование отрицательной обратной связи (ООС) для снижения нелинейных искажений в этом случае оказывается неэффективным, т.к. наличие в её цепи сложного фильтра существенно ограничивает допустимую величину устойчивой противосвязи.

В импульсных системах автоматического регулирования нелинейность непрерывной части системы приводит к существенному снижению запаса устойчивости в динамическом режиме (устойчивости процессов [1]).

Настоящая работа посвящена разработке метода эффективной коррекции нелинейности ШИС при сохранении её устойчивости.

Основные схемы мощных модуляционных устройств класса «D». Усилители большой мощности класса «D» (модуляторы) строятся на принципах импульсных преобразователей напряжения [2], упрощённые схемы которых представлены на (рис. 1). На основе первой из них (рис. 1а) разработаны мощные модуляторы типа «PANTEL» и «PULSAM». Вторая схема (рис. 1б) легла в основу «модулятора с нагрузкой в цепи диода» (НЦД) [3]. Третий тип преобразователя пока не нашёл применения в качестве усилителя, или модулятора.

Модуляторы на основе первого преобразователя способны изменять напряжение только в сторону

понижения. Их достоинством является возможность получения линейной регулировочной (модуляционной) характеристики.

Преобразователь второго типа может только повышать напряжение, поэтому в модуляторе на его основе используется принцип автоанодной модуляции [3], для реализации которого требуется дроссель L с очень большой индуктивностью, рассчитанной на частоты усиливаемого сигнала.

Третий преобразователь может как повышать, так и понижать напряжение. При этом индуктивность дросселя L относительно не велика, т.к. рассчитана только на тактовую частоту. Основным недостатком этого преобразователя — принципиальная нелинейность регулировочной характеристики и инверсия выходного напряжения по отношению к напряжению источника питания E .

Последний недостаток легко устраняется преобразованием схемы к виду (рис. 2а).

Здесь же представлена регулировочная характеристика этого преобразователя, которая при отсутствии потерь может быть описана выражением (1). На (рис. 2б) этой характеристике соответствует кривая 1.

$$|E_{\text{вых}}| = E \frac{\tau}{1-\tau}. \quad (1)$$

Здесь $\tau = \frac{tu}{T}$ — относительная длительность импульса тока в цепи ключа S .

Дадим этому преобразователю условное название «преобразователь с передачей энергии через индуктивный накопитель» (ПЭИН).

Как уже отмечалось выше, преобразователь ПЭИН принципиально нелинейный, причем его нелинейность, как это следует из (1) и рис. 2б, достаточно велика. Поэтому использование противосвязи здесь малоэффективно. Применение предискажений для компенсации нелинейности модуляционной характеристики также не даёт желаемых результатов, т.к. в динамическом режиме характеристика становится неоднозначной (см. кривую 2 на рис. 2б).

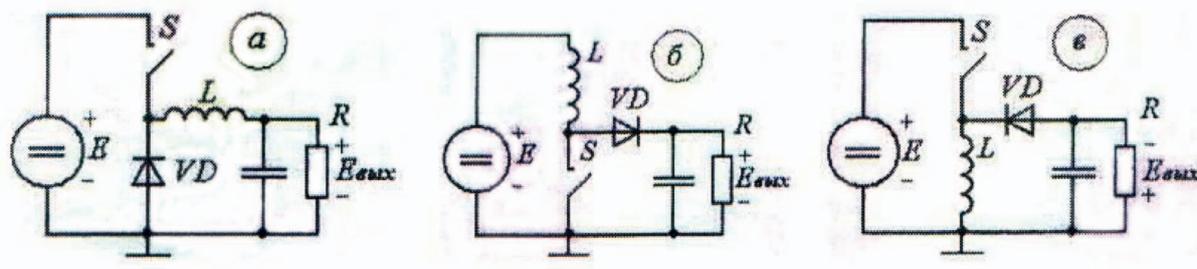


Рис. 1. Импульсные преобразователи напряжения

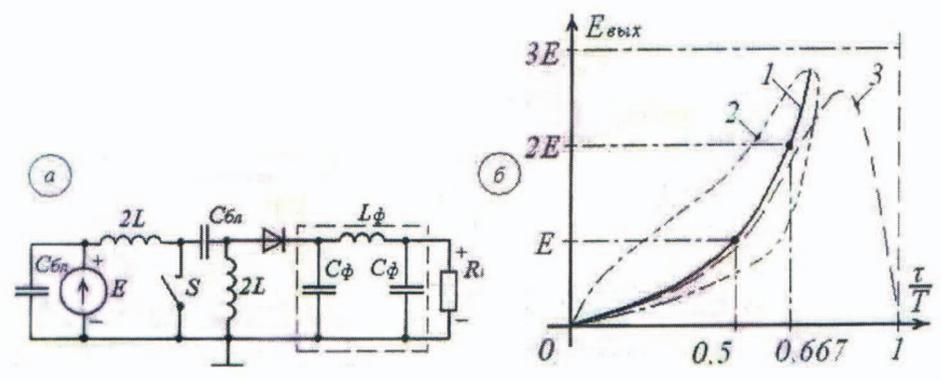


Рис. 2. Преобразователь без инверсии напряжения

Основным препятствием для получения глубокой противосвязи в усилителе класса «D» являются значительные фазовые сдвиги сигнала (запаздывание во времени) в фильтре нижних частот (ФНЧ). Компенсация задержки возможна, если замкнуть цепь обратной связи не через собственно усилитель мощности, а через его физическую модель, модуляционная характеристика которой (благодаря импульсному характеру сигнала), может достаточно точно повторить характеристику основного преобразователя. Действительно, особенностью импульсного сигнала является практически полная независимость длительности импульса от нелинейности амплитудной характеристики усилительного тракта. Поэтому форма регулировочной характеристики преобразователя (1) слабо зависит от параметров схемы и параметров предварительных импульсных усилителей.

Разумеется, такая «обратная связь» фактически ею не является, а представляет собой вариант компенсатора нелинейных искажений, в котором источником компенсирующего сигнала (с учётом всех фазовых сдвигов) служит физическая модель усилителя.

Реализация обратной связи по физической модели. Рассмотрим упрощенный вариант «обратной связи по физической модели» (ОСФМ), представленный на (рис. 3а).

Здесь Ф1, Ф2 — фильтры с идентичными характеристиками (временем задержки); ШИМ — широтно-импульсный модулятор. Основной тракт усилителя начинается с фильтра нижних частот (ФНЧ) Ф1, обеспечивающего компенсирующую задержку на время Δt . Поскольку в тракте модели усилителя также происходит задержка в выходном фильтре Ф2, сигнал, поступающий на вход сумматора ($y(t)$), практически не отличается от входного сигнала $x(t)$ по временным параметрам, но содержит в себе всю информацию о нелинейности модуляционной характеристики.

Сумматор, в качестве которого обычно используется дифференциальный усилитель, обладает односторонней проводимостью, поэтому реальных обратных связей не будет ни в основном усилителе, ни в его модели. Следовательно, в таком устройстве не возникает и проблем устойчивости (если не принимать во внимание паразитные обратные связи).

Поскольку применение ОСФМ позволяет снять проблему значительных фазовых сдвигов в кольце ОС, при дальнейшей оценке эффективности предлагаемого метода, задержку сигнала Δt положим равной нулю, и представим схему на рис. 3а в виде (рис. 3б). На этом рис. $x = (1 + u)$ — нормированный входной сигнал, где $u = \frac{u_{EX}(t)}{u_{EXMAX}}$; m — коэффициент широтно-импульсной модуляции модели усилителя; $m1$ — коэффициент широтно-импульсной модуляции усилителя ПЭИН.

Согласно (1), $y = \frac{mx}{1 - mx}$;

$$\text{и } z = \frac{m1 \cdot x1}{1 - m1 \cdot x1}, \tag{2}$$

где $x1 = x - y$; Тогда на основании (2)

$$z = \frac{m1 \cdot x \left[1 - \frac{m}{1 - mx} \right]}{1 - mx \cdot x \cdot \left[1 - \frac{m}{1 - mx} \right]}. \tag{3}$$

При использовании схемы ПЭИН в качестве мощного модулятора нормированное напряжение на его выходе $z = \frac{E_{ВЫХ}}{E_{ВЫХМАКС}}$ должно изменяться от 0 до 2 (рис. 2б).

Тогда при $x=2$, $z=2$ и, согласно (2), $m1 - x1 = = 0,667$.

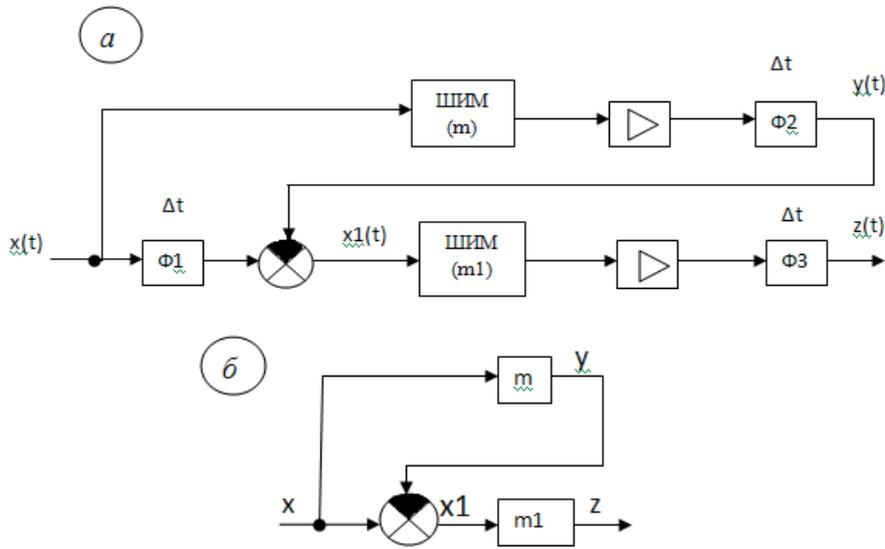


Рис. 3. Структурная схема усилителя с обратной связью по физической модели

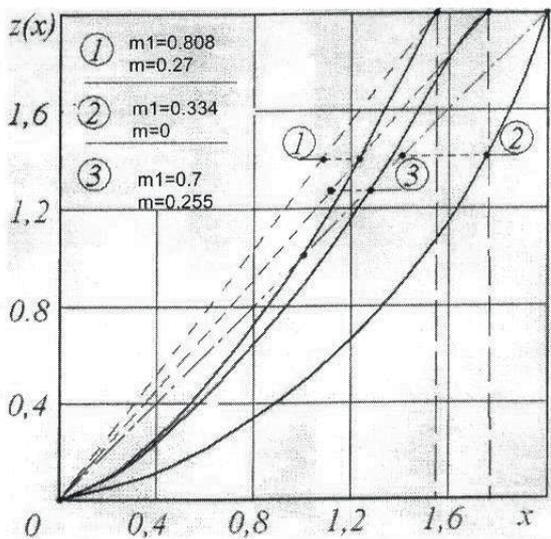


Рис. 4. Модуляционные характеристики ПЭИИ

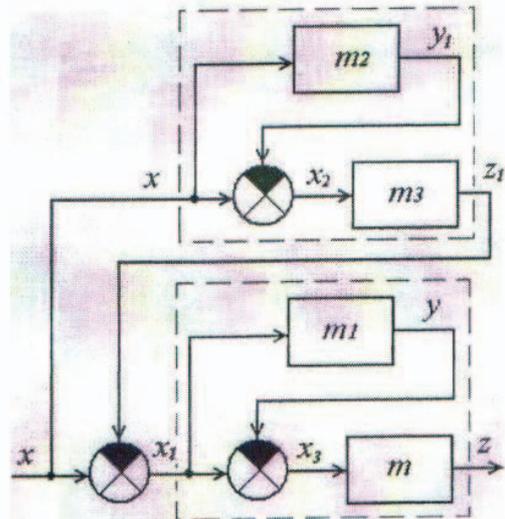


Рис. 5. Корректированный усилитель класса «D» с использованием двух физических моделей

Потребуем, чтобы при $u = -1$; $u = 0$; и $u = 1$ между z и u существовала пропорциональная зависимость, т.е.

$$m1 \cdot x1|_{u=1; z=2} = 2m1 \cdot \left[1 - \frac{m}{1-2m} \right] = 0,667 \quad (4)$$

$$m1 \cdot x1|_{u=0; z=1} = m1 \cdot \left[1 - \frac{m}{1-m} \right] = 0,5 \quad (5)$$

$$m1 \cdot x1|_{u=-1; z=0} = 0.$$

В результате имеем систему алгебраических уравнений с неизвестными m и $m1$. Её решение дает следующий результат: $m1 = 0,808$; $m = 0,27$.

Найденные значения m и $m1$ позволяют определить выходной сигнал согласно (3). На рис. 4 представлена полученная зависимость $z(x)$ для $m1 = 0,808$; $m = 0,27$. Там же приведена аналогичная характеристика при отсутствии коррекции ($m1 = 0,334$; $m = 0$). Как видно, коррекция при условиях (4) и (5) приводит к существенной компенса-

ции нелинейности модуляционной характеристики. Лучший результат удалось получить при $m1 = 0,7$; $m = 0,255$.

Для количественной оценки эффективности корректора, по методу пяти ординат был вычислен коэффициент гармоник ($Kг$) для характеристик с $m = 0$ и $m = 0,255$. Результаты вычислений дали следующий результат: в первом случае $Kг = 27,8\%$; во втором $11,5\%$. Таким образом, появилась возможность уменьшения искажений в 2,5 раза. Заметим, что в аналогичной ситуации $ООС$ менее эффективна. Так в примере, приведённом в [4], при нелинейных искажениях в 20%, использование $ООС$ с глубиной 20 дБ приводит к уменьшению искажений всего лишь до 15%.

В нашем случае, при большей нелинейности усилителя, действие корректора эквивалентно глубине противосвязи 25–30 дБ, без проблем, связанных с устойчивостью. Следует также отметить, что выражение (1) не учитывает потерь в ключевых элементах схемы модулятора ПЭИИ. С учётом потерь характеристика модулятора становится более ли-

нейной (см. кривую 3 на рис. 1а), и, соответственно, эффективнее будет действовать ОСФМ. Кроме того, линейность можно повысить и за счёт использования пусть неглубокой ООС в усилителе и его модели одновременно.

Наконец, возможна коррекция с использованием двух физических моделей, как показано на (рис. 5).

Заключение. Поскольку в нелинейных мощных усилителях класса «D» применение ООС малоэффективно, для повышения качественных показателей целесообразно использовать метод предкоррекции искажений с помощью физической модели усилителя в кольце «обратной связи». При этом удаётся решить и проблему устойчивости усилителя класса «D», т.к. реальные обратные связи фактически исключены.

Заметим также, что при большом коэффициенте усиления в основном тракте, мощность, потребляемая физической моделью, практически не отразится на энергетических показателях устройства в целом.

Библиографический список

1. Цыпкин, Я. З. Теория нелинейных импульсных систем. / Я. З. Цыпкин, Ю. С. Попков. — М.: Наука, 1973. — 416 с.

2. Источники вторичного электропитания / С. С. Букреев [и др.]. — М.: Радио и связь, 1983. — 280 с.

3. Проектирование и техническая эксплуатация радиопередающих устройств / М. А. Сиверс [и др.]. — М.: Радио и связь, 1989. — 336 с.

4. Рамм, Г. С. Электронные усилители / Г. С. Рамм. — М.: Связь, 1964. — 335 с.

МИХЕЕНКО Анатолий Михайлович, кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой радиопередающих устройств и электропитания.

АБРАМОВ Сергей Степанович, кандидат технических наук, доцент кафедры радиопередающих устройств и электропитания.

АБРАМОВА Евгения Сергеевна, инженер-исследователь кафедры радиопередающих устройств и электропитания.

Адрес для переписки: 630102, г. Новосибирск, ул. Кирова, 86.

Статья поступила в редакцию 14.05.2012 г.

© А. М. Михеенко, С. С. Абрамов, Е. С. Абрамова

УДК 621.396(075)

В. Ф. ПОПОВ

Омский государственный
технический университет

ОЦЕНКА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИ РАЗНЕСЕННОМ ПРИЕМЕ В КАНАЛЕ С ЗАМИРАНИЯМИ ПО ЗАКОНУ НАКАГАМИ И КОГЕРЕНТНО ВЕСОВОМ СЛОЖЕНИИ СИГНАЛОВ

Статья посвящена проблеме оценки качества разнесенного приема с когерентным весовым сложением сигналов неоднородных ветвей разнесения по алгоритму Бреннана в канале с замираниями по закону Накагами. Получены формулы для оценки вероятности ошибок приема двоичных сигналов ОФМ на выходе схемы комбинирования независимых ветвей разнесения, однородных и неоднородных по глубине замираний сигнала и отношению сигнал/шум, на основе которых оценена эффективность схемы при стационарных помехах.

Ключевые слова: разнесенный прием, помехоустойчивость, вероятность ошибок, глубина замираний сигнала, характеристическая функция.

Известный [1–3] алгоритм когерентного весового линейного сложения сигналов ветвей разнесения по Бреннану обеспечивает максимум отношения сигнал/шум (ОСШ) на выходе схемы комбинирования сигналов и наилучшее ослабление влияния замираний сигнала на качество связи. При этом «локальное» ОСШ (среднее на нескольких периодах ВЧ колебания) на выходе схемы комбинирования (при сложении с весом $a_i = r_i^*/N_i$ сигналов i -х ветвей разнесения) равно:

$$h = \sum_{i=1}^n |r_i|^2 / 2N_i = \sum_{i=1}^n R_i^2 / 2N_i = \sum_{i=1}^n h_i, \quad (1)$$

где r_i — комплексная огибающая сигнала в i -ой из n ветвей разнесения на входе схемы комбинирования; r_i^* — комплексносопряженная огибающая сигнала; N_i — среднее значение мощности аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) в i -ой ветви разнесения.

Для модели Релея общих замираний огибающей сигнала в многолучевом канале связи с независимыми однородными по замираниям и АБГШ ветвями разнесения и комбинированием сигналов ветвей по Бреннану, известны [4] вероятности ошибок поэлементного автокорреляционного приема (АКП) и некогерентного приема (НП) ортогональных в усиленном смысле (ОУС) двоичных сигналов с активной паузой, например, ОФМ:

$$P_{ош.н} = 0,5/(1+H)^n; P_{ош.н} = 0,5/(1+H/2)^n, \quad (2)$$

где $H_i = H$ среднее по замираниям ОСШ в i -ой ветви разнесения.

Эти вероятности позволяют оценить эффективность линейного весового сложения по Бреннану сигналов независимых однородных ветвей разнесения и произвести расчет помехоустойчивости системы связи в целом.

Однако на практике имеет место модель канала связи [1, 5], при которой общие замирания огибающей R_i многолучевого сигнала в ветви разнесения аппроксимируют двухпараметрическим законом Накагами (m -распределением), характеризующем более глубокие замирания, чем при известной модели Релея. Кроме того, ветви разнесения часто могут быть неоднородными как по параметру глубины замираний сигнала, так и по параметру ОСШ, например, при станционных помехах.

Поэтому актуальной является оценка вероятности ошибок поэлементного АКП и НП ОУС двоичных сигналов ОФМ при разнесенном приеме со сложением по Бреннану сигналов независимых ветвей разнесения с замираниями сигнала по закону Накагами, в том числе неоднородных как по глубине замираний сигнала, так и по уровню АБГШ.

Известно, что при замираниях огибающей сигнала по закону Накагами распределение квадрата огибающей «несущей» R_i^2 в (1) описывается одномерным законом двухпараметрического гамма-распределения, который при обозначении $R_i^2 = x_i$ имеет вид:

$$W_1(x_i/\Omega_i, m_i) = \frac{1}{\Gamma(m_i)} \left(\frac{m_i}{\Omega_i}\right)^{m_i} \times \\ \times x_i^{(m_i-1)} \exp\left(-\frac{m_i}{\Omega_i} x_i\right), \\ x_i \geq 0, \quad (3)$$

где $\Omega_i = M[R_i^2] = M[x_i]$ — параметр средней мощности огибающей сигнала i -ой ветви разнесения;

— параметр глубины замираний огибающей сигнала i -ой ветви разнесения;

$M[\cdot]$ — символ математического ожидания;

$\Gamma(m_i)$ — гамма-функция.

а) Рассмотрим разнесенный прием с ветвями разнесения, однородными по глубине замираний огибающей сигнала и по уровню АБГШ, т.е. $N_i = N$.

В этом случае «локальное» ОСШ в i -ой ветви разнесения равно

$$h_i = R_i^2/2N = (x_i/2N),$$

а среднее ОСШ равно

$$H_i = M[h_i] = M[R_i^2]/2N = M[x_i]/2N = \Omega_i/2N,$$

откуда $\Omega_i = H_i/2N$.

Согласно выше приведенным обозначениям, найдем одномерную плотность вероятностей (ПВ)

для «локального» ОСШ h_i в i -ой ветви, используя метод функционального преобразования случайной величины (СВ) $x = h_i \cdot 2N$ с распределением (3):

$$W_1(h_i) = W_1[x_i = 2Nh_i] |dx_i/dh_i|.$$

В результате получим ПВ «локального» ОСШ в i -ой ветви:

$$W_1(h_i) = \frac{m^m}{\Gamma(m)} \left(\frac{h_i}{H_i}\right)^{m-1} \times \frac{1}{H_i} \exp\left(-m \frac{h_i}{H_i}\right), \\ h_i \geq 0, \quad (4)$$

которая при $m = 1$ совпадает с аналогичным распределением [2, с. 243] при модели замираний огибающей сигнала по закону Релея.

Для определения ПВ суммы (1) на выходе схемы комбинирования найдем характеристическую функцию (ХФ) для ПВ (4), согласно преобразованию Фурье:

$$\theta_{h_i}(v) = M[e^{jv h_i}] = \int_{-\infty}^{\infty} W_1(h_i) \cdot e^{jv h_i} dh_i. \quad (5)$$

Подставляя (4) в (5) и используя табличный интеграл [6, (3.351.3)]

$$\int_0^{\infty} x^n e^{-ax} dx = \frac{\Gamma(n+1)}{a^{(n+1)}}, \text{Re} a > 0, \quad (6)$$

где $n = (m-1)$, $a = (m/H - jv)$; $x \leftrightarrow h$; $\Gamma(n+1) = n \cdot \Gamma(n)$, получим ХФ для i -ой ветви разнесения (с параметрами $m_i = m$, $H_i = H$) в виде:

$$\theta_{h_i}(v) = \frac{m^m (m/H - jv)^{-m}}{H^m}. \quad (7)$$

Полагая замирания в n ветвях разнесения независимыми и однородными, найдем выражение для ХФ суммы (1) на выходе схемы комбинирования, используя свойства ХФ:

$$\theta_h(v) = \prod_{i=1}^n \theta_{h_i}(v) = \frac{m^{mn} (m/H - jv)^{-mn}}{H^{mn}}. \quad (8)$$

Применяя обратное преобразование Фурье к ХФ (8), найдем одномерную ПВ СВ h , т.е. суммы (1) ОСШ на выходе схемы комбинирования сигналов:

$$W_1(h) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \theta_h(v) \cdot \exp(-jvh) dv = \\ = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{m^{mn}}{H^{mn}} \left(\frac{m}{H} - jv\right)^{-mn} \cdot \exp(-jvh) dv.$$

Используя табличный интеграл [6, (3.382.7)]

$$\int_{-\infty}^{\infty} (\beta - jx)^{-a} \cdot \exp(-jpx) dx = \frac{2\pi p^{(a-1)}}{\Gamma(a)} e^{(-\beta p)}, \\ p > 0, \text{Re} \beta, \beta > 0$$

получим ПВ

$$W_1(h) = \frac{m^{mn}}{H^{mn} \cdot \Gamma(m \cdot n)} \cdot h^{(mn-1)} \cdot \exp(-mh/H), \\ h > 0. \quad (9)$$

При $m=1$ это распределение совпадает с одномерной ПВ хи-квадрат с $n_1 = (2n)$ степенями свободы [1, 2] при модели замираний огибающей сигнала ветвях разнесения по закону Релея.

Аналогичные (2) средние вероятности ошибок поэлементного приема двоичных ОУС сигналов на выходе схемы комбинирования по Бреннану при замираниях огибающей сигнала в однородных ветвях разнесения по закону Накагами найдем усреднением по распределению (9):

$$P_{ош.н} = \int_0^{\infty} P_{ош}(h) W_1(h) dh, \quad (10)$$

где $P_{ош}(h)$ — вероятность ошибки поэлементного приема сигнала при АБГШ.

При АКП приеме ОУС двоичных сигналов ОФМ

$$P_{ош.н}(h) = 0,5 \exp(-h), \quad (11)$$

а средняя вероятность ошибки (10) с учетом табличного интеграла (6) равна

$$P_{ош.н}(h) = 0,5 / (1 + H/m)^{mn}. \quad (12)$$

При НП ОУС двоичных сигналов ОФМ

$$P_{ош.н}(h) = 0,5 \exp(-h/2), \quad (13)$$

а средняя вероятность ошибки (10) равна

$$P_{ош.н}(h) = 0,5 / (1 + H/2m)^{mn}. \quad (14)$$

При $m=1$ выражения (12) и (14) совпадают с соответствующими выражениями (2). Выражение (14) при $n=1$ (одиночном приеме) совпадает с известным [7, с. 98] выражением вероятности ошибки при НП и общих замираниях огибающей ОУС ОФМ по закону Накагами.

б) Рассмотрим разнесенный прием с ветвями разнесения, неоднородными по глубине замираний t_i огибающей сигнала и по уровню АБГШ N_i .

Полагая ХФ для i -ой ветви разнесения равной (7) с параметрами m_i, H_i , найдем одномерную ХФ суммы (1) для n независимых ветвей разнесения в виде:

$$\theta_{1h}(v) = M\{e^{jv(h_1, h_2, \dots, h_i, \dots, h_n)}\} = \prod_{i=1}^n \theta_{1h_i}(v), \quad (15)$$

которая для двух ($n=2$) неоднородных ветвей разнесения равна

$$\theta_{1h}(v) = A_1(m_1/H_1 - jv)^{-m_1} \cdot A_2(m_2/H_2 - jv)^{-m_2}, \quad (16)$$

где $A_1 = m_1^{m_1}/H_1^{m_1}$; $A_2 = m_2^{m_2}/H_2^{m_2}$

В этом случае одномерную ПВ суммы (1) представим в виде:

$$W_1(h) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \theta_{1h}(v) \cdot \exp(-jvh) dv =$$

$$\frac{A_1 A_2}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} (m_1/H_1 - jv)^{-m_1} (m_2/H_2 - jv)^{-m_2} \cdot \exp(-jvh) dv.$$

Используя табличный интеграл [6, (3.384.7)]

$$\int_{-\infty}^{\infty} (\beta - jx)^{-\mu} \cdot (\gamma - jx)^{-k} \exp(-jpx) dx =$$

$$= \frac{2\pi e^{-\beta p} \cdot p^{(\mu+k-1)}}{\Gamma(\mu+k)} \cdot \Phi[k; \mu+k; (\beta-\gamma) \cdot p], \quad (17)$$

который при $p \leq 0$ равен нулю, где $p > 0$; $Re \beta, \gamma > 0$; $Re(\mu+k) > 1$; $\Phi[a; b; c]$ — вырожденная гипергеометрическая функция, получим одномерную ПВ суммы ОУС на выходе схемы комбинирования по Бреннану двух неоднородных ветвей разнесения:

$$W_1(h) = \left(\frac{m_1}{H_1}\right)^{m_1} \left(\frac{m_2}{H_2}\right)^{m_2} \frac{h^{(m_1+m_2-1)}}{\Gamma(m_1+m_2)} \cdot e^{-(m_1/H_1)h} \times \\ \times \Phi[m_2; (m_1+m_2); \left(\frac{m_1}{H_1} - \frac{m_2}{H_2}\right)h]. \quad (18)$$

Уместно отметить, что если воспользоваться известным разложением вырожденной гипергеометрической функции в ряд [6, (9.210.1)]

$$\Phi(\alpha, \gamma, z) = 1 + \frac{\alpha}{\gamma} z + \frac{\alpha(\alpha+1)}{\gamma(\gamma+1)} z^2 / 2! + \dots, \quad (19)$$

который при $z=0$ равен 1, то выражение ПВ (18) при однородных ветвях разнесения (т.е. $(m_1/H_1 - m_2/H_2) = 0$) совпадает с распределением (9) для однородных ветвей при $n=2$.

Найдем оценку средней вероятности ошибки (10) для АКП и НП ОУС двоичных сигналов ОФМ при неоднородных двух ветвях разнесения и ПВ (18). Воспользовавшись двумя первыми членами ряда (19), где $\alpha = m_2$, $\gamma = (m_1 + m_2)$, $z = (m_1/H_1 - m_2/H_2)h$, получим аппроксимацию ПВ (18) в виде:

$$W_1(h) \approx \frac{A_1 A_2}{\Gamma(m_1+m_2)} \cdot h^{(m_1+m_2-1)} \exp(-m_1 h / H_1) \times \\ \times \left[1 + \frac{m_2}{(m_1+m_2)} \cdot \left(\frac{m_1}{H_1} - \frac{m_2}{H_2}\right)h\right]. \quad (20)$$

Найдем $P_{ош.1}$ для АКП и первого слагаемого аппроксимации в (20):

$$P_{ош.1} = \frac{A_1 A_2}{\Gamma(m_1+m_2)} \cdot \frac{1}{2} \int_0^{\infty} h^{(m_1+m_2-1)} \times \\ \times \exp[-(m_1/H_1 + 1)h] dh,$$

которая с учетом табличного интеграла (6) равна:

$$P_{ош.1} \approx 0,5 (H_1/H_2)^{m_2} \cdot (m_1/(m_1+H_1))^{m_1} \times \\ \times (m_2/(m_1+H_1))^{m_2} \quad (21)$$

и для однородных ветвей гауссовского канала ($m=1$) совпадает с вероятностью ошибки АКП (2) при $n=2$.

Найдем $P_{ош.2}$ для АКП и второго слагаемого аппроксимации в (20):

$$P_{ош.2} \approx \frac{1}{2} \frac{A_1 A_2}{\Gamma(m_1+m_2)} \cdot \frac{m_2(H_2 m_1 - m_2 H_1)}{(m_1+m_2) H_1 H_2} \int_0^{\infty} h^{(m_1+m_2)} \times \\ \times \exp[-(m_1/H_1 + 1)h] dh,$$

которая с учетом табличного интеграла (6) равна:

$$P_{ош.2} \approx 0,5 (H_1/H_2)^{m_2} \cdot (m_1/(m_1+H_1))^{m_1} \times \\ \times (m_2/(m_1+H_1))^{(m_2+1)} \cdot (m_1 H_2 - m_2 H_1) / H_2$$

В результате оценка средней вероятности ошибки поэлементного приема ОУС сигналов ОФМ при

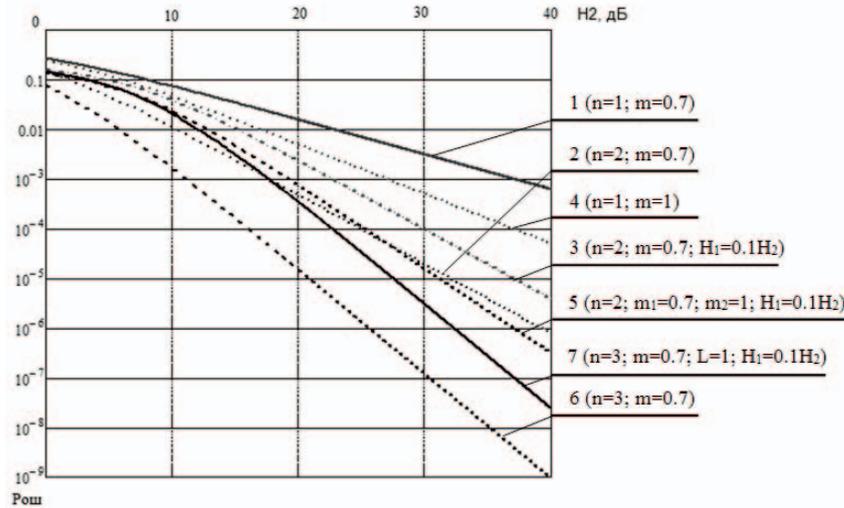


Рис. 1. Оценки зависимости средней вероятности ошибок поэлементного автокорреляционного приема сигналов двоичной ОФМ при одиночном и разнесенном приеме с комбинированием ветвей разнесения по алгоритму Бреннана при независимых замираниях сигнала в ветвях по закону Накагами:
 1, 4 — одиночный прием; 2, 6 — двоянный, строенный при однородных ветвях;
 3, 7 — двоянный, строенный при неоднородных ветвях по параметру ОСШ (H_1);
 5 — двоянный при неоднородных ветвях по параметрам H_1 и m_1 .

АКП на выходе схемы комбинирования по Бренна- нудвух неоднородных ветвей разнесения с замира- ниями огибающей сигнала ветви по закону Накага- ми равна:

$$P_{ош.n=2} \approx P_{ош.1} + P_{ош.2} = 0,5(H_1 / H_2)^{m_2} \times (m_1 / (m_1 + H_1))^{m_1} \cdot (m_2 / (m_1 + H_1))^{m_2} \times [1 + \frac{m_2(m_1 H_2 - m_2 H_1)}{H_2(m_1 + H_1)}] \quad (22)$$

Особый интерес для практики связи имеет оцен- ка средней вероятности ошибки АКП или НП при $n > 2$ неоднородных ветвей разнесения, например, в случае поражения части ветвей стационарными по- мехами при разнесении ветвей по частоте. Эта за- дача имеет решение, когда l из n независимых вет- ветвей являются однородными с параметрами m_1, H_1 , а $(n - l)$ ветвей являются также однородными, но с параметрами m_2, H_2 .

В этом случае, согласно (7), (8), (15), одномерную ХФ суммы (1) n неоднородных ветвях разнесения можно записать в виде:

$$\theta_{1h}(v) = A_l (m_1 / H_1 - jv)^{-lm_1} \cdot A_{(n-l)} (m_2 / H_2 - jv)^{-(n-l)m_2}, \quad (23)$$

где $A_l = m_1^{lm_1} / H_1^{lm_1}$, $A_{(n-l)} = m_2^{(n-l)m_2} / H_2^{(n-l)m_2}$, а одномерную ПВ в виде:

$$W_1(h) = \left(\frac{m_1}{H_1}\right)^{lm_1} \left(\frac{m_2}{H_2}\right)^{(n-l)m_2} \cdot \frac{h^{[lm_1+(n-l)m_2-1]}}{\Gamma(lm_1+(n-l)m_2)} \cdot e^{-(m_1/H_1)h} \times \Phi\{(n-l)m_2; [lm_1+(n-l)m_2]; (\frac{m_1}{H_1} - \frac{m_2}{H_2})h\}. \quad (24)$$

Оценка средней вероятности ошибок (10) АКП для первого из трех слагаемого аппроксимации (19) с учетом табличного интеграла (6) равна:

$$P_{ош.1,n} = \frac{1}{2} \left(\frac{H_1}{H_2}\right)^{(n-l)m_2} \cdot \left(\frac{m_1}{m_1+H_1}\right)^{lm_1} \cdot \left(\frac{m_2}{m_1+H_1}\right)^{(n-l)m_2}.$$

Оценка средней вероятности ошибки АКП для второго слагаемого аппроксимации (19) с учетом табличного интеграла (6) равна:

$$P_{ош.2,n} = \frac{1}{2} \left(\frac{m_1}{m_1+H_1}\right)^{lm_1} \left(\frac{m_2}{m_1+H_1}\right)^{(n-l)m_2} \times \left(\frac{H_1}{H_2}\right)^{(n-l)m_2} \cdot \frac{(n-l)m_2 \cdot (m_1 H_2 - m_2 H_1)}{H_2(m_1+H_1)}.$$

Соответственно, оценка средней вероятности ошибки АКП для третьего слагаемого аппроксима- ции (19) с учетом табличного интеграла (6) равна:

$$P_{ош.3,n} = \frac{1}{2} \left(\frac{m_1}{m_1+H_1}\right)^{lm_1} \left(\frac{m_2}{m_1+H_1}\right)^{(n-l)m_2} \left(\frac{H_1}{H_2}\right)^{(n-l)m_2} \cdot \frac{(n-l)m_2 \cdot (m_1 H_2 - m_2 H_1)}{H_2(m_1+H_1)} \times \frac{1}{2} \left[\frac{(n-l)m_2 + 1}{H_2(m_1+H_1)} \right] \cdot (m_1 H_2 - m_2 H_1).$$

В результате средняя вероятность ошибки по- элементного АКП ОУС сигналов ОФМ-2 при не- однородных независимых ветвях разнесения с за- мираниями огибающей сигнала ветви по закону Накагами и комбинированием ветвей разнесения по Бреннану (1) определяется выражением:

$$P_{ош.n} \approx \frac{1}{2} \left(\frac{H_1}{H_2}\right)^{(n-l)m_2} \left(\frac{m_1}{m_1+H_1}\right)^{lm_1} \left(\frac{m_2}{m_1+H_1}\right)^{(n-l)m_2} \times \left\{ 1 + \frac{(n-l)m_2 \cdot (m_1 H_2 - m_2 H_1)}{H_2(m_1+H_1)} \times \left[1 + \frac{1}{2} \left[\frac{(n-l)m_2 + 1}{H_2(m_1+H_1)} \right] (m_1 H_2 - m_2 H_1) \right] \right\}, \quad (25)$$

где $l \leq n$ ветвей с однородными параметрами m_1, H_1 , а $(n - l)$ с однородными параметрами m_2, H_2 .

При НП средняя вероятность ошибки определя- ется также выражениями (22) и (25) при замене H_i на $H_i / 2$, где $i = 1, 2$.

Следует отметить, что выражение оценки средней вероятности ошибки (25) определяет структуру выражения этой оценки при учете большего числа членов ряда (19). Вместе с тем выражение (25) является общим выражением оценки эффективности систем связи без разнесения и с разнесенным приемом в канале с замираниями по закону Накагами и комбинированием независимых ветвей разнесения по Бреннану, находящихся в различных состояниях. Например, при АКП ОУС сигналов двоичной ОФМ выражение (25):

— позволяет при $n=1$, $m_1=m_2=m$, $H_1=H_2=H$ оценить помехоустойчивость системы связи при одиночном приеме в канале с общими замираниями по закону Накагами или Релея ($m=1$)

$$P_{\text{ош.}} = 0,5[m/(m+H)]^m;$$

— при n однородных ветвях разнесения с параметрами $m_1=m_2=m$, $H_i=H$, $i=1,2$, $n=1$ совпадает с оценкой (12);

— при $n=2$ неоднородных ветвях разнесения с параметрами ($l=1$, m_1 , m_2 , H_1 , H_2) совпадает с оценкой (22).

Оценки зависимости средней вероятности ошибок поэлементного АКП ОУС двоичных сигналов ОФМ от параметров m_i и H_i , рассчитанные по выражению (25) для одиночного и разнесенного приема при различных состояниях ветвей разнесения, представлены на рис. 1.

Графики (рис. 1) позволяют оценить эффективность когерентного весового сложения сигналов однородных и неоднородных ветвей разнесения по алгоритму Бреннана. Например, согласно графикам 1, 2, 3 и 6, 7 помехоустойчивость разнесенного приема, при поражении одной ($l=1$) ветви разнесения стационарной помехой с десятикратным по отношению к другим ветвям уровнем мощности, уменьшается, но остается выше, чем при $(n-1)$ ветвях. Вместе с тем, на основании графиков 3 и 5, это снижение помехоустойчивости существенно зависит от глубины замираний сигнала в неоднородных ветвях разнесения, которая может компенсировать (при достаточных значениях m_i) воздействие стационарной помехи в других ветвях.

Таким образом, схема когерентного весового комбинирования сигналов реализует функции блока защиты от стационарных помех, ослабляет влияние глубоких замираний сигнала и обеспечивает максимальное ОСШ на выходе и соответственно меньшую вероятность ошибок (25) при приеме.

Результаты статьи имеют практическое значение для проектировщиков систем ВЧ радиосвязи, НИИ Омского региона и других регионов РФ.

Библиографический список

1. Прокис, Дж. Цифровая связь / Дж. Прокис ; пер. с англ. под ред. Д. Д. Кловского. — М. : Радио и связь, 2000. — 797 с.
2. Связь с подвижными объектами в диапазоне СВЧ / Под ред. У. К. Джейкса : пер. с англ. ; под ред. М. С. Ярлыкова, М. В. Черныкова. — М. : Связь, 1979. — 520 с.
3. Уильям К. Ли. Техника подвижных систем связи / Уильям К. Ли ; пер. с англ. под ред. И. М. Пышкина. — М. : Радио и связь, 1985. — 392 с.
4. Майстренко, В. А. Статистические методы приема и обработки сигналов в системах радиосвязи. Руководство к решению задач / В. А. Майстренко, В. Ф. Попов. : учеб. пособие. — Омск : ОМГТУ, 2009. — 119 с.
5. Долуханов, М. П. Флуктуационные процессы при распространении радиоволн / М. П. Долуханов. — М. : Связь, 1971. — 350 с.
6. Градштейн, И. С. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений / И. С. Градштейн, И. М. Рыжик. — М. : Физматгиз, 1962. — 1118 с.
7. Коржик, В. И. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений / В. И. Коржик, Л. М. Финк, К. Н. Щелкунов — М. : Радио и связь, 1981. — 232 с.

ПОПОВ Валерий Фёдорович, кандидат технических наук, доцент кафедры «Средства связи и информационная безопасность».

Адрес для переписки: e-mail: rica2005@mail.ru

Статья поступила в редакцию 04.06.2012 г.

© В. Ф. Попов

Книжная полка

621.372/К12

Каганов, В. И. Радиотехнические цепи и сигналы. Компьютеризированный курс [Текст] : учеб. пособие для вузов по направлению «Радиотехника» / В. И. Каганов. — М. : ФОРУМ. — [Б. м.] : ИНФРА-М, 2012. — 431 с. : рис., табл. — (Высшее образование).

В учебном пособии изложен материал по большинству разделов вузовской программы одноименного курса. Рассматриваются основы теории по передаче и приему сообщений с помощью радиосигналов, по спектральной теории сигналов и их генерированию, усилению, преобразованию, модуляции, детектированию, демодуляции и обработке. Излагается теория радиоэлектронных линейных, нелинейных и параметрических цепей аналогового и цифрового типа. Приведено 100 программ на основе универсального математического пакета программ Mathcad по большинству разделов дисциплины, позволяющих с помощью компьютера анализировать и рассчитывать радиотехнические цепи и сигналы.

МОДЕЛЬ СОБСТВЕННЫХ КОЛЕБАНИЙ СДВИГА ПО ТОЛЩИНЕ ДЛЯ ПЬЕЗОКВАРЦЕВЫХ ПЛАСТИН РЕЗОНАТОРОВ ОДНО- И ДВУХПОВОРОТНЫХ СРЕЗОВ

В статье описывается численно-аналитическое моделирование толщинно-сдвиговых колебаний пьезокварцевых пластин резонатора. Модель применима для кварцевых резонаторов одноповоротных и двухповоротных срезов, позволяет исследовать частотные свойства и активность мод сдвиговых колебаний по толщине в зависимости от среза кварца, формы пластины, расположения и формы электродов при различных температурах. Графическое решение модели показывает области локализации колебаний.

Ключевые слова: кварцевый резонатор, модель колебаний, колебания сдвига по толщине, термочувствительная мода, активность ангармонической моды.

Основным компонентом широко используемых кварцевых генераторов являются кварцевые резонаторы. Известно, что в кварцевых резонаторах помимо возбуждения колебания на рабочей частоте могут возбуждаться другие моды колебаний, являющиеся, так же как и рабочее колебание, неотъемлемым физическим свойством кварцевой пластины конкретной формы, размеров и углов среза [1–3]. Нерабочие моды, являются основной причиной появления возмущений в АЧХ кварцевых резонаторов. Это приводит к появлению дополнительных шумов в выходных сигналах генераторов и затрудняет использование таких резонаторов в фильтрах. Акустическая связь между модами может послужить причиной провалов активности рабочей моды. Исследование активности мод в зависимости от конструкции резонатора является актуальной задачей. Вопросам построения и апробации численно-аналитической модели толщинно-сдвиговых колебаний кварцевого резонатора посвящена предлагаемая работа.

Аналитические методы решения задачи определения собственных частот колебаний пьезопластины, разработанные Тирстенем и Стивенсоном [1, 2], не всегда позволяют обеспечить необходимую точность расчетов из-за принятых в них допущениях; кроме того, в расчетные формулы входят величины, определение которых также весьма трудоемко. Известны попытки численного расчета собственных частот колебаний [3], но используемая там сетка метода конечных элементов является довольно грубой, что характерно для объемных задач при стандартных объемах памяти персональных компьютеров.

В работе применены аналитические формулы для формирования уравнений зависимости компонента амплитуды колебаний от координат на поверхности пьезопластины, которые затем решаются численным методом. Анализируя аналитические вы-

ражения, через разложение их в ряды и анализируя степень влияния членов ряда на конечный результат численного расчёта, можно построить модель достаточной точности с приемлемым временем расчёта. От трёхмерной задачи можно перейти к двумерной, задав изменение по одной из координат уравнением поверхности пластины резонатора в виде зависимости её толщины от двух оставшихся координат. При таком подходе расчетная сетка конечных элементов достаточно плотная, что позволяет получать решение с достаточной точностью. Погрешности расчетов при этом в основном определяются адекватностью аналитической модели.

Для построения и расчёта модели необходимо предварительно выбрать углы среза кварцевой пластины резонатора, толщину пластины в центре и температуру, при которой необходимо рассчитать частоты колебаний. Значения констант кварца, необходимые для расчетов, приведены в [4]. Учитывая температурные коэффициенты первого, второго и третьего порядков для констант упругости, коэффициентов теплового расширения, пьезоэлектрических констант и величины диэлектрической проницаемости, можно рассчитать соответствующие материальные константы и толщину в центре пьезопластины для выбранной температуры. Далее, используя правила преобразования тензоров, можно вычислить компоненты тензоров материальных констант в повернутой системе координат, соответствующей выбранным углам среза пьезокварцевой пластины относительно кристаллографических осей кварца [5, 6]. Вышеописанные действия удобнее всего оформить в виде программы, например, в среде MatCAD, и далее использовать при любых заданных значениях температуры, углов среза и толщины пьезопластины. После проведенных предварительных расчетов получаем данные для моделирования собственных колебаний кварцевой пластины.

Рассмотрим один из возможных путей формирования аналитической модели собственных колебаний пьезокварцевой пластины. Стоячую волну (моду) основного резонанса толщинно-сдвигового колебания можно получить сложением двух бегущих в противоположные направления волн вида:

$$\begin{aligned} U_{1y}(y,t) &= A_y \cdot \cos[\omega \cdot (t + y/v)] = A_y \cdot \cos(\omega \cdot t + \xi \cdot y) \\ U_{2y}(y,t) &= -A_y \cdot \cos[\omega \cdot (t - y/v)] = -A_y \cdot \cos(\omega \cdot t - \xi \cdot y), \end{aligned} \quad (1)$$

где A_y — амплитуда колебания падающей волны (зависит от координат X и Z), ω — круговая частота, v — скорость распространения волны в пластине, ξ — волновой коэффициент (коэффициент распространения), являющийся пространственным аналогом круговой частоты.

Таким образом, стоячая волна:

$$\begin{aligned} U_y(y,t) &= U_{1y}(y,t) + U_{2y}(y,t) = \\ &= (-2 \cdot A_y \cdot \sin(\omega \cdot t)) \cdot \sin(\xi_n \cdot y) \end{aligned} \quad (2)$$

Для анализа пространственных амплитуд смещений достаточно записать выражение в виде: $U_y = A_{yn} \cdot \sin(\xi_n \cdot y)$, где максимальная амплитуда смещений частиц кварцевой пластины равна

$$A_{yn} = \left| -2A_y \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \right|, \quad n = 1, 3, 5, \dots$$

В качестве расчетной системы координат будем использовать систему координат пьезопластины: ось X будет направлена вдоль длины пластины, ось Y — вдоль ее толщины, а ось Z — вдоль ширины. Будем использовать стандартную нумерацию осей координат, при которой ось X имеет номер 1, Y — 2, и Z — 3.

Обозначим для произвольной точки на поверхности пьезопластины амплитуды компонент смещений частиц среды через A_i ($i = 1..3$), а толщину пластины в данной точке обозначим через h . В плоских резонаторах используют полуволновые размеры пьезоэлемента, у которого в направлении частотного размера укладывается целое нечётное n число полуволн $\xi_n \cdot h = n \cdot \pi$. В линзовых пьезоэлементах это равенство выполняется уже не во всех точках, поскольку толщина резонатора уже не является константой.

Для заданного номера гармоники n с учетом принятых обозначений можно записать следующее выражение для компонент смещений частиц среды U_i :

$$U_i = A_i \sin(\xi_i \cdot y), \quad (3)$$

где $\xi_i = n\pi/h + \eta_i$, n — номер гармоники, η_i — неизвестная малая добавка к коэффициенту распространения, необходимая для обеспечения граничных условий на поверхности резонатора.

При малых изменениях толщины пластины, когда произведение $\eta_i \cdot y$ намного меньше единицы, на поверхности пластины (где $y = h/2$) можно использовать следующие приближенные соотношения:

$$\begin{aligned} \sin(\xi_i \cdot h/2) &\approx -(-1)^{(n+1)/2}, \\ \cos(\xi_i \cdot h/2) &\approx \eta_i \cdot (h/2) \cdot (-1)^{(n+1)/2}. \end{aligned} \quad (4)$$

Можно также пренебречь синхронным изменением знака выражений (4) при изменении номера гармоники и упростить выражения:

$$\sin(\xi_i \cdot h/2) \approx 1, \quad \cos(\xi_i \cdot h/2) \approx -\eta_i \cdot h/2. \quad (5)$$

Для каждой точки пьезокварцевой пластины можно записать выражения для шести компонент относительной деформации: $r_1 = dU_x/dx$, $r_2 = dU_y/dy$, $r_3 = dU_z/dz$, $r_4 = dU_y/dz + dU_z/dy$, $r_5 = dU_z/dx + dU_x/dz$, $r_6 = dU_y/dx + dU_x/dy$. Для краткости записи применим следующее обозначение: символы, расположенные в индексе после запятой, обозначают частную производную этой величины по соответствующей координате, например $dU_y/dx = U_{2,1}$. Тогда амплитуды деформаций можно записать в виде:

$$r = \{U_{1,1} - \eta_2, U_{3,3}, U_{2,3} - \eta_3, U_{3,1} + U_{1,3}, U_{2,1} - \eta_1\}^T. \quad (6)$$

Компоненты тензора напряжений определяются по формуле: $T_p = \hat{C}_{pq} r_q$, где \hat{C}_{pq} — тензор эффективных коэффициентов упругости кварца в системе координат пьезопластины (с учетом пьезоэффекта). Здесь и далее при обозначении индексов будем использовать следующее правило имен: индексы с именами i, j, k принимают значения от 1 до 3, а индексы с именами p, q принимают значения от 1 до 6.

С учетом сделанных приближений, для механически свободной пьезокварцевой пластины, не имеющей свободных электрических зарядов, основное уравнение формы колебаний моды вдоль поверхности, разрешённое относительно амплитуд U_i и амплитуд напряжений, для собственных частот толщинно-сдвиговых колебаний может быть записано в виде:

$$T_{i1,1} + T_{i3,3} + \hat{C}_{p2} \Lambda_p + \rho \omega^2 U_i = 0, \quad (7)$$

где ω — собственная угловая частота моды, ρ — плотность кварца, а тензор Λ , характеризующий градиент деформации, с учетом приближений (5) определяется выражениями:

$$\begin{aligned} \Lambda = - \{ &\eta_{1,1}, \alpha U_2, \eta_{3,3}, \eta_{2,3} + \alpha U_3, \eta_{3,1} + \\ &+ \eta_{1,3}, \eta_{2,1} + \alpha U_1 \}^T, \end{aligned} \quad (8)$$

где $\alpha = (n \cdot \pi / h)^2$.

Из уравнений (7) с использованием выражений (6) и (8) формируется система дифференциальных уравнений относительно амплитуд смещений. Ниже, для примера, приведена система уравнений, полученная описанным способом.

$$\begin{aligned} \frac{T_{11}}{dx} + \frac{T_{13}}{dz} + c_{16} \left(-\frac{dU_1}{dxdy} \right) + c_{26} U_2 \left(\frac{n\pi}{h} \right)^2 + \\ + c_{36} \left(-\frac{dU_3}{dzdy} \right) + c_{46} \left(-\frac{dU_2}{dzdy} - U_3 \left(\frac{n\pi}{h} \right)^2 \right) + \\ + c_{56} \left(-\frac{dU_3}{dxdy} - \frac{dU_1}{dzdy} \right) + \\ + c_{66} \left(-\frac{dU_2}{dxdy} - U_1 \left(\frac{n\pi}{h} \right)^2 \right) + \rho U_1 \omega^2 = 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{T_{12}}{dx} + \frac{T_{23}}{dz} + c_{12} \left(-\frac{dU_1}{dxdy} \right) + c_{22} U_2 \left(\frac{n\pi}{h} \right)^2 + \\ + c_{23} \left(-\frac{dU_3}{dzdy} \right) + c_{24} \left(-\frac{dU_2}{dzdy} - U_3 \left(\frac{n\pi}{h} \right)^2 \right) + \\ + c_{25} \left(-\frac{dU_3}{dxdy} - \frac{dU_1}{dzdy} \right) + \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + c_{26} \left(-\frac{dU_2}{dx dy} - U_1 \left(\frac{n\pi}{h} \right)^2 \right) + \rho U_2 \omega^2 = 0 \\
& \frac{T_{13}}{dx} + \frac{T_{33}}{dz} + c_{14} \left(-\frac{dU_1}{dx dy} \right) + c_{24} U_2 \left(\frac{n\pi}{h} \right)^2 + \\
& + c_{34} \left(-\frac{dU_3}{dz dy} \right) + c_{44} \left(-\frac{dU_2}{dz dy} - U_3 \left(\frac{n\pi}{h} \right)^2 \right) + \\
& + c_{45} \left(-\frac{dU_3}{dx dy} - \frac{dU_1}{dz dy} \right) + \\
& + c_{46} \left(-\frac{dU_2}{dx dy} - U_1 \left(\frac{n\pi}{h} \right)^2 \right) + \rho U_3 \omega^2 = 0
\end{aligned}$$

где c_{pq} — компоненты тензора эффективных коэффициентов упругости кварца в системе координат пьезопластины (с учетом пьезоэффекта) \hat{C}_{pq} .

Данная система уравнений должна быть дополнена граничными условиями на поверхности резонатора, в области электродного покрытия:

$$T_{zi} = U_i \omega^2 ms, \quad (9)$$

где ms — поверхностная плотность электродного покрытия.

Решение всей системы в модальном анализе дает собственные частоты мод и распределение амплитуд смещений частиц по поверхности пьезоэлемента. Уравнение поверхности плосковыпуклого резонатора с учётом возможной эллипсоидной формы выражается через толщину в центре пластины h_0 , полуоси (радиусы) эллипсоида R_{sx} , R_{sy} , R_{sz} и координаты x и z :

$$h = h_0 - R_{sy} \left(1 - \sqrt{1 - \left(\frac{x}{R_{sx}} \right)^2 - \left(\frac{z}{R_{sz}} \right)^2} \right). \quad (10)$$

Активность моды определяется её динамическим сопротивлением. Вывод формулы для расчёта динамического сопротивления мод через амплитуды смещений можно произвести через величину кинетической энергии колебаний.

Объёмная плотность кинетической энергии

$$W_K = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot v^2, \quad (11)$$

где ρ — плотность материала, v — амплитуда скорости движения в данной точке.

Полная кинетическая энергия получается интегрированием (11) по объёму резонатора:

$$E_K = \int_V W_K dV = \int_{S-h/2}^{h/2} \int_{S-h/2} W_K dy ds = \frac{\rho}{2} \int_{S-h/2}^{h/2} \int_{S-h/2} v^2 dy ds. \quad (12)$$

Амплитуда скорости движения в каждой точке

$$v = \max \left(\frac{dU}{dt} \right) = \omega_m \sqrt{\sum_i \left(A_i \sin \left(\frac{n\pi y}{h} + \eta_i y \right) \right)^2}. \quad (13)$$

Пренебрегая добавками η_i и подставляя (13) в (12), получаем:

$$E_K = \frac{\rho \omega_m^2}{4} \int (A_1^2 + A_2^2 + A_3^2) h ds. \quad (14)$$

Переходя к электрическим параметрам резонатора, кинетическую энергию колебаний можно сопоставить с энергией запасённой в катушке индуктивности эквивалентной схемы резонатора:

$$\frac{L_m I_m^2}{2} = E_K. \quad (15)$$

I_m — амплитуда тока через резонатор.

Индуктивность резонатора L_m можно выразить через добротность Q и сопротивление потерь R_m :

$$L_m = \frac{Q R_m}{\omega}. \quad (16)$$

Подставляя (16) и (14) в (15), получаем выражение для сопротивления потерь, которое характеризует динамическое сопротивление резонатора:

$$R_m = \frac{\rho \omega^3}{2 Q I_m^2 S} \int (A_1^2 + A_2^2 + A_3^2) h ds. \quad (17)$$

Ток через резонатор можно вывести через плотность тока смещения J . Компонента электрического смещения по оси Y , вызванная механической деформацией r_p , через соответствующий пьезоэлектрический коэффициент e_{2p} выражается в системе СИ:

$$D_2 = e_{2p} r_p + C, \quad (18)$$

где константа C , может быть определена из условия равенства нулю электрического потенциала ϕ на электродах после решения уравнения Пуассона:

$$\frac{d^2 \phi}{dy^2} = -\frac{e_{2p}}{\epsilon_a} \frac{dr_p}{dy}, \quad (19)$$

где ϵ_a — абсолютная диэлектрическая проницаемость.

Решение (18) для одной из ориентаций пластины приводится в [4, с. 50–52].

Поверхностная плотность зарядов на электродах равна величине электрического смещения на поверхности резонатора, поэтому

$$I_m = \int_{Se} J ds = \int_{Se} \frac{dD_2}{dt} ds, \quad (20)$$

где Se — площадь электрода.

Подставляя (6) в (18), принимая во внимание гармонический закон изменения величин во времени, пренебрегая производными амплитуды колебаний вдоль поверхности пластины и используя уравнение (20), получаем:

$$I_m = 2\omega \int_{Se} \frac{A_1 e_{26} + A_2 e_{22} + A_3 e_{24}}{h} ds. \quad (21)$$

Подставляя (21) в (17), получим:

$$R_m = \frac{\rho \omega \int (A_1^2 + A_2^2 + A_3^2) h ds}{8Q \left(\int_{Se} \frac{A_1 e_{26} + A_2 e_{22} + A_3 e_{24}}{h} ds \right)^2}. \quad (22)$$

Выражения (6–10), (22), массивы материальных констант и геометрические параметры кварцевой

Сравнение значений собственных частот колебаний

| Значения собственных частот, полученных разными способами для резонатора SC — среза с параметрами: срез $uxbl/22^\circ 20' / 34^\circ 6'$, радиус кривизны $R = 300$ мм, $f_{311} = 5000$ кГц | | | |
|--|--|---|---|
| Мода | Измеренные частоты, приведённые в работе Тирстена, кГц | Аналитический расчет частот, проведённый Тирстеном, кГц | Расчет частот с использованием полученной модели, кГц |
| 302 | 5089 | 5078 | 5078 |
| 320 | 5096 | 5085 | 5089 |
| 304 | 5194 | 5168 | 5177 |
| 340 | 5178 | 5154 | 5154 |
| 322 | 5185 | 5161 | 5163 |
| 324 | 5278 | 5243 | 5246 |
| 342 | 5268 | 5236 | 5240 |

Таблица 2

Сравнение результатов моделирования с экспериментальными данными

| Вычисленное значение частоты, кГц | Индексы моды | Вычисленное значение динамического сопротивления, Ом | Измеренное значение частоты, кГц | Измеренное значение динамического сопротивления, Ом |
|---|--------------|--|----------------------------------|---|
| Резонатор ТД-среза с радиусом кривизны $R_s = 100$ мм и $Q_{с311} = 0.825 \cdot 10^6$ | | | | |
| 10100,36 | C311 | 198 | 10100,400 | 196,6 |
| 10302,89 | C313 | 595 | 10295,724 | 636 |
| 10332,18 | C331 | 778 | 10315,266 | 660 |
| 10494,9 | C315 | 2913 | 10495,7646 | 1947 |
| 10522,63 | C333 | 2088 | 10507,968 | 3795 |
| 11057,9 | V311 | 162 | 11004,88 | 132 |
| Резонатор ТД-среза с радиусом кривизны $R_s = 300$ мм и $Q_{с311} = 1,1 \cdot 10^6$ | | | | |
| 9999,819 | C311 | 103 | 9999,825 | 95,4 |
| 10117,93 | C313 | 843 | 10118,502 | 587 |
| 10134,67 | C331 | 1400 | 10136,598 | 4700 |
| 10229,93 | C315 | 8797 | 10246,122 | 8146 |
| 16624,83 | C511 | 236 | 16633,880 | 288 |
| 10947,05 | V311 | 87 | 10904,67 | 56 |

пластины и электродов являются основой предлагаемой численно-аналитической модели толщинно-сдвиговых колебаний кварцевых пластин. Величина добротности Q задаётся исходя из уровня достигаемых применяемой технологией изготовления кварцевой пластины средних значений добротности для выбранных размеров пластины. Уравнения решены методом конечных элементов, с использованием программы решения дифференциальных уравнений в частных производных [7].

Первая апробация предлагаемой модели производилась путём расчёта резонаторов с известными параметрами и сравнением с данными приведёнными в исследовании известных зарубежных авторов [2]. Ниже (табл. 1) приводятся результаты сравнения расчетов значений собственных частот колебаний для пластин SC-срезов.

Как видно из этой таблицы, расчет по приведенной методике дает более близкие результаты к измеренным данным, чем расчет по формулам Тирстена.

Далее апробация модели проводилась на основе экспериментальных данных, полученных в работе.

В табл. 2 приведен пример сравнения результатов расчёта и результатов измерения, полученных с помощью анализатора параметров электронных цепей NETWORK ANALYZER 250B (Saunders & Associates Inc). Исследовались резонаторы двухповоротного ТД-среза ($uxbl/23^\circ 25' / 34^\circ$), изготовленных на 3-й механический обертона. Конструкция кварцевой пластины резонаторов представляла собой плоско-выпуклый прямоугольный элемент $10 \text{ мм} \times 7 \text{ мм}$ с закруглёнными углами. В модели для всех ангармоник исследуемого резонатора при вычислении динамического сопротивления мод с помощью выражения (22) использовалось измеренное значение добротности Q основной С-моды 311. Толщина в центре пластины h_0 , используемая в модели, корректировалась в пределах $\pm 0,3\%$ от размера, под который кварцевая пластина изготавливалась.

Графические результаты расчёта собственных мод колебаний, проведённые на основе предлагаемой модели, имеют близкое сходство со снимками рентгеновской топографии колеблющихся кварцевых пластин, приведённых в исследовании [8]. Не

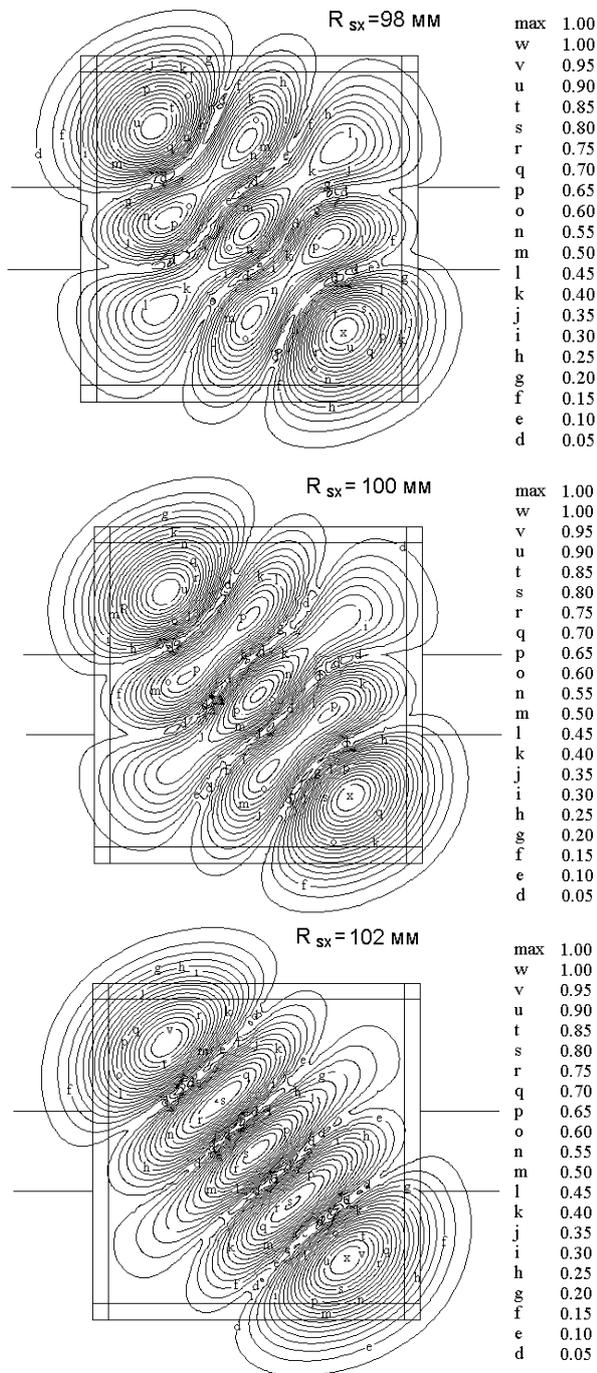


Рис. 1. Изменение распределения линий уровня относительных значений амплитуд смещений для моды С333 для трех значений радиуса R_{sx} при неизменной толщине в центре пластины h_0 и неизменными двумя другими полуосями, равными $R_s = 100$ мм

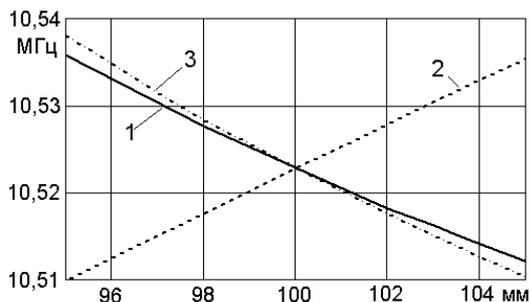


Рис. 2. График зависимости частоты моды С333 от отклонения размеров полуосей эллипсоидной поверхности от сферы: 1 — зависимость от R_{sx} , 2 — зависимость от R_{sy} , 3 — зависимость от R_{sz}

все моды могут возбуждаться электрически подачей сигнала соответствующей частоты, в частности моды, у которых чётное число максимумов перекрывается площадью электродов, или динамическое сопротивление которых больше модуля отрицательного сопротивления подключаемой схемы генератора. Но если частота рабочей моды, например термочувствительной В-моды, окажется близкой к частоте одной из таких мод, может возникнуть акустическая связь с поглощением энергии рабочего колебания и соответствующим увеличением динамического сопротивления [9].

При производстве кварцевой пластины, для увеличения добротности резонатора наиболее часто применяют линзообразную форму. Поверхности пластины придают сферическую форму с $R_s = R_{sx} = R_{sy} = R_{sz}$. Однако реально сферичности можно добиться только с некоторой погрешностью, и поэтому более точно математически описать поверхность можно, применяя параметры эллипсоида (10). На рис. 1 показан изменяющийся вид распределения амплитуд смещений для моды С333 для трёх значений радиуса R_{sx} . Моделировались сдвиговые колебания по толщине кварцевой пластины ТД-среза с радиусом кривизны $R_s = 100$ мм (линзообразная форма) и частотой $f_{311} = 10,100$ МГц. Электроды резонатора на кварцевой пластине имеют квадратную форму. Замкнутые кривые линии означают относительные уровни амплитуд смещений.

На рис. 2 и 3 показаны рассчитанные на модели зависимости значений частоты и динамического сопротивления моды С333 от отклонения размера полуоси эллипсоида в пределах $\pm 5\%$ при неизменной толщине в центре пластины и двумя другими полуосями, равными $R_s = 100$ мм для резонатора ТД-среза ($yxbl/23^\circ 25'/34^\circ$). Моделирование показало, что при изменении размеров полуосей в пределах $\pm 5\%$ форма линий уровня смещений и активность основных мод колебания меняются незначительно (около 1%), а частота на ± 180 ppm, в то время как частота моды С333 меняется на ± 1330 ppm (рис. 2). Динамическое сопротивление мод с высокими индексами может меняться в несколько раз (рис. 3) от точности выполнения линзообразной формы пластины резонатора. Измеряя частоты и динамические сопротивления мод с высокими индексами можно контролировать сферичность линзообразных пластин и выполнение технологических операций при их производстве.

С помощью модели получены распределения амплитуд смещений частиц поверхности кварцевого пьезоэлемента ТД-среза для колебаний опорной С-моды и для колебаний термочувствительной В-моды. Колебания сдвига по толщине термочувствительной В-моды являются ортогональными к колебаниям сдвига опорной С-моды, по вектору смещений частиц пьезоэлемента. Расчёт распределения амплитуд смещений частиц позволяет описать локализацию пространственно-совмещённого температурного датчика кварцевого резонатора, построенного на термочувствительной В-моды, относительно опорной С-моды и сравнить, с использованием тепловой модели резонатора, тепловые постоянные времени С-моды и В-моды в зависимости от температуры резонатора, построить расчётные тепловые переходные характеристики [10].

Заключение. Представленная в статье разработанная модель собственных толщинно-сдвиговых колебаний в пьезокварцевой пластине имеет достаточную точность вычислений для анализа применяемых конструктивных решений, позволяет учиты-

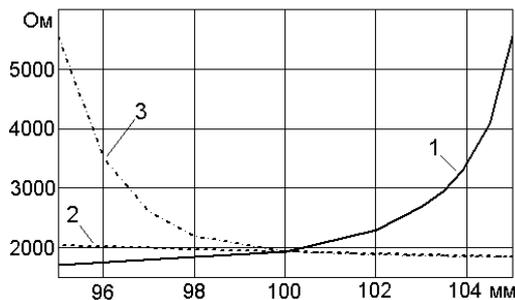


Рис. 3. График зависимости динамического сопротивления моды С333 от отклонения размеров полуосей эллипсоидной поверхности от сферы: 1 — от R_{sx} , 2 — от R_{sy} , 3 — от R_{sz}

вать влияние конечных размеров, влияние формы граней кристаллической пластины и не имеет ограничения на форму электродов и закон изменения толщины пластины. Модель позволяет определить частоты собственных толщинно-сдвиговых колебаний резонаторов, проанализировать активность мод, изучить влияние отклонений геометрических параметров пьезоэлемента на частоту и активность мод, наглядно показать распределения амплитуд смещений, позволяет оптимально подобрать форму и размеры электродов для повышения активности необходимой моды колебаний. Использованный подход позволяет также получить результаты непосредственно в графическом виде.

Библиографический список

1. Tiersten H. F., Yang J. S. An analysis of contoured quartz resonators with beveled cylindrical edges. Proceedings of the 49th Annual Symposium on Frequency Control, p.p.727–739, San Francisco, California, USA 1995.
2. Stevens D. S., Tiersten H. F. An analysis of doubly-rotated contoured quartz crystal resonators. Proceedings of the 39th Annual Symposium on Frequency Control, 1985, pp.436-447.
3. Dulmet B., Bourquin R., Spassov L., Velcheva R.. Finit element analysis of activity dips in NLC-cut quartz temperature sensors, pp. D_033, Proc. Of 16-th European Frequency and Time Forum, 2002.

Книжная полка

621.391/У54

Умняшкин, С. В. Теоретические основы цифровой обработки и представления сигналов [Текст] : учеб. пособие для вузов по направлению 230100 «Информатика и вычислительная техника» / С. В. Умняшкин. — М. : ИД Форум. — [Б. м.] : ИНФРА-М, 2012. — 301, [1] с. : рис., табл. — (Высшее образование). — Библиогр.: с. 301–302.

Учебное пособие предназначено для студентов, обучающихся по направлению «Информатика и вычислительная техника» и специальности «Прикладная математика», включает в себя общие теоретические вопросы, связанные с цифровым представлением сигналов, основами анализа линейных дискретных систем. Значительное внимание уделено вопросам эффективного представления информации (сжатия данных) и использования вейвлет-преобразований.

4. Зеленка, И. Пьезоэлектрические резонаторы на объемных и поверхностных акустических волнах: Материалы, технология, конструкция, применение / И. Зеленка ; пер. с чешск. — М. : Мир, 1990. — 584 с.

5. Дж. Най. Физические свойства кристаллов и их описание при помощи тензоров и матриц / Дж. Най. — 2-е изд. — М. : Мир, 1967. — 385 с.

6. B. A. Auld. Acoustic fields and waves in solids. Volume 1. USA, Wiley, 1973, p.p.74-76.

7. Сайт разработчика (PDE Solutions Inc) программы, предназначенной для построения сценарных моделей решения дифференциальных уравнений в частных производных методом конечных элементов [Электронный ресурс]. — URL : <http://www.pdesolutions.com> (дата обращения :12.05.2012).

8. Slavov S. X-ray diffraction topography analysis of TS-TT vibrations in contoured AT-cut quartz resonators // 1998 IEEE international frequency control symposium, 1998. — p. 836 — 843.

9. Хоменко, И. В. Исследование неустойчивости динамического сопротивления В-моды двухмодового кварцевого резонатора ТД-среза в интервале температур / И. В. Хоменко, А. В. Косых, А. Н. Лепетаев // Омский научный вестник. — 2005. — № 3(32). — С. 157 — 161.

10. Хоменко, И. В. Результаты исследования термостатированного кварцевого генератора с двухмодовым возбуждением резонатора ТД-среза на численно-аналитической модели / И. В. Хоменко // Омский научный вестник. — 2008. — № 3(70). — С. 115 — 121.

ХОМЕНКО Игорь Витальевич, кандидат технических наук, научный сотрудник кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики».

Адрес для переписки: e-mail: hiv_hi@omgtu.ru

ЛЕПЕТАЕВ Александр Николаевич, кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики».

КОСЫХ Анатолий Владимирович, доктор технических наук, заведующий кафедрой «Радиотехнические устройства и системы диагностики», проректор по научной работе.

Адрес для переписки: e-mail: hiv_hi@omgtu.ru

Статья поступила в редакцию 31.05.2012 г.

© И. В. Хоменко, А. Н. Лепетаев, А. В. Косых

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОВЕРХНОСТНОГО ВОЛНОВОДА ПРИМЕНИТЕЛЬНО К ПРОБЛЕМЕ СВЧ ОБЛУЧЕНИЯ

В работе исследовано поле волновода поверхностной волны в режиме переизлучения. Переизлучение поверхностной волны осуществляется группой соосных с проводом волновода вибраторов. Приведены результаты экспериментальных исследований распределения поля вдоль волновода, работающего в различных режимах. Показана возможность повышения эффективности переизлученного поля и ее регулировки бесконтактным перемещением отражателя.

Ключевые слова: однопроводная линия передачи, СВЧ сушка древесины, возбуждение поверхностной волны, волновод, «Т» волна, рефлектор.

Целью данной работы является исследование волновода поверхностной волны в режиме переизлучения, осуществляемое резонансными вибраторами при различных режимах волновода.

В 2000-х гг. активно проводились работы по оптимизации антенных устройств на основе открытого волновода на частотах от 1,4 до 2,4 ГГц [1]. Настоящая работа проводилась на частоте 915 МГц, был введен ряд улучшений и модификаций при изготовлении линии, например, таких как фиксация устройства возбуждения к рефлектору, использование зонда в виде симметричного вибратора для снятия сигнала.

Волновод поверхностных волн (ПВ) в виде одного провода с диэлектрическим покрытием представляет интерес как система, с помощью которой можно возбуждать совокупность переизлучателей. Указанные переизлучатели, будучи определенным образом распределенными вдоль волновода и связанные с ним, позволяют реализовать требуемое распределение переизлучаемого поля [2].

При этом поверхностный волновод может находиться в двух состояниях: в режиме бегущей волны и в режиме открытого резонатора. В первом случае режим бегущей волны достигается тем, что волновод нагружается на согласованную нагрузку. Подводимая мощность рассеивается на переизлучателях и балластной нагрузке. Коэффициенты связи выбирают (устанавливают) таким образом, чтобы реализовать требуемое распределение поля при минимальном рассеянии на балластной нагрузке. Экспериментально достигнут уровень переизлучения при рассеянии в нагрузке на (15÷20) дБ ниже подводимой мощности. Другой вариант возбуждения переизлучателей — посредством открытого резонатора, образуемого на участке ПВ. При этом режим стоячих волн образуется отражателем поверхностной волны в виде проводящего диска, установленного на конце волновода. Короткое замыкание с волноводом обеспечивается четвертьволновым коаксиалом, образуемым трубой, надетой на провод с диэлектрическим покрытием. Таким образом, оба конца линии соединены с рефлекторами. Такое по-

строение обеспечивает не только короткое замыкание отражателя с проводом волновода, но и оказывается возможным перемещение отражателя вдоль провода волновода при достаточно хорошем электрическом замыкании с проводом.

В соответствии с описанными вариантами возбуждения решетки переизлучателей были проведены следующие экспериментальные исследования:

- изменение напряженности поля ПВ при перемещении отражателя в режимах нагруженной линии и открытого резонатора;
- возбуждение линии при одном переизлучающем вибраторе в режимах нагруженной линии и открытого резонатора;
- возбуждение линии при двух переизлучающих вибраторах в режимах нагруженной линии и открытого резонатора.

Исходные данные ПВ следующие:

- в качестве провода использована дюралюминиевая трубка;
- длина волны в волноводе: $\lambda_B = 0,32$ м;
- длина установки: $L/\lambda_B \approx 10$;
- частота поля: $f = 915$ МГц;
- экспериментальные расчетные параметры волновода: $t/\lambda_B = 0,62 \cdot 10^{-2}$ (где t — толщина диэлектрического покрытия); $d_{\text{ПРОВОДА}} = 3 \cdot 10^{-3}$ м (где d — диаметр), $d_{\text{ДИЭЛЕКТРИКА}} = 2 \cdot 10^{-3}$ м, $d_{\text{ПРОВОДА}}/\lambda_B = 1,87 \cdot 10^{-2}$;

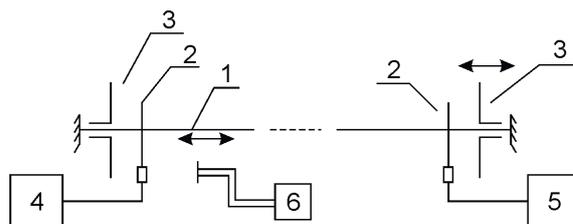


Рис. 1. Схема экспериментальной установки, где 1 — провод с диэлектрическим покрытием, 2 — возбуждающие вибраторы, 3 — отражатель, 4 — генератор, 5 — балластная нагрузка, 6 — приемное устройство с зондом



Рис. 2. Переизлучатели, устанавливаемые вдоль линии

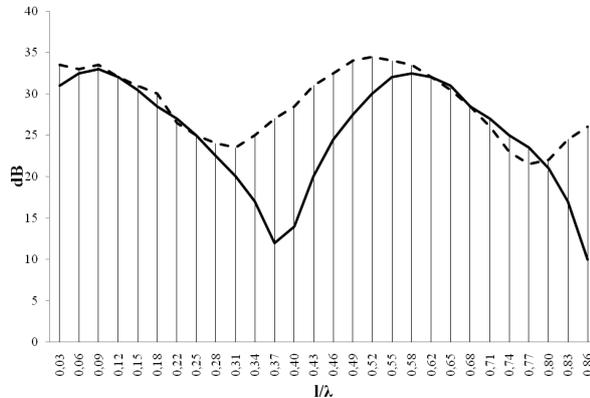


Рис. 3. График зависимости распределения поля при перемещении рефлектора: сплошная линия — режим без нагрузки, пунктирная — режим с нагрузкой

— устройство возбуждения ПВ: «звезда» из трех полуволновых вибраторов, один из которых соединен с коаксиальным фидером через запирающий четвертьволновый стакан;

— рефлектор представляет собой проводящий диск диаметром $3x_{гр}$, где $x_{гр}$ — граничный радиус $x_{гр} = 0,35 \text{ м}$, $D/\lambda_{в} \approx 3$.

Установка, изображенная на рис. 1, состоит из натянутого относительно двух опор провода 1 с диэлектрическим покрытием из «фторопласта-4». В качестве короткозамыкателей были использованы четвертьволновые отрезки коаксиальной линии, образуемые трубкой и проводом волновода. Указанные трубки одним концом гальванически соединялись с отражателем 3 в виде круглого проводящего диска. «Звезда», образуемая возбуждающими вибраторами 2, соединялась с генератором 4, на противоположном конце линии крепилась балластная нагрузка 5. Таким образом, исследованию подлежал отрезок изолированного провода, вдоль которого могли свободно, без гальванической связи с проводом, перемещаться два параллельных отражателя.

Возбуждение поверхностной волны осуществлялось тремя полуволновыми вибраторами, соединенными вершинами в «звезду», путем трансформации «Т» волны в поверхностную волну E_{00} [3]. При этом один из вибраторов соединен с фидером через запирающий четвертьволновый стакан. Аналогично другой конец волновода нагружался на балластную нагрузку.

Вдоль поверхностного волновода 1 перемещалась каретка с зондом 6 в виде диполя, с которого снимался сигнал на приемник. Зонд имел возможность установки с учетом поляризации и минимального влияния на структуру поля поверхностной волны.

На рис. 2 показан провод установки, на котором установлены переизлучатели в виде соосных с проводом трубчатых отрезков, соизмеримых с длиной волны.

Результаты измерений распределения поля вдоль ПВ для случаев нагруженной линии (пунктирная ли-

ния) и в режиме короткого замыкания (сплошная линия) приведены на рис. 3. Как видно из представленных кривых в случае режима линии как открытого резонатора имеет место четкое распределение поля по закону синусоиды с ярко выраженными минимумами и максимумами. Разница между максимумом и минимумом составляет порядка 20 дБ. Расстояние между минимумами в длинах волн близко к половине длине волны (0,16 м), что свидетельствует не только о наличии вдоль провода поверхностной волны, но и о соответствующем положении отражателя, обеспечившем режим открытого резонатора. Что касается режима нагруженного ПВ, то данный режим, хотя и далек от согласованного, вместе с тем разность в значениях максимума и минимума невелика и составляет около (5÷6) дБ. Характерным является наличие волнового процесса с длиной волны (0,327 м), близкой к расчетной длине волны в линии (0,326 м).

Особенностью описанного эксперимента является индикация напряженности электрического поля в области структуры поверхностной волны, то есть в пределах граничного радиуса (зонд для фиксации сигнала находится не далее 0,16 м от линии). В этом случае излучение минимально и измерительная установка не требует особых мер по исключению влияния за пределами граничного радиуса.

Для практики использования поверхностного волновода особый интерес представляет режим переизлучения поверхностной волны с помощью той или иной неоднородности. С этой целью установка с отрезком поверхностного волновода была модифицирована путем установки на проводе переизлучателя в виде резонансного вибратора [4, 5]. Это позволяет измерить (исследовать) непосредственно переизлучаемое поле, отделив его от поля поверхностной волны. Для этого достаточно зонд установить за пределами граничного радиуса ($>0,16 \text{ м}$). В частности, различные режимы при исследовании поля ПВ представлены на рисунках (рис. 4а–г). На рис. 4а–б линия нагружена на согласованную нагрузку, на рис. 4в–г линия в режиме открытого резонатора.

Особенностью установки является наличие отражателя, установленного около вибраторов на расстоянии $d_p > x_{гр}$. Это позволяет в значительной степени избавиться от отраженных внешними предметами лучей. Результаты измерений показаны на рис. 5а–б. На рис. 5а в линию внесли один переизлучающий вибратор и провели эксперименты по изучению переотраженного поля от переизлучателя в двух режимах — с нагрузкой и без нагрузки. Аналогичный эксперимент изображен на рис. 5б, только в линии использованы два переизлучателя.

Как показывают результаты измерений в нагруженном режиме (пунктирная линия) и в режиме открытого резонатора (сплошная линия), в первом случае имеет место изменение поля в пределах 1 дБ при перемещении отражателя более чем на половину длины волны. В режиме открытого резонатора

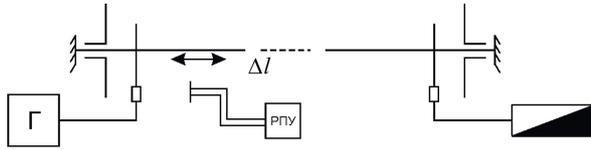


Рис. 4а. Режим с нагрузкой на конце ПВ: поле волновода ПВ в чистом виде, установка нагружена на конце на согласованную нагрузку

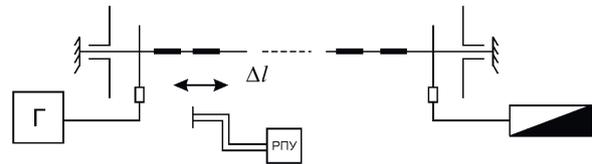


Рис. 4б. Режим с нагрузкой на конце ПВ: поле волновода, нагруженного переизлучателями, установка нагружена на конце на согласованную нагрузку

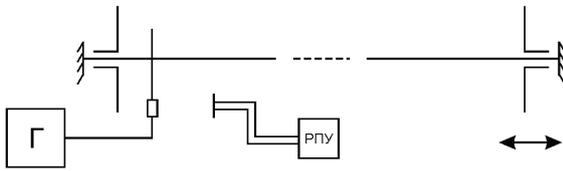


Рис. 4в. Режим открытого резонатора: поле открытого резонатора

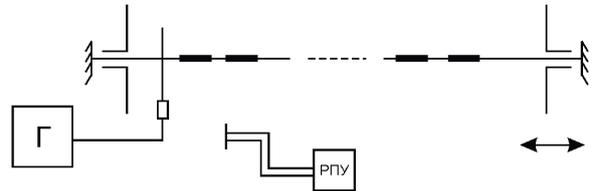


Рис. 4г. Режим открытого резонатора: поле открытого резонатора, нагруженного на переизлучатели

переизлученное поле изменяется в пределах 11 дБ, что свидетельствует о возможности регулирования переизлученного поля путем бесконтактного перемещения отражателя.

В результате выполнения экспериментов с ПВ на частоте 915 МГц были достигнуты следующие результаты:

—неравномерность распределения поля без переизлучающих вибраторов составила в режиме без нагрузки ± 22 дБ, в режиме с нагрузкой ± 11 дБ;

—неравномерность распределения поля с одним переизлучающим вибратором составила в режиме без нагрузки ± 9 дБ, в режиме с нагрузкой ± 5 дБ;

—неравномерность распределения поля с двумя переизлучающими вибраторами составила в режиме без нагрузки ± 10 дБ, в режиме с нагрузкой ± 1 дБ.

Таким образом, данными исследованиями предопределены возможности реализации облучающих установок СВЧ, в которых:

—в режиме открытого резонатора возможно существенное увеличение переизлучаемого уровня напряженности электрического поля;

—в режиме открытого резонатора возможна бесконтактная регулировка уровня переизлучаемого поля;

—распределение переизлучаемого поля определяется электромагнитной связью переизлучателей с полем поверхностного волновода.

Данная работа является важным шагом по прокладыванию дороги в СВЧ сушильную индустрию

для Омской области. Ведь, как известно, во всех районах СФО существует огромная потребность в качественной, быстрой, экономически выгодной сушке и доставке древесины. Продолжение работ в направлении СВЧ сушки древесины даст существенный толчок развитию деревообработки, выведет из застоя многие предприятия области. Также данный вид разработки влечет за собой развитие и других областей промышленности, в частности, диэлектрический нагрев битумных масс, керамических изделий, лекарственных трав, зерновых культур и т.д.

Библиографический список

1. Оптимизация антенных устройств на основе открытого волновода / В. П. Кисмерешкин [и др.] // Динамика систем, механизмов и машин : материалы V Междунар. науч.-техн. конф., 16–18 нояб. 2004 г. : в 4 кн. / ОмГТУ и др. — Омск, 2004. — Кн. 3. — 255 с.
2. Лобова, Г. Н. Лабораторный практикум по электродинамике на основе поверхностного волновода / Г. Н. Лобова // Физическое образование в вузах. — М., 2002. — 91 с.
3. Пат. 21144720 Российская Федерация, МПК7 Н 01 Q 9/00, Н 01 Q 9/44. Устройство возбуждения поверхностной волны / Кисмерешкин В. П., Лобова Г. Н.; заявитель и патентообладатель Кисмерешкин В. П., Лобова Г. Н. — № 98118738/09; заявл. 10.12.1998; опубл. 01.20.00, Бюл. № 2. — 6 с.
4. Пат. 2118874 Российская Федерация, МПК7 Н 01 Q 21/00. Вибраторная решетка / Кисмерешкин В. П., Лобо-

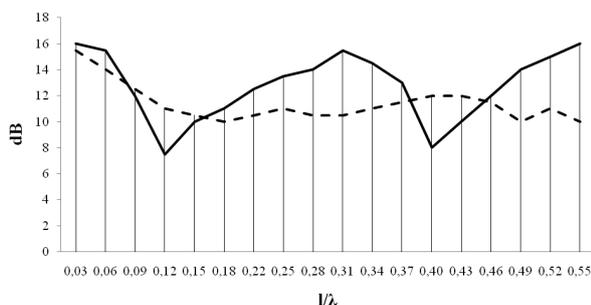


Рис. 5а. График зависимости распределения поля при перемещении рефлектора (внесли один вибратор в линию): сплошная линия — режим без нагрузки, пунктирная — режим с нагрузкой

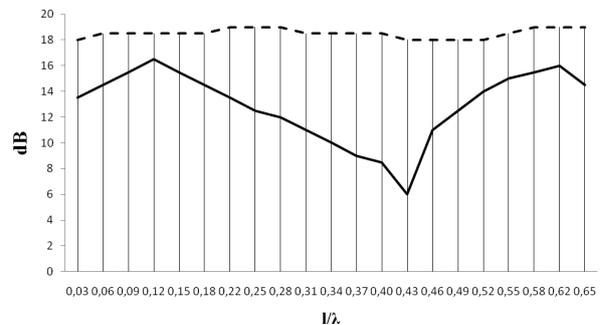


Рис. 5б. График зависимости распределения поля при перемещении рефлектора (внесли два вибратора в линию): сплошная линия — режим без нагрузки, пунктирная — режим с нагрузкой

ва Г. Н. : заявитель и патентообладатель Опытно-конструкторское бюро «Иртыш». — № 94020606/09 ; заявл. 02.06.1994 ; опубл. 10.09.1998, Бюл. № 28. — 3 с.

5. Кисмерешкин, В. П., Моделирование линейной антенной решетки на основе однопроводной линии передачи / В. П. Кисмерешкин, Г. Н. Лобова // Приборы и техника эксперимента : науч. журн. — 1995. — № 5. — С. 85—86.

ДУДАРЕВ Алексей Валерьевич, аспирант кафедры «Средства связи и информационная безопасность» радиотехнического факультета.

КИСМЕРЕШКИН Владимир Павлович, доктор технических наук, профессор (Россия), профессор

кафедры «Средства связи и информационная безопасность»; почетный радист СССР, почетный работник высшего профессионального образования РФ, член-корреспондент Сибирского отделения академии наук высшей школы.

ЛОБОВА Галина Николаевна, кандидат физико-математических наук, доцент кафедры «Средства связи и информационная безопасность».

Адрес для переписки: mangas86@mail.ru

Статья поступила в редакцию 30.05.2012 г.

© А. В. Дударев, В. П. Кисмерешкин, Г. Н. Лобова

УДК 681.3

А. В. МОРОЗОВ

В. Г. ШАХОВ

Омский государственный университет путей сообщения

АНАЛИЗ АТАК НА БЕСПРОВОДНЫЕ КОМПЬЮТЕРНЫЕ ИНТЕРФЕЙСЫ

В статье приведена классификация атак на беспроводные компьютерные сети. Атаки проанализированы по основным целям. Даны множественные примеры и краткое описание различных типов атак. Рассмотрены механизмы атак на беспроводные компьютерные сети, таких как «человек посередине» и «отказ в обслуживании». Представлена статистика ущерба от компьютерных атак.

Ключевые слова: беспроводные атаки, атаки на конфиденциальность, атаки на целостность, атаки на доступность, атаки «человек посередине», атаки «отказ в обслуживании».

В последние годы идёт стремительное развитие и распространение беспроводных локальных сетевых технологий. Технологии Wi-Fi и WiMAX уже заняли свою нишу на рынке беспроводных сетей. Беспроводные приложения позволяют людям «расширить» свое рабочее место и получить в результате этого ряд преимуществ. С появлением беспроводной Internet-связи на первый план вышли вопросы обеспечения безопасности. В данной области имеются существенные недоработки, о чём говорит статистика атак на беспроводные сети. Основные угрозы при использовании беспроводных сетей — это перехват сообщений спецслужб, коммерческих предприятий и частных лиц, перехват номеров кредитных карточек, кража оплаченного времени соединения, вмешательство в работу коммуникационных центров.

Как показывают исследования Танассиса Гианнеттоса и Тассоса Димитриу из Афинского научно-исследовательского центра информационных технологий, а также Нэли Прасад из Олборгского университета, большинство поддерживаемых в настоящее время беспроводных атак подпадают под одну из следующих категорий [1]:

— атаки на конфиденциальность: эти атаки пытаются перехватить секретную информацию, отправляемую средствами беспроводной передачи;

— атаки на целостность: данные атаки посылают кадры ложного контроля, управления или содержащие данные для возникновения сбоя на получателе,

или используются для облегчения проведения другого типа атак. К этому типу атак, также можно отнести атаки на аутентификацию [2];

— атаки на доступность: эти атаки препятствуют доставке беспроводных сообщений для легализации пользователей посредством вывода из строя сетевых ресурсов.

Атаки «Человек посередине». Атаки вида «человек посередине» (Man In The Middle — MITM) выполняются на беспроводных сетях гораздо проще,



Рис. 1. Атака «подслушивание»

Таблица 1

Спуфинг атаки

| Тип атак | Описание |
|---------------|---|
| MAC-спуфинг | Атака канального уровня. На сетевой карте изменяется MAC-адрес, что заставляет коммутатор отправлять пакеты на порт, к которому подключен злоумышленник. |
| ARP-спуфинг | Позволяет разместить в ARP-кэше жертвы ложную запись. |
| IP-спуфинг | Используются IP-пакеты, отправляемые жертве, IP-адреса хоста, которому она доверяет; легко осуществима в UDP, в некоторых случаях возможна в TCP-соединениях. |
| DNS-спуфинг | Заражение кэша DNS-сервера жертвы ложной записью. |
| TCP Hijacking | Атакующий способен просматривать пакеты участников сети и посылать свои собственные пакеты в сеть. |

чем на проводных, т.к. в случае проводной сети к ней требуется какой-нибудь вид доступа. Обычно атаки «человек посередине» имеют две разновидности: подслушивание и манипуляция.

При прослушивании злоумышленник просто прослушивает набор передач между различными хостами, при этом компьютер злоумышленника не должен быть одной из сторон в соединении (рис. 1).

Атаки манипуляции используют возможность прослушивания и нелегального захвата потока данных с целью изменения его содержимого, необходимого для удовлетворения некоторых целей злоумышленника [3].

Атакующий находится между двумя корреспондентами, которые считают, что держат связь друг с другом, тогда как в действительности каждый из них держит связь с атакующим.

Когда между двумя корреспондентами устанавливается зашифрованное соединение, генерируется секретный ключ, который передается с помощью асимметричного шифра. Обычно этот ключ применяется для шифрования последующего обмена данными между корреспондентами. Поскольку ключ передается защищенным образом, а все передаваемые впоследствии данные защищены этим ключом, весь этот трафик оказывается недоступным для чтения тому, кто потенциально может его перехватить.

Однако при атаке «человек посередине» корреспондент А считает, что обменивается данными с В, а В считает, что обменивается данными с А, хотя в реальности оба обмениваются данными с атакующим. Поэтому когда А договаривается об установлении закрытого соединения с В, фактически он открывает зашифрованное соединение с атакующим, в процессе чего последний, используя асимметричное шифрование, узнаёт секретный ключ. После этого атакующему надо открыть второе закрытое соединение с В, и В будет считать, что связался с А (рис. 2).

Находясь по середине и располагая двумя разными ключами, атакующий может перехватывать и даже изменять трафик между А и В, которые ничего не подозревают.

Спуфинг-атаки — это сетевые атаки, когда один участник маскируется под другого. Наиболее распространённые спуфинг-атаки (табл. 1) [4].

В большинстве своём спуфинг-атаки направлены на то, чтобы заставить жертву отправлять трафик не легитимному получателю напрямую, а атакующему, который затем уже ретранслирует трафик дальше.

Таблица 2

DDoS-атаки

| Тип атак | Описание |
|-----------------------------|--|
| Интерференция точки доступа | Заглушаются точки доступа легитимной сети, оставляя свою точку доступа с тем же самым именем сети [4]. |
| Флуд | Огромный поток бессмысленных запросов с разных компьютеров с целью занять «вражескую» систему работой и этим временно вывести её из строя. |
| SYN-флуд | На атакуемый узел направляется большое количество SYN-пакетов по протоколу TCP. При этом на атакуемом сервере через короткое время исчерпывается количество открытых сокетов и сервер перестаёт отвечать. |
| UDP-флуд | Атакуют канал связи. Провайдеры предполагают, что UDP более приоритетен, чем TCP. Большим количеством UDP-пакетов разного размера вызывается перегрузка канала связи, и сервер, работающий по протоколу TCP, перестаёт отвечать. |
| ICMP-флуд | Тот же механизм, что и в UDP-флуде, с помощью ICMP-пакетов. |
| RST атака | Создаются незавершенные или полукрытые соединения. Атаки RST могут также вызывать постоянное изменение маршрута маршрутизатором, что отнимает его ресурсы. |
| Кража точки доступа | Физическое удаление точки доступа из публичного пространства. |

Таблица 3

Атаки на конфиденциальность

| Тип атак | Описание |
|----------------------|---|
| Подслушивание | Перехват и декодирование незащищённого сетевого трафика (рис 1). |
| Взлом WEP-ключа | Сбор данных для восстановления WEP-ключа, используя атаку полного перебора или атаку FMS. |
| Фишинг точки доступа | Запуск телефонного портала или Web-сервера на «двойнике» точки доступа для «ловли» пользовательских логинов и номеров кредитных карт. |
| Человек посередине | Запуск инструментов традиционной атаки человек посередине на двойнике точки доступа, для перехвата TCP-сессий или SSL/SSH туннелей. |

Таблица 4

Атаки на целостность

| Тип атак | Описание |
|----------------------------------|---|
| Инъекции в фрейм | Создание и отправка поддельного кадра 802.11. |
| Повторное воспроизведение данных | Перехват и/или модификация данных фреймов для последующего повторного воспроизведения. |
| Удаление данных | Глушение получателя для предотвращения доставки подтверждений для удалённых кадров. |
| 802.1X EAP Replay | Захват протокола 802.1X EAP для последующего воспроизведения. |
| 802.1X RADIUS Replay | Захват приёма доступа RADIUS или отклонение сообщения для последующего воспроизведения. |

При этом атакующий получает возможность модификации трафика или, как минимум, его просмотра. В случае IP-спуфинга преследуется другая цель — заставить жертву поверить, что трафик приходит от легитимного отправителя и поверить ему (или как минимум пропустить его).

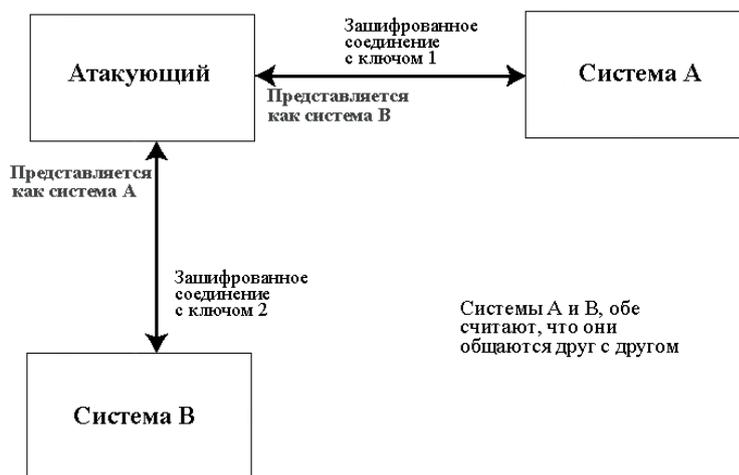


Рис. 2. Атака «человек посередине»



Рис. 3. Атака «отказ в обслуживании» в беспроводных коммуникациях

Атаки на аутентификацию

Таблица 5

| Тип атак | Описание |
|-------------------------|--|
| Взлом PSK | Восстановление WPA PSK из захваченных ключевых кадров установления соединения, с помощью атаки по словарю. |
| Кража логина приложения | Захват учётных данных пользователя (адрес электронной почты и пароль) с текстом протоколов приложений. |
| Взлом логина домена | Восстановление учетных данных пользователя (например, логин и пароль ОС Windows), взломом хэшей паролей. |
| Взлом логина VPN | Восстановление учетных данных пользователя (пароля PPTP или PSK IPsec) с помощью атаки полного перебора. |
| 802.1X Identity Theft | Захват личных данных из пакетов ответа 802.1X Identity с открытым текстом. |

Атаки отказа в обслуживании (DDoS атаки). Цель любой атаки отказа в обслуживании состоит в создании помехи при доступе пользователя к сетевым ресурсам. Беспроводные системы особенно восприимчивы к DDoS атакам из-за путей по которым различные уровни OSI стека взаимодействуют между собой [5].

Достаточно трудно доказать сам факт проведения DDoS атаки на физическом уровне в беспроводной сети. Злоумышленник может создать устройство, заполняющее весь спектр на частоте 2,4 ГГц помехами и нелегальным трафиком — такая задача не вызывает особых трудностей (рис. 3).

Одним из наиболее часто используемых способов нападения на каналный уровень является управление разнесенными антеннами. Другой проблемой на каналном уровне беспроводных сетей

является спуфинг точек доступа, даже с WEP аутентификацией. Клиентская часть обычно конфигурируется таким образом, чтобы связываться с точкой доступа с наиболее сильным сигналом. Нападавший может просто подделывать SSID (название) точки доступа и клиенты автоматически будут с ней связываться.

Существует несколько видов DDoS-атак (табл. 2) [6].

Атаки на конфиденциальность. Эти атаки направлены на перехват личной информации, которая передаётся по беспроводной сети в открытом виде или зашифрованном, с помощью 802,11 либо протоколов верхнего уровня (табл. 3).

Атаки на неприкосновенность (на целостность). Данные атаки посылают фреймы ложного контроля, управления или содержащие данные для возникновения сбоя на получателе, или используются для облегчения проведения другого типа атак (табл. 4).

Атаки на аутентификацию. Злоумышленники используют эти атаки, чтобы украсть личные данные и полномочия, для доступа к другим частным сетям и сервисам (табл. 5).

Ущерб от кибератак. Компания Ponemon Institute, регулярно выпускает исследования на тему стоимости ущерба от компьютерных атак. Отчет Ponemon Institute «Second Annual Cost of Cyber Crime Study» показывает, какой ущерб терпят фирмы в реальных условиях работы. Всего в исследование приняло участие 50 американских компаний, из различных отраслей промышленности, с количеством рабочих мест более 700. Так вот оказалось, что средний ежегодный ущерб от различного рода кибератак для 50 компаний составляет примерно 5,9 млн. долларов. По сравнению с прошлым 2010 годом ущерб от атак увеличился на 56%. В эту сумму входят затраты на расследование и ликвидацию последствий инцидента, прямой финансовый ущерб, потери вследствие

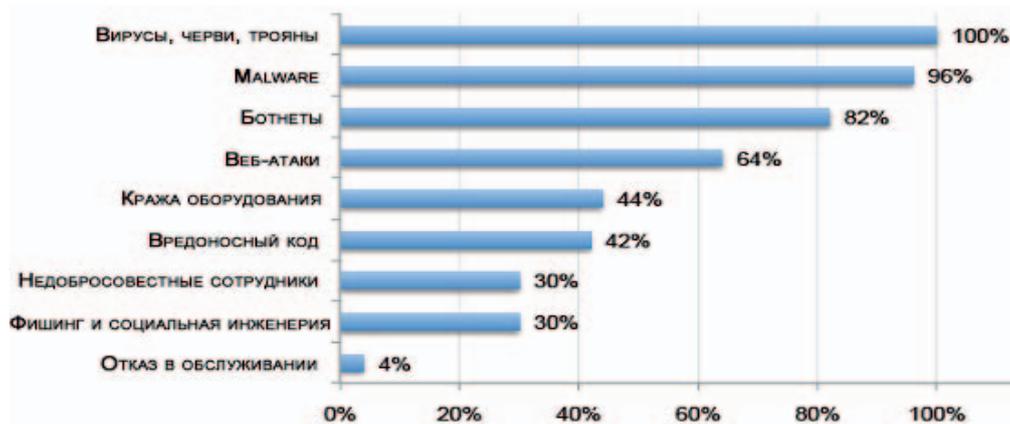


Рис. 4. Частота в процентах различных типов атак

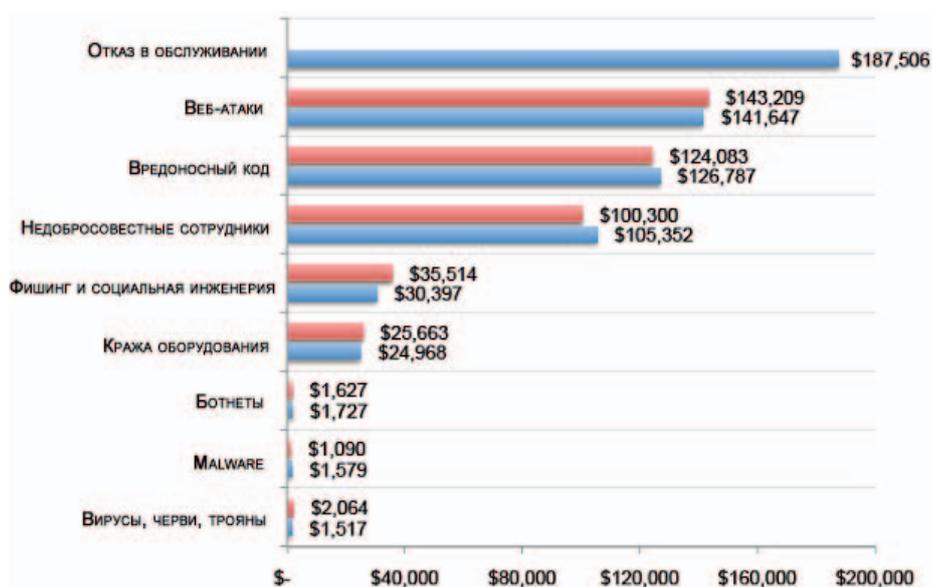


Рис. 5. Зависимость расходов на восстановление от метода нападения

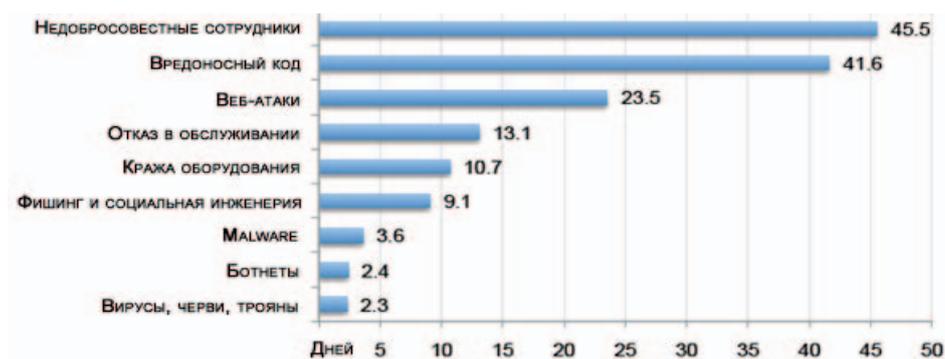


Рис. 6. Среднее количество дней на разрешение атак

нарушения работы сотрудников и нарушения бизнес-процессов, возможные репутационные риски в случае, если инцидент стал публично известным, упущенная прибыль, и т.д. [7].

Чаще всего компании подвергаются таким видам компьютерных атак, как вирусы, черви, трояны, вредоносные программы и бот-сети. Реже всего атаки типа DDoS (рис. 4).

Веб-атаки и атаки «отказ в обслуживании» наносят самый большой финансовый ущерб различным предприятиям и компаниям (рис. 5).

Больше всего времени занимает разрешение атак от инсайдеров (внутренних злоумышленников), вредоносного кода и веб-атак (рис. 6).

Заключение. Вопросам обеспечения безопасности компьютерных сетей, а именно безопасности беспроводных сетевых технологий необходимо уделять особое внимание, так как в данной области существуют серьезные проблемы, и на сегодняшний момент ни один стандарт связи, для коммуникации в беспроводной локальной сети не имеет необходимых средств и методов защиты передачи данных.

Результаты проведенных исследований наглядно показывают какие типы атак на компьютерные сети являются наиболее распространенными. А также позволяют не только спрогнозировать финансовый ущерб, который могут нанести кибератаки, и примерное время разрешения их последствий, но и более эффективно строить политику безопасности как проводных компьютерных сетей, так и беспроводных.

Множество различных угроз, статистика атак на беспроводные компьютерные интерфейсы и ущерб от этих атак — всё это подтверждает необходимость в совершенствовании алгоритмов защиты информации стандартов беспроводных сетей.

Библиографический список

1. Беспроводные сети как оружие: Утилита для совершения атак против сенсорных сетей (Часть I) [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://www.securitylab.ru/analytics/406876.php> (дата обращения: 04.12.2011).
2. State of Ohio IT Standard [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://das.ohio.gov/LinkClick.aspx?fileticket=YIFdg16jQ8%3d&tabid=108> (дата обращения: 04.12.2011).
3. Методические указания к лабораторным работам по курсу «Методы и средства защиты информации» [Электронный ресурс]. — Режим доступа: http://wiki.auditory.ru/Методические_указания_к_лабораторным_работам_по_курсу_«Методы_и_средства_защиты_информации» (дата обращения: 04.12.2011).

4. Хелд, Гилберт. Технологии передачи данных : научное издание / Г. Хелд. — 7-е изд. — СПб. : Питер, 2003. — 720 с.

5. Методы взлома WI-FI сетей [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://www.glavsetstroy.ru/articles.php?id=19> (дата обращения: 09.12.2011).

6. Common Network Attacks and Exploits [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://nsrc.org/workshops/2008/ait-wireless/kemp/network-attacks.pdf> (дата обращения: 09.12.2011).

7. Ponemon. Second annual cost of cyber crime study. Research report, Ponemon Institute, Aug 2011 [Электронный ресурс]. — Режим доступа: http://www.arcsight.com/collateral/whitepapers/2011_Cost_of_Cyber_Crime_Study_August.pdf (дата обращения: 15.12.2011).

ШАХОВ Владимир Григорьевич, кандидат технических наук, профессор (Россия), профессор кафедры «Автоматика и системы управления».

МОРОЗОВ Антон Валерьевич, аспирант кафедры «Автоматика и системы управления».

Адрес для переписки: e-mail: morozav89@mail.ru

Статья поступила в редакцию 06.03.2012 г.

© В. Г. Шахов, А. В. Морозов

УДК 621.373

Г. С. НИКОНОВА

Омский государственный
технический университет

ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ И ТЕМПЕРАТУРНОЙ СТАБИЛИЗАЦИИ ПАВ-УСТРОЙСТВ

В статье рассматриваются основные принципы проектирования и температурной стабилизации ПАВ-устройств. Проанализировано современное состояние вопроса. Представлены результаты исследований.

Ключевые слова: ПАВ-устройства, ПАВ-фильтры, ПАВ-линии задержки, ПАВ-генераторы, термокомпенсация.

Основные принципы проектирования ПАВ-устройств. В современной радиоаппаратуре все более широко применяются различные устройства функциональной электроники, в том числе и устройства на поверхностных акустических волнах (ПАВ). Наибольшее применение из ПАВ-устройств нашли полосовые фильтры и генераторы различного назначения. Характеристики разрабатываемых ПАВ-устройств во многом определяются свойствами пьезоматериалов, в качестве которых применяются различные виды изотропной пьезокерамики, пленочные слоистые материалы, анизотропные монокристаллы, и зависят от применяемой топологии встречно-штыревых преобразователей (ВШП).

Полосовые ПАВ-фильтры и генераторы на их основе по фильтровой схеме при типовых требованиях к параметрам могут быть выполнены на простых одноканальных ПАВ-линиях задержки (ПАВ ЛЗ) с двумя-тремя преобразователями (рис. 1).

Расчет подобных ПАВ-фильтров не требует сложного программного обеспечения [1]. Без учета влияния вторичных эффектов расчет проводится по следующей методике.

1. Задаются требования для проектирования: центральная частота (f_0), полоса пропускания ($2\Delta f_{\text{пр}}$), полоса задерживания ($2\Delta f_{\text{з}}$), входное и выходное резистивные сопротивления на центральной частоте (R), гарантированное ослабление в полосе задер-



Рис. 1. Простая одноканальная ПАВ ЛЗ

живания, вносимое ослабление и неравномерность ослабления в полосе пропускания, требования к фазочастотной характеристике (ФЧХ), требования к температурной стабильности, массо-габаритные требования и др.

2. Исходя из заданных требований выбирается материал звукопровода (подложки), анализируются необходимые для дальнейших расчетов характеристики материала, важнейшей из которых является коэффициент электромеханической связи ($k_{св}$)

$$k_{св}^2 = E_{12}^2 / (E_1 \cdot E_2) = 2(v_0 - v_m), \quad (1)$$

где $E_1, E_2, E_{12}, v_0, v_m$ — механическая энергия, электрическая энергия, пьезоэлектрическая энергия и скорости ПАВ на свободной и металлизированной поверхностях, соответственно.

3. С учетом требований к частотным характеристикам определяется вид топологии ВШП, рассчитывается или выбирается необходимая функция аподизации электродов $W(n)$ для одного или для нескольких преобразователей.

4. Рассчитывается топология преобразователей: — определяется количество пар электродов каждого преобразователя (N). Например, при одинаковых ВШП с аподизацией, при числе лепестков импульсной характеристики каждого ВШП, равном m :

$$N = (m + 1) \cdot 2\Delta f / f_0; \quad (2)$$

— для устройства, работающего на основной гармонике (f_0), рассчитывается ширина электродов h и расстояния между ближайшими краями соседних электродов d

$$h = d / 2 = \lambda_0 / 4, \quad (3)$$

где $\lambda_0 = v_{ср} / f_0$, $v_{ср}$ — среднее значение скорости ПАВ с учетом разной скорости распространения по свободной (v_0) и металлизированной (v_m) поверхностям подложки. При расчетах величины (λ_0) часто приближенно принимается $v_{ср} \approx v_0$;

— выбирается или рассчитывается максимальное значение апертуры преобразователей (W_0)

$$W_0 = (5 \dots 100) \cdot \lambda_0, \quad (4)$$

зависящее от требуемых из условия согласования значений резистивных сопротивлений ВШП и от допустимых дифракционных искажений;

— определяется расстояние между центрами преобразователей (L_0) по заданному значению ФЧХ (φ_0) или ее крутизне, а также с учетом размещения приемного ВШП в ближней зоне Френеля

$$|\varphi_0| = 2\pi f_0 \cdot (L_0 / v_{ср}) = 2\pi f_0 \cdot \tau, \quad (5)$$

$$L_0 \leq W_0^2 / (4\lambda_0); \quad (6)$$

— с учетом выбранной функции аподизации, например, по выражению

$$Y_n = (W_0 / 2) \cdot W(n), \quad (7)$$

рассчитываются координаты краев «пар» электродов каждого ВШП относительно горизонтальной оси симметрии преобразователей. Здесь $n=0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm N/2$ — номера пар электродов преобразователя относительно центральной (нулевой) пары (Y_n для отдельных электродов каждой «пары» — знакопеременная величина, а $W(n)$ может дополнительно изменять знак Y_n).

5. Находятся минимально необходимые габаритные размеры подложки ПАВ-устройства с учетом размеров ВШП.

6. Рассчитываются частотные характеристики ПАВ-устройства, соответствующие спроектированной топологии преобразователей.

ПАВ-фильтры, разрабатываемые по такой приближенной методике, обеспечивают ослабление в полосе задерживания до 40–50 дБ при вносимых потерях в полосе пропускания 6–12 дБ, применяются в одночастотных и дискретно-перестраиваемых ПАВ-генераторах, с невысокими требованиями к стабильности частоты колебаний.

Однако непрерывное совершенствование современной радиоэлектронной аппаратуры предъявляет все более жесткие требования к электрическим параметрам фильтров на ПАВ. В настоящее время остается актуальной задача комплексного подхода к разработке и изготовлению фильтров на ПАВ с предельно достижимыми характеристиками в условиях серийного производства.

В новых разработках ПАВ-фильтров для уменьшения вносимых потерь, обеспечения самосогласования и увеличения гарантированного ослабления применяются более сложные преобразователи: однонаправленные, многорезонаторные кольцевые и другие (рис. 2).

Следует ожидать, что применение таких фильтров в ПАВ-генераторах улучшит характеристики генераторов [2].

Температурная стабилизация характеристик ПАВ-фильтров и ПАВ-генераторов. Одной из сложнейших проблем при разработке радиотехнических устройств является повышение температурной стабильности. Это связано с широким температурным диапазоном эксплуатации радиотехнических устройств (от – 65 до + 65°С) со случайными температурными флуктуациями в устройствах, а также с наличием существенных температурных зависимостей радиокомпонентов. Вопрос повышения температурной стабильности мало проработан и для техники поверхностных акустических волн, где встречаются лишь отдельные публикации, относящиеся к этой теме [3].

Для электрических фильтров в большинстве практических случаев важна температурная стабильность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), а для генераторов — стабильность ФЧХ. Однако температурная стабильность обеих частотных характеристик в устройствах на ПАВ зависит от одних и тех же факторов (материал пьезоподложки, тип преобразователей и др.). Поэтому, анализ возможности повышения температурной стабильности частотных характеристик вначале целесообразно рассмотреть для типовых топологий ПАВ-фильтров, а достаточно эффективные технические решения затем могут быть применены и в схемах генераторов.

1. Проанализируем температурную зависимость величины запаздывания поверхностной акустической волны в линии задержки на центральной частоте. Для случая неметаллизированной поверхности подложки запаздывание определяется в виде

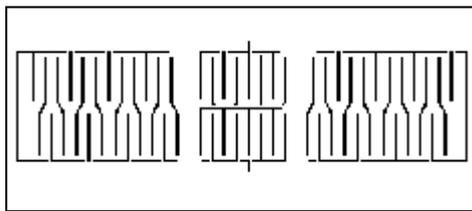


Рис. 2. Кольцевой ПАВ-фильтр

$$\tau = L_0 / v_0, \quad (8)$$

откуда следует выражение для температурного коэффициента задержки (α_τ)

$$\alpha_\tau = \frac{1}{\tau} \cdot \frac{d\tau}{dt} = \frac{1}{L_0} \cdot \frac{dL_0}{dT} - \frac{1}{v_0} \cdot \frac{dv_0}{dT} = \alpha_L - \alpha_V, \quad (9)$$

где, α_L , α_V — температурные коэффициенты линейного теплового изменения размеров подложки и температурного изменения скорости ПАВ соответственно. Анализ выражения (9) позволяет сделать определенные выводы и предложить следующие технические решения:

а) из выражения (9) следует, что одним из методов повышения термостабильности является применение идеального термостатирования. Однако, термостатирование для миниатюрных ПАВ-устройств слишком «громоздко» и «энергозатратно»;

б) возможна минимизация или корректировка величины α_L , α_V или же корректировка величины L с помощью регулирующего механического или электрического воздействия на подложку по управляющему сигналу цепи обратной связи. Несложное конструктивное решение для реализации подобной идеи, очевидно, и заключается в нанесении дополнительных электродов на нерабочие поверхности подложки, к которым подводится регулирующее напряжение. Однако достаточно эффективное изменение α_L , L можно получить лишь при использовании для подложек пьезокерамических материалов, которые достаточно успешно применяются в пьезодвигателях и в различных низкочастотных малоустойчивых датчиках физических величин. Если учесть «зернистость» пьезокерамик, необходимость в высоковольтном управляющем напряжении, а также слабое влияние этого способа регулировки на величину α_V , то на современном этапе проектирования такое техническое решение мало пригодно для термостабилизации ПАВ-устройств. Поэтому в дальнейшем рассматриваются только подложки из анизотропных кристаллов;

в) можно уменьшать величину $\alpha_\tau = \alpha_L - \alpha_V$, если в разрабатываемой конструкции фильтра α_L , α_V близки по модулю и имеют одинаковый знак в заданном температурном интервале. Однако в большинстве применяемых пьезоподложек из анизотропных кристаллов с различными срезами это условие не выполняется и при изменении температуры наблюдается практически линейное изменение задержки с постоянным коэффициентом α_τ . Примеры температурных характеристик анизотропных пьезоподложек такого типа при разных срезах следующие [4, 5]:

$$\begin{aligned} & - \text{LiNbO}_3 \text{ (различные срезы)} - \\ \alpha_\tau & = + (70 \dots 95) \cdot 10^{-6}, \alpha_L = + (13 \dots 7) \cdot 10^{-6}, \\ \alpha_V & = - (57 \dots 88) \cdot 10^{-6}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & - \text{SiO}_2 \text{ (YX)} - \alpha_\tau = + (24) \cdot 10^{-6}, \alpha_L = + (14) \cdot 10^{-6}, \\ & \alpha_V = + (38) \cdot 10^{-6}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & - \text{LiTaO}_3 \text{ (различные срезы)} - \alpha_\tau = + \\ & + (25 \dots 50) \cdot 10^{-6}, \alpha_L = + (5 \dots 15) \cdot 10^{-6}, \\ & \alpha_V = - (20 \dots 35) \cdot 10^{-6}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & - \text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20} \text{ (различные срезы)} - \alpha_\tau = + (115) \cdot 10^{-6}, \\ & \alpha_V = - (125) \cdot 10^{-6}. \end{aligned}$$

Кроме приведенных в качестве примера пьезоматериалов с линейным изменением задержки в интервале температур, определены и экспериментально получены срезы пьезоматериалов с минимальной величиной α_τ в узком температурном интервале. При этом температурная зависимость времени задержки описывается квадратичной зависимостью вида

$$\tau(t) = \tau(t_0) \cdot (1 + k_t(t - t_0)^2), \quad (10)$$

где k_t , t_0 — температурный коэффициент и температура минимального изменения задержки соответственно.

Несмотря на большое количество проанализированных и реально полученных подобных срезов на основе кварца, берлинита, ортофосфата, арсенида галлия и других пьезоматериалов с разными значениями t_0 , в серийном производстве наиболее широко применяется «исторически» первый срез кварца YX/42°45' с $t_0 = 20^\circ\text{C}$, $k_t = 32,3 \cdot 10^{-9} 1/^\circ\text{C}^2$, у которого $\alpha_\tau = 0$ при $t = t_0$. Однако в последние десятилетия российскими и зарубежными специалистами исследуются характеристики новых, ранее не применяемых, пьезокристаллов, ведется моделирование по поиску оптимальных срезов этих кристаллов, например в [6].

Приведенные выше значения величин α_L , α_V для различных срезов пьезоматериалов относились к направлениям «чистой моды». Как показало моделирование, для других направлений распространения ПАВ при выбранном срезе эти величины могут изменяться и по модулю, и по знаку, что может быть использовано для разработки термокомпенсированных фильтров, в которых за счет топологии преобразователей обеспечиваются различные (не противоположные) направления распространения волн по рабочей поверхности подложки. Однако выявить моделированием общие закономерности изменения α_τ при изменении направления распространения не удалось. Кроме того, в направлениях, отличающихся от направления «чистой» моды, резко возрастают потери энергии ПАВ из-за отклонения потока энергии и из-за других факторов. Поэтому этот вариант термокомпенсации пока далек от практической реализации.

2. Применение пленочных структур в ПАВ-устройствах считается перспективным методом получения пьезоэлектриков с новыми характеристиками, в том числе и с нелинейными свойствами. В публикациях по этому вопросу, например в [7], рассматривается моделирование ПАВ-устройств с тонкими и толстыми пленками из металлов и оксидов металлов, анализ их свойств по программным моделям. Делается вывод, что температурный коэффициент задержки подобной структуры приблизительно равен среднему арифметическому коэффициентов задержки подложки и пленки для случая одинакового проникновения ПАВ в толщины этих веществ. Следовательно, в принципе возможны ис-

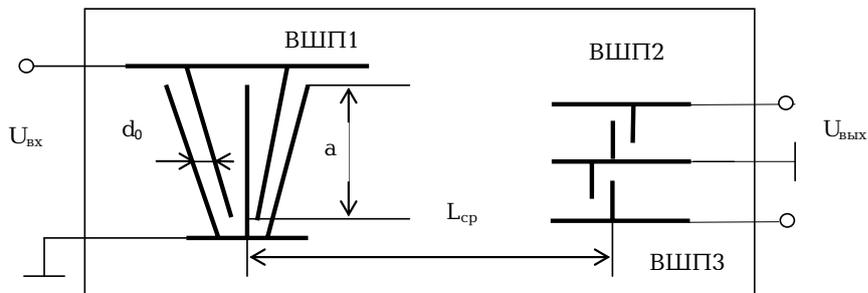


Рис. 3. ПАВ-фильтр с веерным ВШП

следования и в этом направлении — термокомпенсация ПАВ-устройств с применением пленочных напыляемых структур или с легированием поверхностного слоя подложки различными веществами.

3. Рассмотренный выше анализ позволяет сделать следующие выводы:

а) термостабилизацию ПАВ-фильтров за счет электрического или механического воздействия на параметр α_t , а также за счет использования различных направлений распространения ПАВ по поверхности пьезоподложки, на данный момент целесообразно рассматривать как недостаточно эффективный вариант;

б) достаточно эффективная термостабилизация характеристик ПАВ-фильтров в сравнительно узком температурном диапазоне достигается при применении для пьезоподложек различных срезов кристаллов с квадратичной зависимостью запаздывания от температуры;

в) при применении для пьезоподложек пьезоэлектриков с линейным изменением запаздывания от температуры, для учета температурных эффектов можно проектировать ПАВ-фильтры с расширенной полосой пропускания, если это не противоречит требованиям технического задания;

г) эффективная температурная стабилизация частоты ПАВ-генераторов (стабилизация ФЧХ фильтра) может быть обеспечена применением в цепи обратной связи двухкаскадного ПАВ-фильтра, выполненного на двух пьезоподложках, имеющих температурные коэффициенты задержки разного знака. Различие в модулях величин α_t компенсируется различной рабочей длиной линий задержки (фильтров). Аналогичный эффект дает также применение двух или более пьезоподложек на разных срезах кварца YX1/φ с квадратичной зависимостью запаздывания от температуры, имеющих разные значения температур t_0 ;

д) возможна разработка термостабильных ПАВ-устройств на пленочных структурах, однако необходим первоначальный этап исследований для получения адекватной методики расчета таких структур, а при изготовлении — хорошее технологическое обеспечение (очень точный контроль напыления или легирования).

4. Следует отметить, что у большинства анизотропных кристаллов коэффициент α_t всегда положителен. Для температурной стабилизации частоты генераторов для таких случаев может быть применена термокомпенсация в виде фазовой или частотной автоподстройки частоты. В обоих случаях нужны два ПАВ-генератора: термочувствительный и подстраиваемый. Но в схеме с фазовой автоподстройкой необходимо, чтобы обязательно отличались модули коэффициента α_t у ПАВ-фильтров генераторов. В схеме с частотной автоподстройкой это тре-

бование необязательно, а два генератора могут быть выполнены и на одном нелинейном элементе, но с двумя ПАВ-фильтрами. Частотный детектор и один из генераторов достаточно просто выполняются на двухканальной ПАВ-линии задержки с веерным преобразователем (рис. 3).

В заключение следует отметить, что экспериментально исследованы ПАВ-генераторы, в которых применялись некоторые из перечисленных методов термокомпенсации. Лучшие результаты получены при применении в кольце автогенератора двухзвенных фильтров, отдельные звенья которых выполнены на пьезоподложках, имеющих разные по знаку температурные коэффициенты. Это позволило существенно снизить температурные отклонения частоты генератора в диапазоне температур от -50 до $+50^\circ\text{C}$ до величины $50 \text{ Гц}/^\circ\text{C}$ относительно номинальной частоты 70 МГц .

Библиографический список

1. Мэтьюз, Г. Фильтры на поверхностных акустических волнах / Г. Мэтьюз; под ред. Г. Мэттьюза. — М.: Радио и связь, 1981. — 472 с.
2. Двухполосная ПАВ-микросборка ГУНа для мобильных радиостанций диапазона частот 146-174 МГц / С. А. Доберштейн [и др.] // Техника радиосвязи. — 2001. — Вып. 6. — С. 52–60.
3. Никонова, Г. С. Термокомпенсация ПАВ-генераторов / Г. С. Никонова, И. В. Никонов // Техника радиосвязи. — 2009. — Вып. 14. — С. 112–115.
4. Пьезоэлектрические преобразователи для радиоэлектронных устройств / А. И. Морозов [и др.]. — М.: Радио и связь, 1981. — 184 с.
5. Морган, Д. Устройства обработки сигналов на поверхностных акустических волнах / Д. Морган. — М.: Радио и связь, 1990. — 416 с.
6. Новые оптимальные ориентации для поверхностных акустических волн в пьезокристаллах лангасита, ланганита, лангата / М. Ю. Двошерстов [и др.] // Журн. техн. физ. — 2002. — Т. 72. — Вып. 8. — С. 103–108.
7. Термостабильные ориентации в пьезокристаллах LGS, LGN для поверхностных акустических волн / М. Ю. Двошерстов [и др.] // Журн. техн. физ. — 2001. — Т. 71. — Вып. 4. — С. 89–94.

НИКОНОВА Галина Сергеевна, аспирантка кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики».

Адрес для переписки: e-mail: gnika59@mail.ru

Статья поступила в редакцию 06.03.2012 г.

© Г. С. Никонова

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ГЕНЕРАТОРОВ НА ПОВЕРХНОСТНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ ВОЛНАХ

В статье проведен сравнительный анализ разработок генераторов с ПАВ-резонаторами и линиями задержки. Приведены частотные характеристики ПАВ-линии задержки с малыми потерями и характеристики одночастотного генератора.

Ключевые слова: ПАВ-фильтры, ПАВ-резонаторы, ПАВ-линии задержки, ПАВ-генераторы.

В последнее десятилетие в России, как и в других странах мира, интенсивно ведутся разработки приемо-передающей аппаратуры в диапазоне частот от 10^6 до $2 \cdot 10^9$ Гц. В радиоаппаратуре коротковолнового диапазона успешно применяются серийно выпускаемые генераторы с кварцевыми резонаторами на ОАВ, обеспечивающие кратковременную нестабильность частоты до 10^{-12} (без учета температурной и режимной нестабильности) [1]. Однако генераторы с кварцевыми резонаторами на ОАВ не могут применяться в качестве генераторов с широкой частотной перестройкой, а умножение частоты таких генераторов от 1 МГц до 1 ГГц увеличивает мощность шума выходного сигнала устройства на 60 дБ. Тем не менее генераторы с кварцевыми резонаторами на ОАВ, а также RC-генераторы и LC-генераторы, имеющие худшие характеристики по нестабильности частоты ($10^{-3} - 10^{-6}$), применяются и в новых радиотехнических устройствах для частотного диапазона от 10^7 до $2 \cdot 10^9$ Гц. Однако в этом частотном диапазоне могут успешно использоваться более технологичные генераторы с устройствами на поверхностных акустических волнах (ПАВ-генераторы).

Это противоречие связано, в частности, с тем, что сравнительно успешные исследования в области акустоэлектроники поверхностных акустических волн относятся лишь к проектированию ПАВ-фильтров. В частности, разрабатываются различные методики проектирования ПАВ-фильтров, делаются попытки применения в ПАВ-фильтрах других типов акустических волн, исследуется возможность получения достаточно эффективной перестройки по частоте и полосе пропускания. Поэтому большинство разработчиков ПАВ-генераторов используют ПАВ-фильтры как покупные радиокомпоненты, не учитывая специфику работы таких фильтров, их возможные параметры, температурные, различные вторичные эффекты, которые влияют на характеристики генераторов. В немногочисленных исследованиях ПАВ-генераторов, описанных в российских публикациях, даже не анализируется возможность одномодового или многомодового режима работы генератора (в дальнейшем термин «одномодовый режим» будет означать выполнение условия баланса фаз генератора для одной частоты в полосе пропу-

скания ПАВ-фильтра, а термин «многомодовый» — для нескольких частот). В этой связи основные характеристики новых разрабатываемых генераторов с ПАВ-линиями задержки (ПАВ ЛЗ), описанные в открытых публикациях для частот 10–50 МГц, мало изменились в сравнении с характеристиками подобных генераторов двадцатилетней давности и соответствуют примерно следующим значениям [2]:

$$-\left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)_{\text{ПАВ}} \approx 10^{-8} \text{ относительная кратковременная}$$

нестабильность частоты за время измерения 1 мс;

$-S_{\psi\text{ПАВ}} \approx 130$ дБ/Гц относительная мощность фазовых шумов при отстройке от средней частоты генерации на 10 кГц.

У разработанных и серийно выпускаемых зарубежных ПАВ-генераторов с резонаторами для частот генерации выше 100 МГц, где удается получить эквивалентную добротность резонатора $10^3 - 2 \cdot 10^4$ при приемлемых размерах пьезоподложки, достигнутые характеристики несколько лучше — за счет более высокой добротности частотно-избирательного устройства. В частности, фирма Micro Networks выпускает ПАВ-генераторы (например, модель PLO-800–100) на частоты от 100 МГц до 2 ГГц с малыми шумами и с возможностью электронной перестройки частоты в небольших пределах. Типовые характеристики таких генераторов в указанном частотном диапазоне следующие:

$$S_{\psi\text{ПАВ}} \approx (130 - 135) \text{ дБ/Гц при отстройке более } 10 \text{ кГц, } \left(\frac{\Delta f}{f_0}\right)_{\text{ПАВ}} \neq (10^{-8} - 10^{-10}), \text{ что все же хуже}$$

добрых характеристик опорных генераторов с кварцевыми резонаторами на ОАВ для нижней границы рассматриваемого частотного диапазона. Характеристики таких генераторов лучше характеристик генераторов с кварцевыми резонаторами на ОАВ лишь на частотах выше 500 МГц, где удается получить более высокую добротность резонаторов.

Для улучшения характеристик опорных и управляемых ПАВ-генераторов в диапазоне $10^7 - 2 \cdot 10^9$ Гц необходимо решить следующие задачи:

1. Определить предельные эквивалентные добротности ПАВ ЛЗ и ПАВ-резонаторов в данном частотном диапазоне при приемлемых размерах

пьезоподложек. Оценить возможность применения конкретных ПАВ-фильтров (линий задержки и резонаторов) в различных частотных интервалах рассматриваемого частотного диапазона с максимальной эквивалентной добротностью.

2. Проанализировать вносимые потери в ПАВ ЛЗ и ПАВ-резонаторах при различных топологиях преобразователей.

3. Разработать ПАВ ЛЗ, имеющие минимальные вносимые потери и обеспечивающие при этом устойчивый одномодовый режим работы генератора.

4. Разработать модель и методику анализа стабильности частоты ПАВ-генераторов, учитывающую влияние эквивалентной добротности и вносимых потерь ПАВ-фильтра. Исследовать практические схемы генераторов.

В данной статье приводится обзор некоторых авторских исследований ПАВ-генераторов для частотного диапазона 10-400 МГц, в которых решались перечисленные выше задачи.

1. В диапазоне частот 10 – 400 МГц для пьезоподложки с габаритами не более 10x15x1 мм определены предельные значения добротности ПАВ ЛЗ ($Q_{ЛЗ}$) и ПАВ-резонаторов ($Q_{РЕЗ}$) — из условия эквивалентности ПАВ-структуры избирательному контуру. Изменения фазочастотной характеристики ($\Delta\psi$) ПАВ ЛЗ вблизи резонансной частоты определяются выражением:

$$\Delta\psi = \tau(\omega + \Delta\omega) - \tau(\omega - \Delta\omega) = 2\Delta\omega\tau, \quad (1)$$

а для избирательного контура подобные изменения $\Delta\psi$ равны

$$\Delta\psi \approx 2Q \frac{(\omega_0 + \Delta\omega)}{\omega_0} - 2Q \frac{(\omega_0 - \Delta\omega)}{\omega_0} \approx 4Q \frac{(\Delta\omega)}{\omega_0}. \quad (2)$$

Отсюда получаем

$$Q_{ЛЗ} = 0,5\omega_0\tau = 100 - 4000 \quad (3)$$

$$Q_{ЛЗ} = 0,5\omega_0\tau(\rho) = 10 - 10000. \quad (4)$$

Здесь τ — постоянное время задержки ПАВ-устройства (время задержки между ВШП или между ВШП и отражательной структурой);

ρ — коэффициент отражения отражательных структур резонатора, зависящий от возможности их эффективного выполнения на разных частотах;

$\tau(\rho)$ — эквивалентное время задержки резонатора, в первом приближении пропорциональное коэффициенту отражения отражательных структур:

$$\tau(\rho) \approx (\tau \cdot \rho) / (1 - \rho). \quad (5)$$

Меньшие значения добротности в (3,4) соответствуют частоте 10 МГц, а большие — частоте 400 МГц при $\tau = 3$ мкс. На частоте 300 МГц расчетные значения добротности линии задержки и резонатора примерно одинаковы ($Q = 3000$).

2. Для упрощенной нелинейной модели генератора, при условии $Q \geq 10$, проведен анализ кратковременной нестабильности частоты генератора ($\frac{\Delta f}{f_0}$) с ПАВ-устройствами (ПАВ ЛЗ и ПАВ резонаторами) по приближенным выражениям [2]

$$\left(\frac{\Delta f}{f_0}\right) \approx \frac{\Delta\psi}{2Q_{\Sigma}}, \quad (6)$$

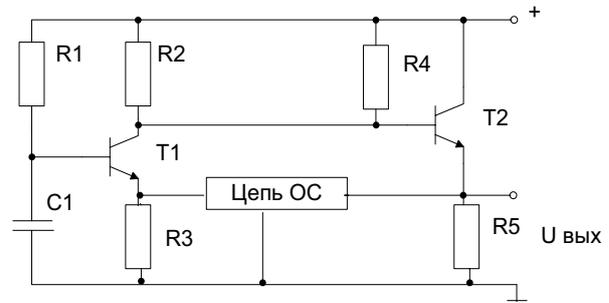


Рис. 1. ПАВ-генератор по схеме Батлера

$$\left(\frac{\Delta f}{f_0}\right) \approx \frac{1}{k \cdot (Q'_{\Sigma})^2}, \quad (7)$$

где Q'_{Σ} — эквивалентная добротность ПАВ-устройства с учетом влияния внешних цепей, $\Delta\psi$ — флуктуации ФЧХ ПАВ-устройства; k — коэффициент, учитывающий мощность полезного сигнала, частоту анализа, температуру.

Для конкретной схемной реализации генератора (общая база — общий коллектор) (рис. 1), при мощности полезного сигнала 0,2 мВт и для частоты анализа, соответствующей $f_a = 1kГц$, $k \approx 100$.

В соответствии с выражением (7) рассчитанная кратковременная нестабильность частоты генератора с ПАВ ЛЗ составляет

$$\left(\frac{\Delta f}{f_0}\right) \approx 5 \cdot 10^{-10} \text{ — при } Q = 4000, \text{ на частоте } 400 \text{ МГц,}$$

$$\left(\frac{\Delta f}{f_0}\right) \approx 10^{-6} \text{ — при } Q = 100, \text{ на частоте } 10 \text{ МГц.}$$

На частоте 300 МГц кратковременная нестабильность частоты генератора с ПАВ-резонатором аналогична нестабильности частоты генератора с ПАВ ЛЗ. На частотах ниже 100 МГц при указанных выше размерах пьезоподложки резонатор с отражательными решетками и достаточно хорошими характеристиками выполнить невозможно. Поэтому для частот ниже 200 – 300 МГц целесообразно разрабатывать и применять ПАВ-генераторы только с линиями задержки.

3. При рассмотренном выше приближенном анализе кратковременной нестабильности частоты генераторов приняты следующие допущения: коэффициенты передачи ПАВ-устройств по мощности приняты равными единице; характеристика избирательной цепи автогенератора не учитывается в оценке кратковременной нестабильности частоты; баланс амплитуд автоматически выполняется для всех анализируемых частот генераторов; сопротивления преобразователей ПАВ-устройств согласованы с сопротивлениями внешних цепей по условию передачи максимальной мощности, которая близка к условию согласования по шумам.

Однако в типовых схемах ПАВ-генераторов (например, рис. 1) при применении обычных ПАВ ЛЗ с двунаправленными преобразователями, даже при согласовании линий задержки по мощности с помощью внешних цепей, потери мощности могут составлять более 6 – 12 дБ. Такие потери мощности определяются двунаправленностью излучения обычных двунаправленных встречно-штыревых преобразователей. В итоге, потери мощности в ПАВ-устройствах уменьшают амплитуду сигнала генератора (отношение сигнал/шум), а также из-за случайного характера изменений коэффици-

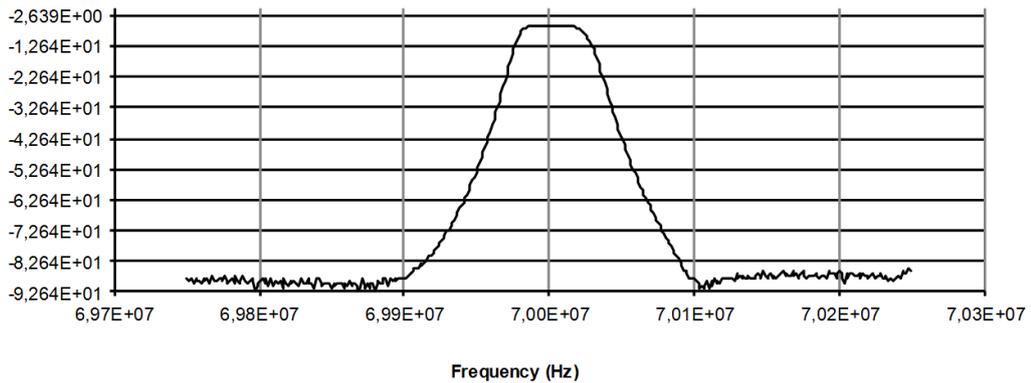


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика ПАВ-фильтра

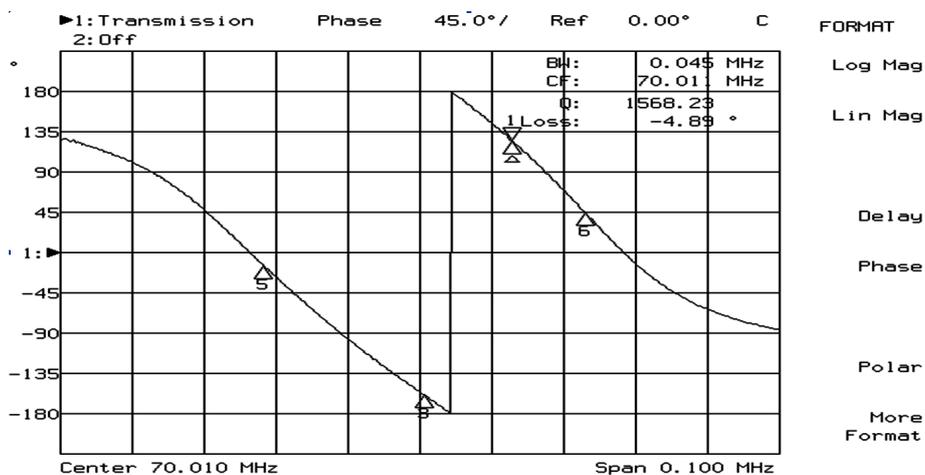


Рис. 3. ФЧХ ПАВ-фильтра

ентов передачи отдельных узлов автогенератора увеличивают мощность амплитудных и фазовых шумов. Поэтому кратковременная нестабильность частоты реального ПАВ-генератора хуже в сравнении с расчетами по выражению (7).

Необходимо учесть, что при применении ПАВ ЛЗ с двумя встречно-штыревыми преобразователями относительная полоса пропускания ЛЗ по первым нулям амплитудно-частотной характеристики обратно пропорциональна числу пар электродов узкополосного преобразователя

$$\frac{2\Delta f_{\text{ПП}}}{f_0} = \frac{1}{N}, \tag{8}$$

где N — число пар электродов узкополосного преобразователя; $2\Delta f_{\text{ПП}}$ — абсолютная полоса пропускания узкополосного преобразователя по первым нулям амплитудно-частотной характеристики. Поэтому при включении ПАВ ЛЗ в кольцо автогенератора условия баланса фаз могут выполняться для значительного количества частот в полосе пропускания, а устойчивый одночастотный режим без дополнительных внешних избирательных устройств обеспечивается при условии

$$\frac{1}{\tau} \geq 2\Delta f_{\text{ПП}}, \tag{9}$$

где τ — величина запаздывания в ЛЗ.

Выполнение этого условия накладывает ограничения на возможность увеличения времени запаздывания и эквивалентной добротности ПАВ ЛЗ и, как следствие, на возможность повышения стабильности частоты ПАВ-генератора. Реализация одночастотных (одномодовых) режимов работы ПАВ-генераторов с ЛЗ ранее рассматривалась в [2, 3]. В частности, в [3] для решения подобных задач предложена ПАВ ЛЗ с расстроенными по частоте ВШП, что привело, к сожалению, к увеличению потерь.

В последние годы разработаны полосовые ПАВ-фильтры для преселекторов и трактов промежуточной частоты (ПЧ) сигнала с новой топологией встречно-штыревых преобразователей и с существенно улучшенными характеристиками [4]. Их основные достоинства следующие:

- достаточно эффективное согласование с внешними электрическими цепями без дополнительных согласующих индуктивных элементов;
- возможность трансформации резистивных сопротивлений преобразователей от входных клемм к выходным;
- минимизация вносимых потерь в полосе пропускания (менее 1дБ) за счет применения различных кольцевых преобразователей;
- получение ослабления в полосе задерживания до 60 – 65 дБ при однокаскадном фильтре;
- возможность разработки топологий для получения одномодового режима и, как следствие, для

обеспечения гарантированного одночастотного режима работы генератора.

На рис. 2, 3 приведены частотные характеристики такой ПАВ ЛЗ на среднюю частоту 70, 00 МГц.

Исследования одночастотного генератора с ПАВ ЛЗ по фильтровой схеме Батлера (рис. 1) в целом подтвердили возможность получения приемлемых для практического применения характеристик. Достигнута кратковременная нестабильность частоты генератора 10^{-9} (без учета температурной нестабильности), а диапазон плавной перестройки частоты внешними электронными фазовращателями составляет до 25% полосы пропускания ПАВ ЛЗ.

Проведенные исследования ПАВ-генераторов дают обнадеживающие результаты и подтверждают целесообразность специального топологического проектирования ПАВ-фильтров для высокостабильных акустоэлектронных генераторов.

Библиографический список

1. Манасевич, В. Синтезаторы частот: Теория и проектирование / В. Манасевич. — М.: Связь, 1979. — 382 с.
2. Никонова, Г. С. Оценка кратковременной нестабильности частоты генератора на поверхностных акустических волнах. Одночастотный режим работы / Г. С. Никонова, И. В. Никонов // Техника радиосвязи. — 2010. — Вып. 15. — С. 100 — 106.

3. Никонов, И. В. Одномодовая линия задержки с двумя расстроенными по частоте преобразователями / И. В. Никонов // Вопросы теории и практического использования поверхностно-акустических волн: межведомствен. сб. — М.: Изд-во МЭИ, 1982. — № 2. — С. 134 — 137.

4. Доберштейн, С. А. Высокоизбирательные самосогласованные фильтры на ПАВ с малыми потерями на различных средах ниобата лития / С. А. Доберштейн, В. А. Малюхов, К. А. Николаенко // Радиозлектроника. — 1991. — № 1. — С. 87 — 91.

АРЖАНОВ Валерий Андреевич, кандидат технических наук, профессор кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики».

НИКОНОВА Галина Сергеевна, аспирантка кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики».

Адрес для переписки: 644050, г. Омск, пр. Мира, 11.

Статья поступила в редакцию 06.03.2012 г.

© В. А. Аржанов, Г. С. Никонова

УДК 621.3.049.75

М. Е. ОСИНКИНА

Омский государственный
технический университет

ПРИМЕНЕНИЕ SADT-ТЕХНОЛОГИИ В КОНСТРУИРОВАНИИ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ

В данной статье рассмотрен современный подход к вопросу проектирования печатной платы. Проанализированы особенности конструирования печатной платы и возможности их производства, используется метод их проектирования, базирующийся на принципах SADT-методологии.

Ключевые слова: печатная плата, SADT-методология, тепловой расчет, ЭМС, топология, компоненты.

Современные многослойные печатные платы составляют две трети мирового производства печатных плат в ценовом исчислении, хотя в количественном выражении уступают одно- и двухсторонним платам. К многослойным платам предъявляют высокие требования, в том числе и для трассировки.

Существует множество программ для трассировки печатных плат, но большинство из них не выполняют полностью разводку цепей. У некоторых программ существует ограничение на использование определенного количества цепей. Также при конструировании встречаются технологические ограничения, например, выход за границы трассировки печатной платы или трассировка в зоне крепежа. Некоторые трассировщики «запрограммированы» на обеспечение 100% разводки и поэтому на платах могут быть очень длинные цепи, проложенные по всем возможным слоям печатной платы и включа-

ющие множество переходных отверстий для ветвления цепей по слоям. Из сказанного следует, что для приемлемой разводки печатной платы, удовлетворяющей технологическим и схемотехническим требованиям, следует в непростых ситуациях технологических ограничений прибегать к ручной разводке. Подчеркнем, что современные печатные платы отличаются сложностью обширной элементной базой и большим количеством цепей, поэтому разводку ведут в автоматизированном режиме программой для трассировки печатных плат, а все критические моменты прорабатывают вручную. Этими моментами являются элементы в сложном корпусе с большим количеством дифференциальных пар или микрополосковых линий передачи, которые следует просчитывать.

В современных печатных платах применяют быстроедействующие полупроводниковые приборы и

Этапы создания печатной платы

| № | Название этапа | Содержание этапа |
|---|------------------|---|
| 1 | Анализ | На каждую печатную плату выдается свое техническое задание, связанное с ее функциональным назначением, в котором содержатся конкретные требования по определенным цепям, будь это цепи питания или сигнальные цепи с указанными ограничениями. |
| 2 | Проектирование | В печатных платах содержатся разные компоненты по назначению и габаритным размерам, с различными электромагнитными свойствами и тепловыми режимами, которые необходимо учесть при установке. Для размещения компонентов и создания топологии рисунка печатной платы необходимо провести расчеты, связанные с электромагнитной совместимостью, перегревом как компонентов, так и самой печатной платы. |
| 3 | Реализация | Для создания «разведенной» печатной платы необходимы материалы и химикаты, которые дадут качественное изготовление печати. Также для качественного и точного монтажа компонентов необходимо использовать соответствующее оборудование. |
| 4 | Тестирование | При получении готовой печати с установленными компонентами необходимо проверить и протестировать ее во всех условиях эксплуатации, в которых она будет функционировать. |
| 5 | Установка | Транспортировка и установка печатной платы в сборочный узел. |
| 6 | Функционирование | Стабильная работа печатной платы на основном объекте на протяжении нескольких лет. |

возрастает общее число компонентов, что приводит к электромагнитным помехам и их перегреву. При размещении компонентов на печатной плате следует обеспечить наилучшие условия достижения электромагнитной совместимости. Также необходимо в плате обеспечить выполнение тепловых требований. Эти два предъявленные требования, как известно, являются противоречивыми. Конструктор должен расставить приоритеты в требованиях в зависимости от вида, назначения, условий эксплуатации печатных плат.

Потребность в них постоянно возрастает и поэтому, для более сложных быстродействующих печатных плат специального назначения необходимо разработать универсальный алгоритм для их разработки и конструирования. Для эффективного проектирования печатной платы, где будут учтены все факторы влияния и требования к печатной плате, целесообразно рассмотреть методологию SADT.

SADT (Structured Analysis and Design Technique) — одна из известных методологий анализа и проектирования систем, предложенная Россом (Ross). SADT успешно применена в военных, промышленных и коммерческих организациях для решения широкого спектра задач [1].

Основная цель использования методологии состоит в четком структурировании деятельности с помощью блоков системы, разделение функций между блоками, определение входных, выходных и управляющих данных для каждого блока.

SADT-технология является одной из современных передовых технологий, служащих описанию работы систем средней сложности. Рассмотрим применение такой технологии для эффективного проектирования и конструирования сложных печатных плат.

Процесс создания печатной платы имеет несколько этапов, основные из них приведены в табл. 1.

Из табл. 1 видно, что за первые два (самых объемных и основных) этапа отвечает инженер-конструктор по печатным платам. Если произойдут недочеты на этих этапах, то печатная плата может отказаться на оставшихся этапах или просто отбракована. Для избежание ошибок и недочетов в разработках инженера-конструктора следует в его деятельности выделить несколько этапов.

1-й этап направлен на определение объекта конструкторской деятельности. В конструкторской работе объектом является печатная плата, но так как ее создают в процессе работы, то конструктор начинает свою деятельность с изучения документации, переданную ему разработчиком-схемотехником. Документация включает схему электрическую принципиальную и перечень необходимых элементов. При чтении схемы электрической принципиальной конструктор отмечает тип печатной платы, к которому она относится. Это может быть блок питания, блок селектора или блок цифровой обработки сигналов, и только потом отмечает виды питания (1,8 В; 3,3В; 5В и т.д.), разделена ли «земля» на аналоговую и цифровую. Конструктор рассматривает сигнальные цепи и наличие дифференциальных пар или 8-ми (16-ти, 32-х) битных сигналов памяти, отмечает функциональность микросхем, детально изучает базу элементов и вид монтажа: планарный или в отверстие.

2-й этап служит формулированию цели разрабатываемой модели. На данном этапе задают вопросы, ответы на которые необходимы для разработки печатной платы.

1. Каково количество слоев в печатной плате?

2. Каков порядок расположения слоев в печатной плате?

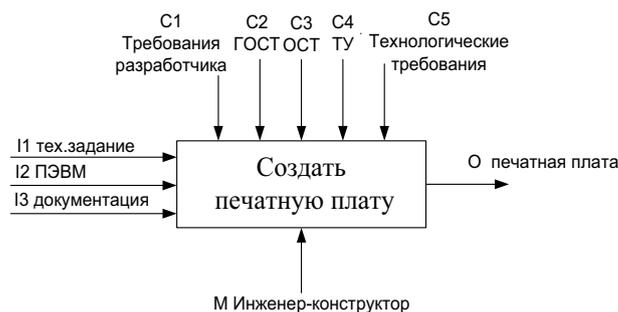


Рис. 1. Диаграмма верхнего уровня создания печатной платы



Рис. 2. Обобщение списка функций

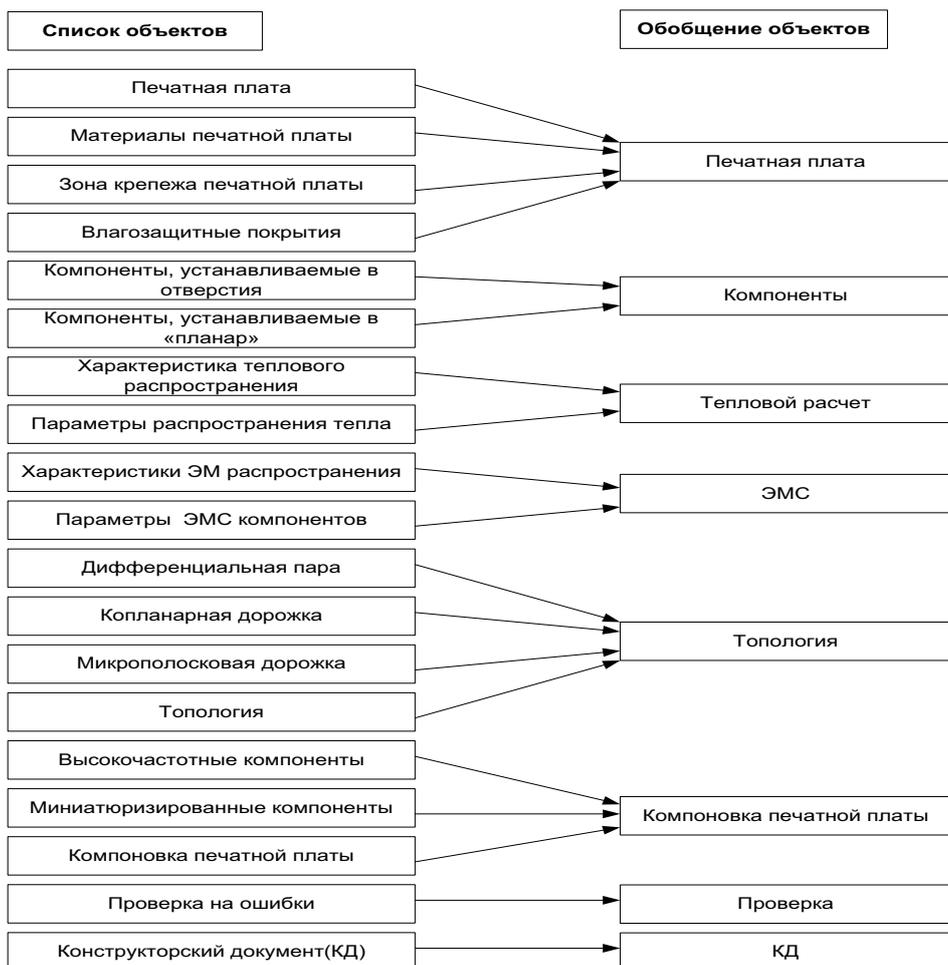


Рис. 3. Обобщение списка объектов



Рис. 4. Установление соответствия между обобщенными объектами и функциями

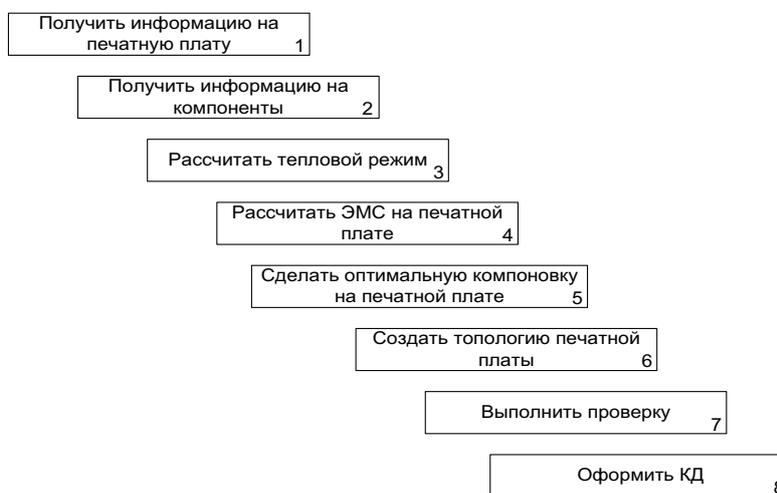


Рис. 5. Последовательность блоков, содержащих выявленные функции системы

3. Какова необходимая толщина фольги в печатной плате с учетом вида слоя (сигнальный или «земляной»)?

4. Какова необходимая емкость между слоями печатной платы?

5. Каково волновое сопротивление печатной платы?

6. Какое покрытие печатной платы следует использовать?

7. Какое финишное влагозащитное покрытие следует применять?

8. Каковы значения емкости и индуктивности элементов на печатной плате?

9. Какова частота дифференциальных сигналов?

10. Существуют ли на печатной плате теплоотводы?

11. Необходимо ли экранирование печатной платы?

В процессе создания печатной платы могут возникать дополнительные вопросы, необходимые для ее проработки. В целом, по ответам на вышеперечисленные вопросы, можно сформировать «каркас» печатной платы с предъявляемыми требованиями к ее конструкции.

3-й этап заключается в составлении формулировки цели модели, чему способствует составлен-

ные на втором этапе вопросы. Цель инженера конструктора заключается в создании печатной платы с учетом предъявляемых требований разработчика, а также физических требований на печатную плату по теплу, ЭМС, вибрации, но при этом обеспечить возможность ремонтпригодности печатной платы.

4-й этап направлен на выявление ограничений, накладываемых разработчиком, при создании печатной платы. Учитывая, что печатная плата не является законченным изделием, а только одной из сборочных единиц изделия, то ограничения накладываются на габаритные размеры печатной платы в соответствии с размерами изделия, высоту монтажа элементов. Иногда ограничением может служить толщина печатной платы, но возможны ограничения на саму печатную плату, где указаны зоны крепежа, стыковки радиаторов, крепежа (припайки) экранов. В таких зонах нельзя вести топологию (как во внешних, так и во внутренних слоях), что уменьшает область деятельности конструктора.

На 5-м этапе представляется возможным построение SADT-диаграммы верхнего уровня (рис. 1). Диаграмма представляет четырехугольник, к каждой стороне которого подходят дуги в виде направленных отрезков прямых. Дуги имеют обозначение

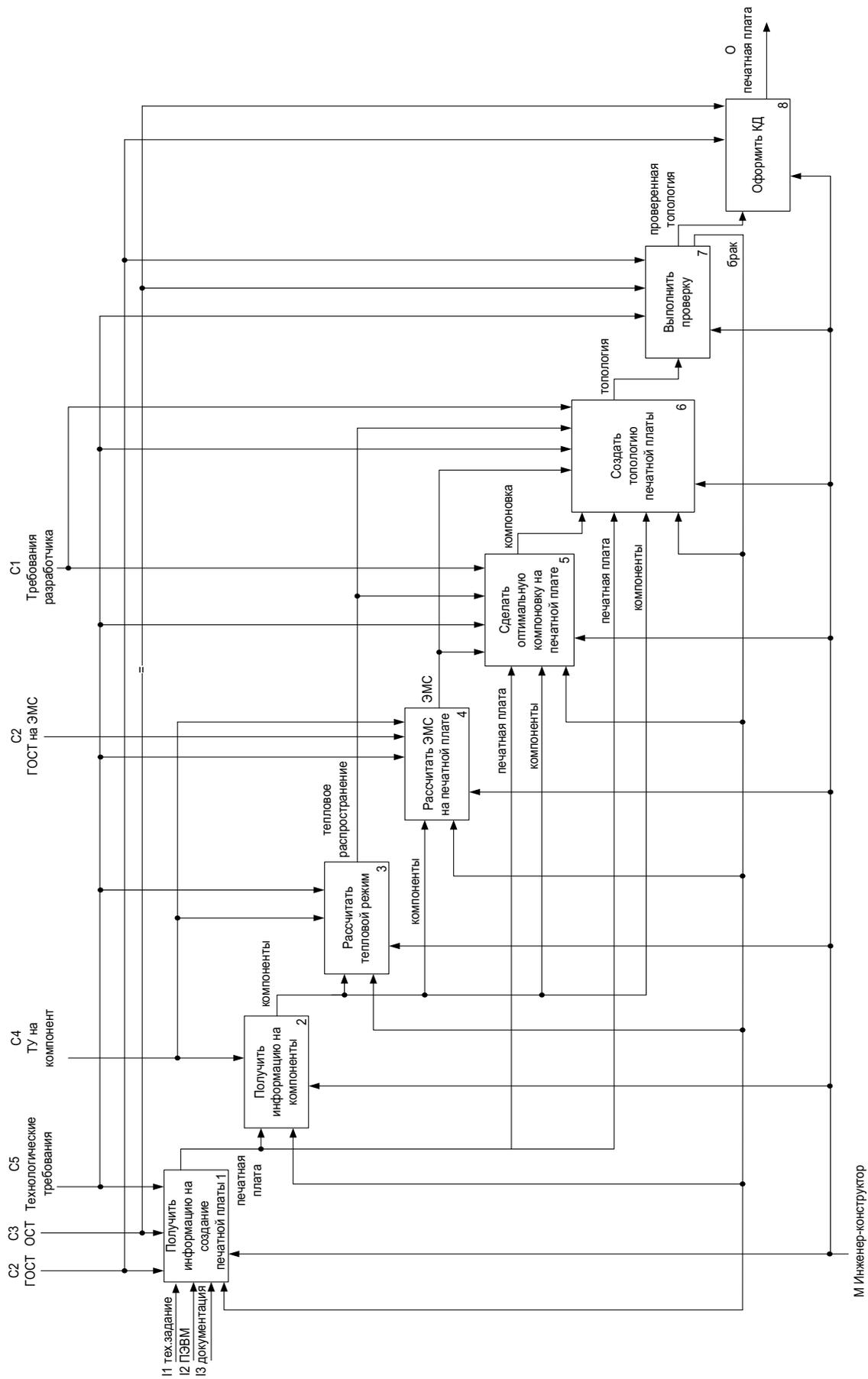


Рис. 6. Диаграмма второго уровня создания печатной платы

ния: вход (input) обозначают начальной буквой — I, управление (control) — С, выход (output) — О, механизм (mechanism) — М. Если имеется несколько дуг, подходящих к стороне прямоугольника, то обозначения сопровождаются цифрами.

Входом диаграммы для описания системы «создать печатную плату» является техническое задание (I1), документация (I3) (схема электрическая принципиальная и перечень элементов) и персональный компьютер с необходимыми программами для работы инженера-конструктора (I2). Управлением при создании печатной платы служат ГОСТы, ОСТы, ТУ, требования разработчика и технологические требования. Выходом является готовая печатная плата.

6-й этап направлен на составление подробных списков объектов, входящих в систему, и функций, которые система должна выполнять.

Составим список объектов и список функций для конструирования печатных плат.

На рис. 2 (первый столбик) и на рис. 3 (первый столбик) представлен подробный список объектов и функций необходимых для конструирования печатной платы. В связи с тем, что печатные платы бывают разные по функциональности, например, могут быть платы питания, где много моточных элементов, сильно влияющих на ЭМС, но не выделяющие тепло. Имеются платы цифровой обработки сигналов, где все элементы расположены обычно в пластиковых корпусах и не влияют на ЭМС, но достаточно сильно нагреваются сами и, к тому же, расположены рядом. Поэтому подробный список объектов и функций может меняться в связи с назначением печатной платы. Иногда плата может включать в себя часть элементов питания и часть преобразования сигнала из аналогового в цифровой. Таким образом, подробный список может быть большим, и для дальнейшей работы следует обобщить список объектов и функций. Иными словами, из составленных подробных списков объектов и функций создаем обобщенные списки объектов и функций.

На рис. 2 и рис. 3 приведены обобщенные списки объектов и функций, из которых видно, что количество объектов и функций стало меньше.

7-й этап устанавливает соответствие между обобщенными объектами и функциями. Возьмем все обобщенные объекты и сопоставим их по функциональному смыслу с обобщенными функциями (рис. 4).

8-й этап объединяет обобщенные функции в блоки, что позволяет построить диаграмму более низкого уровня (второго уровня).

Самым главным и первым из блоков в диаграмме второго уровня является «Получить полную информацию на печатную плату», так как работу следует начинать, зная основные габариты печатной платы, зоны крепежа, зоны для запрета создания топологии. Следующим блоком является «Получить полную информацию на компоненты». Нам необходи-

мо знать основные габариты компонентов, из какого материала сделать корпус и какие предъявляются требования на эти компоненты. Третьим блоком поставлен «Рассчитать тепловой режим», четвертым — «Рассчитать ЭМС на печатной плате», но эти два блока могут меняться местами, а также один из них может отсутствовать. Все зависит от функциональности печатной платы.

После того как определены габариты платы и компоненты, выявлены чувствительные из них к ЭМС и нагреву, можно делать компоновку печатной платы и, следовательно, создавать топологию. Далее следует проверка печатной платы и создание на нее КД.

На рис. 5 показана установленная последовательность блоков. Самым первым и важным блоком является получение полной информации для создания печатной платы, без которой невозможно проектировать последующие блоки. После чего устанавливают последовательность оставшихся блоков по их функциональной важности.

9-й этап служит выявлению последовательности связей, нахождению управления, механизма исполнения необходимых ресурсов для функционирования диаграммы. Разработчиком плат является инженер-конструктор, ограничением и управлением являются ОСТы, ГОСТы, ТУ. Входом в каждый блок является, как правило, выход из предыдущего блока.

На рис. 6 показана диаграмма более низкого второго уровня, выражающая последовательность действий инженера-конструктора.

Таким образом, благодаря SADT-технологии проектирование печатных плат разделяют на последовательность этапов для достижения цели. Современные печатные платы отвечают высоким классам точности и характеризуются многослойной топологией, при которой следует учесть необходимые расчеты теплового режима и ЭМС. Построенная диаграмма по созданию печатных плат на основе SADT-технологии позволяет проектировать печатные платы, учитывая все технические и технологические требования.

Библиографический список

1. Лобова, Г. Н. SADT-технология индивидуальной исследовательской деятельности : моногр. / Г. Н. Лобова. — Омск : ОмГТУ, 2009 — 102 с.

ОСИНКИНА Марина Евгеньевна, аспирантка кафедры «Средства связи и информационная безопасность».

Адрес для переписки: e-mail: marishao@inbox.ru

Статья поступила в редакцию 09.04.2012 г.

© М. Е. Осинкина

МЕТОДЫ ОПРЕДЕЛЕНИЯ НЕОБХОДИМОГО КОЛИЧЕСТВА СЛОЕВ МНОГОСЛОЙНОЙ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ

В данной статье описаны три подхода к определению необходимого количества слоев многослойной печатной платы. Рассмотрены достоинства предложенных методов и их недостатки. С помощью метода математической индукции доказаны утверждения и формулы, необходимые для расчета количества слоев. Представлены результаты, полученные опытным путем.

Ключевые слова: процессор, слой, микросхема, печатная плата, полное однослойное звено.

В настоящее время при разработке радиоэлектронных устройств чаще всего используют многослойные печатные платы [1]. Важным этапом проектирования многослойной печатной платы является определение необходимого количества слоев. Для минимизации числа слоев требуется выполнить верхнюю и нижнюю оценку этой величины. Основное количество слоев в многослойных печатных платах используется для разводки элементов в корпусах типа BGA. Как правило, это процессоры или ПЛИС, которые могут иметь до 500 и более планарных выводов.

Рассмотрим стандартный BGA-корпус. Для примера возьмем современный телекоммуникационный процессор NVCom-01 производства ГУП НПЦ «Элвис» (рис. 1) [2]. У микросхемы NVCom-01 имеется 400 (считаем эту величину за 100%) выводов на корпусе, 97 (24,25%) из которых предназначены под питание, 97 (24,25%) под землю, 6 (1,5%) под передачу частоты и 66 (16,5%) не используются. Для сравнения, микросхема ADSP-TS203S производителя Analog Devices содержит 576 (100%) выводов, 170 (29,5%) предназначены под питание, 158 (27,4%) под землю, 10 (1,7%) под передачу частоты и 60 (10,4%) не используются (рис. 2) [3]. Последний пример позволяет выявить некоторую закономерность в использовании выводов в BGA-корпусах.

Теперь рассмотрим закономерность увеличения числа слоев от увеличения количества выводов микросхемы (рис. 3). Методом полного перебора в случае микросхем, изображенных на рис. 3а и 3б для разводки потребовался всего один слой. В случае микросхем 3в, 3г, 3д и 3ж — два слоя, в случае микросхем 3з и 3и — три слоя, в случае микросхемы 3к — уже четыре слоя. Представим эту зависимость в виде табл. 1. Из рис. 3б видно, что максимальное количество выводов микросхемы, которое можно развести на одном слое — 4. Соответственно, микросхему 2×2 назовем *полным однослойным звеном*.

Из зависимости, представленной в табл. 1 видно, что, начиная с микросхемы 5×5 выводов, через каждые два шага происходит увеличение на один слой. Соответственно, для того, чтобы выполнить разводку процессора NVCom-01, который имеет структуру 20×20 выводов, необходимо девять слоев.

Из представленной в табл. 1 зависимости формулируем следующее утверждение:

— количество слоев S платы, на которую устанавливается микросхема в корпусе BGA с количе-

ством выводов $n \times n$, рассчитывается как целая часть выражения

$$S = \frac{n-1}{2}, \quad (1)$$

при $n \geq 5$.

Очевидно, что данное утверждение эквивалентно следующим двум утверждениям:

— количество слоев S платы, на которую устанавливается микросхема в корпусе BGA с количеством выводов $n \times n$, рассчитывается как целая часть выражения

$$S = \frac{n-1}{2},$$

при нечетном $n \geq 5$;

— количество слоев S платы, на которую устанавливается микросхема в корпусе BGA с количеством выводов $n \times n$, рассчитывается как целая часть выражения

$$S = \frac{n-2}{2}, \quad (2)$$

при четном $n \geq 6$.

Докажем эти утверждения при помощи метода математической индукции.

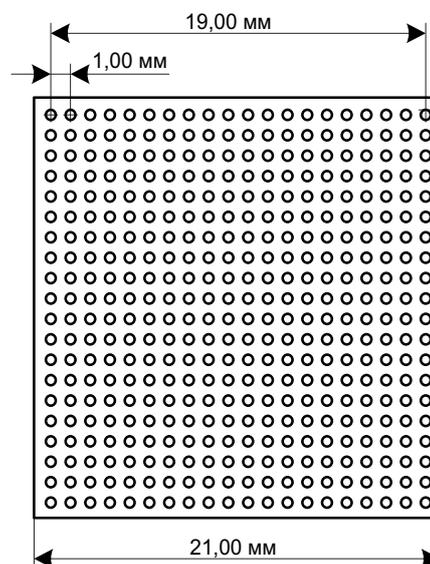


Рис. 1. Корпус микросхемы NVCom-01

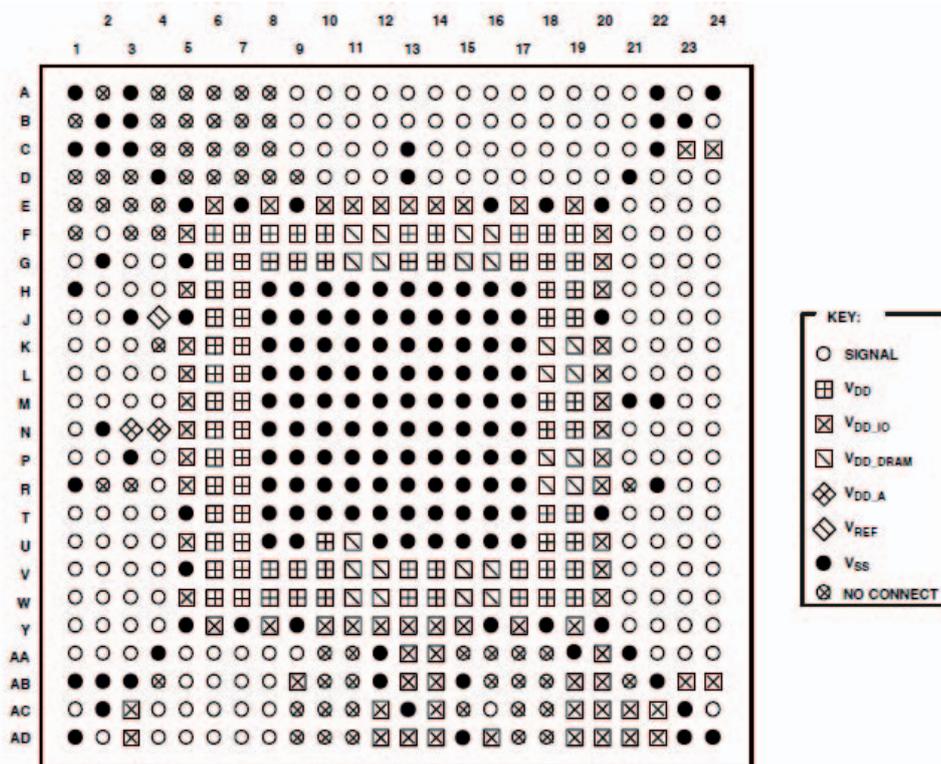


Рис. 2. Корпус микросхемы ADSP-TS203S

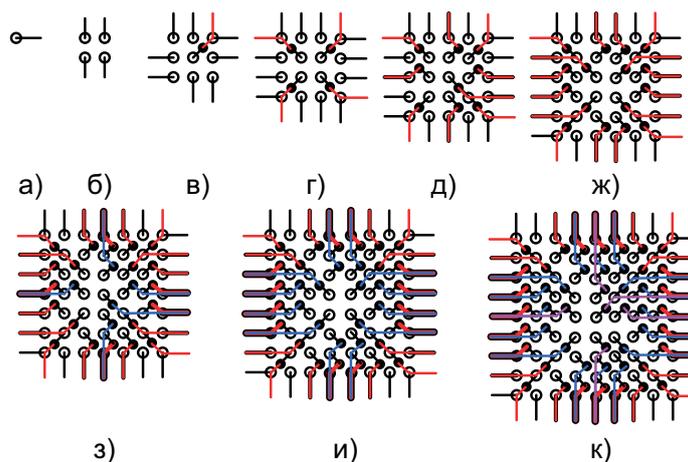


Рис. 3. Увеличение числа слоев в зависимости от количества выводов микросхемы

Для случая $n = 5$ утверждение истинно, исходя из табл. 1. Предположим, что утверждение истинно и при $n = k$, т.е. количество слоев

$$S = \frac{k-1}{2}.$$

Тогда увеличение количества выводов k на 2 приведет к появлению одного дополнительного слоя. Иначе говоря,

$$S = \frac{k-1}{2} = \frac{(k+2)-1}{2},$$

что полностью соответствует утверждению 1.

Аналогично докажем утверждение 2. Для случая $n = 6$ утверждение истинно, исходя из табл. 1. Предположим, что утверждение истинно и при $n = k$, т.е. количество слоев

$$S = \frac{k-2}{2}.$$

Тогда увеличение количества выводов k на 2 приведет к появлению одного дополнительного слоя. Иначе говоря,

$$S = \frac{k-2}{2} = \frac{(k+2)-2}{2},$$

что полностью соответствует утверждению 2.

Что и требовалось доказать.

Из доказанного выше утверждения, можно сделать вывод, что создание микросхем в виде квадрата с четным количеством выводов на стороне является более рациональным. Действительно, как видно из табл. 1, при разводке микросхемы 9×9 и 10×10 потребуется четыре слоя.

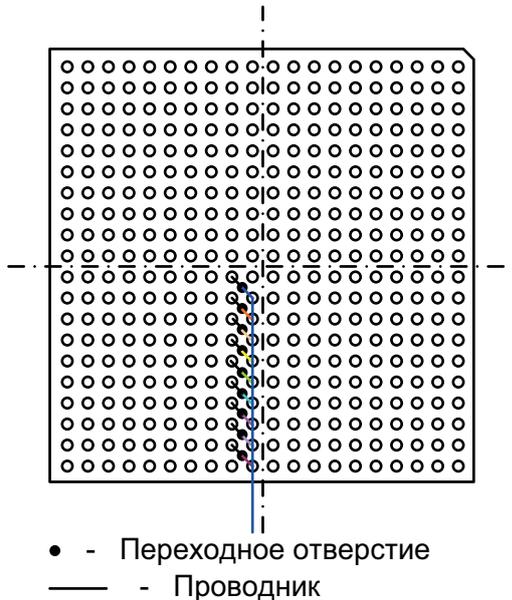


Рис. 4. Определение необходимого количества слоев на примере микросхемы NVC0m-01

Исходя из анализа конструкции корпуса микросхемы типа BGA, выполненной в виде квадрата, можно сделать вывод, что *при расчете необходимо количество слоев будет достаточно учитывать лишь ¼ часть корпуса* (рис. 4).

Итак, если разделить весь корпус микросхемы на четыре части, получим квадрат 10×10 . Получилось, что на одну сторону микросхемы нужно развести 10 выводов.

В подавляющем большинстве современных микросхем типа BGA выводы GND располагаются в центре, соответственно, для разводки представленной выше микросхемы понадобится менее 10 слоёв.

Под землю и питание всегда закладываются по отдельному слою. В рассматриваемой микросхеме используются два напряжения питания 3,3 и 1,2 В, как правило, для каждого напряжения питания быть предусмотрен отдельный слой.

Для передачи сигналов частоты (тактовые сигналы, подключение резонатора и т.п.) также используется отдельный слой.

Число слоев земли (GND) определяет количество сигнальных слоев. Всего микросхема NVC0m-01 содержит 134 сигнальных вывода.

С учетом всех сделанных замечаний, для определения количества слоев многослойной печатной платы с микросхемами в корпусе BGA, а также доказанных выше утверждений 1 и 2 и формул 1 и 2, можно составить следующую формулу:

$$L = \frac{\sqrt{P_{SIG}} - 1}{2} + L_{GND} + L_{PWR} + L_{FREQ}, \quad (3)$$

для нечетного $\sqrt{P_{SIG}} \geq 5$.

$$L = \frac{\sqrt{P_{SIG}} - 2}{2} + L_{GND} + L_{PWR} + L_{FREQ}, \quad (4)$$

для четного $\sqrt{P_{SIG}} \geq 6$,

где P_{SIG} — общее количество сигнальных выводов микросхемы; L_{GND} — количество слоев земли; L_{PWR} — количество слоев питания; L_{FREQ} — число слоев под передачу сигналов частоты.

Таблица 1
Зависимость количества слоев от числа выводов

| Число выводов в столбце × строке | Количество слоев |
|----------------------------------|------------------|
| 1×1 | 1 |
| 2×2 | 1 |
| 3×3 | 2 |
| 4×4 | 2 |
| 5×5 | 2 |
| 6×6 | 2 |
| 7×7 | 3 |
| 8×8 | 3 |
| 9×9 | 4 |
| 10×10 | 4 |
| ... | ... |
| 20×20 | 9 |

Следует заметить, что при выводе данной формулы мы полагаем, что выводы земли, питания и незадействованные выводы микросхемы располагаются равномерно на всей площади корпуса. Также предполагается, что задействованы все сигнальные выводы. Если это не так, то значение P_{SIG} следует корректировать.

Если посчитать по этой формуле количество слоёв для микросхемы 20×20 (без учета L_{GND} , L_{PWR} и L_{FREQ}), то получим:

$$L = \frac{\sqrt{P_{SIG}}}{2} = \frac{\sqrt{20 \cdot 20}}{2} = 10.$$

В табл. 1 микросхеме 20×20 соответствует девять слоев. Разница объясняется тем, что эта формула не учитывает вариативности в способе разводки, и она является *нижней оценкой*.

Определим необходимое количество слоёв для микросхемы NVC0m-01 исходя из количества сигнальных выводов. Количество слоев земли возьмем 2

$$L = \frac{\sqrt{134} - 1}{2} + 2 + 2 + 1 = 10,2.$$

Получилось, что для NVC0m-01 необходимо 11 слоев. Данное значение является *верхней оценкой* этого способа расчета.

Этот способ не учитывает вариативность в способах проведения проводников (рис. 3) так, как учитывают значения, полученные опытным путем в табл. 1.

Как правило, выводы земли расположены в центре микросхемы в виде квадрата или прямоугольника, часть выводов питания так же расположены в центре (рис. 2). Если обратиться к данным по процессорам NVC0m-01 и ADSP-TS203S представленным выше, то видно, что выводы земли составляют примерно 27% от всех и выводы питания — примерно 26%. То есть рассматриваемое значение n сократится на

$$\Delta = 27 + \frac{26}{2} = 40.$$

Если учесть эту особенность, формулы 1 и 2 можно модифицировать следующим образом:

$$S = \frac{n \cdot \Delta - 1}{2}, \quad (5)$$

$$S = \frac{n \cdot \Delta - 2}{2}. \quad (6)$$

Учтем количество слоев земли, питания, число слоев под передачу сигналов частоты

$$S = \frac{n \cdot \Delta - 1}{2} + L_{GND} + L_{PWR} + L_{FREQ} \quad (7)$$

$$S = \frac{n \cdot \Delta - 2}{2} + L_{GND} + L_{PWR} + L_{FREQ} \quad (8)$$

Подставим значение n для процессора NVCom-01 в формулу 8

$$\begin{aligned} S &= \frac{n \cdot \Delta - 2}{2} + L_{GND} + L_{PWR} + L_{FREQ} = \\ &= \frac{20 \cdot 0,6 - 2}{2} + 2 + 2 + 1 = 10. \end{aligned}$$

Очевидно, что при учете особенности распределения выводов на корпусе микросхемы можно значительно сократить расчетное значение количества слоев. Для микросхемы NVCom-01 количество слоев составило 10, вместо ранее рассчитанных 11-ти.

Итак, выше были рассмотрены три подхода к определению необходимого количества слоев многослойной печатной платы.

Первый или опытный путь представлен табл. 1. Его достоинством является то, что все значения экспериментально проверены методом полного перебора и доказаны с помощью метода математической индукции. Недостаток этого метода заключается в том, что он предполагает использование всех имеющихся выводов микросхемы, и к полученному значению еще следует прибавить слои земли, питания и частоты.

Второй способ предполагает выполнять расчет количества слоев с учетом расположения выводов земли и питания на корпусе микросхемы. Достоинством такого расчета является то, что расчетное количество слоев получается значительно меньше, а недостаток заключается в том, что требуется индивидуально учитывать особенности расположения выводов для конкретной микросхемы.

Третий расчетный метод учитывает количество использованных выводов микросхемы, слои предназначенные под землю, питание и частоту. Недостаток его заключается в том, что он предполагает, что все выводы (сигнальные, питание, земля, частота) расположены равномерно на всей поверхности микросхемы.

Также представлен подход по расчету необходимого количества слоев с учетом лишь $\frac{1}{4}$ части микросхемы. Достоинством этого подхода является то, что рассматриваемое количество выводов уменьшается. Недостаток же у него в том, что количество направлений вывода проводников сокращается с 4 до 2.

В результате были получены формулы для расчета количества слоев многослойной печатной платы для четного и нечетного n (формула 7, 8), которые учитывают все вышеперечисленные подходы.

Следует отметить, что представленная методика служит лишь для получения оценочных значений, так как невозможно учесть индивидуальность подхода каждого разработчика к процессу разводки. Конечное количество слоев зависит от способа разводки, расположения и типа микросхем, количества слоев земли, питания, расположения выводов на конкретном корпусе.

Библиографический список

1. Картер, Б. Техника разводки печатных плат. — EDA Expert, 2004, № 8, С. 63 [Электронный ресурс]. — Режим доступа: http://www.eurointech.ru/EDA_Expert/EDA_Expert_8_63_70.pdf (дата обращения: 15.01.2012).
2. Микросхема интегральная NVCom-01. Руководство пользователя / ГУП НПЦ «Элвис», версия 217009, С. 353 [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://multicore.ru> (дата обращения: 15.01.2012).
3. ADSP-TS203S. Data Sheet Rev C, 12/2006/ [Электронный ресурс]. — Режим доступа: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADSP-TS203S.pdf (дата обращения: 15.01.2012).

СТЕПАНОВА Елизавета Андреевна, аспирантка кафедры системы передачи информации.
Адрес для переписки: e-mail: lizadumnova@mail.ru

Статья поступила в редакцию 20.02.2012 г.
© Е. А. Степанова

Книжная полка

621.382/Б43

Белоус, А. И. Основы схемотехники микроэлектронных устройств [Текст] / А. И. Белоус, В. А. Емельянов, А. С. Турцевич ; авт. предисл. Ж. И. Алферов. — М. : Техносфера, 2012. — 471 с. : рис., табл. — (Мир электроники).

В книге представлен анализ особенностей работы, методы проектирования и основы практического применения цифровых микросхем в составе современных микроэлектронных устройств, предложен большой набор эффективных схемотехнических решений базовых элементов, приведено детальное описание принципов работы и правил применения современных базовых элементов в составе микроэлектронных устройств.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПОМЕХИ ПО СОСЕДНЕМУ КАНАЛУ НА ВЕРОЯТНОСТЬ ОШИБКИ ПРИЕМА ЧАСТОТНО-МАНИПУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА

В работе определены границы области влияния помехи по соседнему каналу и получена аппроксимация границ для некогерентного корреляционного демодулятора и некогерентного демодулятора с линейным дискриминатором при приеме ГММС и ГЧМ сигналов.

Ключевые слова: помеха по соседнему каналу, частотная манипуляция, некогерентный демодулятор.

Статья подготовлена при проведении НИР в рамках реализации ФЦП «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы. Государственный контракт № 14.740.11.1263.

Общие вопросы множественного доступа с частотным разделением каналов (ЧРК) широко рассмотрены в научной и учебной литературе, однако некоторые частные вопросы не рассмотрены до сих пор. Одним из таких вопросов является характер влияния помехи по соседнему каналу на помехоустойчивость для конкретных видов модуляции и конкретных видов приемников. Помеха по соседнему каналу возникает вследствие частичного наложения спектров сигналов соседних каналов. Известно, что для обеспечения наилучшей совместимости при ЧРК частоты каналов должны быть разнесены настолько, чтобы взаимное влияние было минимальным. Это обеспечивается либо ортогональным уплотнением каналов, либо разнесением каналов по частоте с установлением защитного интервала. Защитный интервал необходим по причине наличия внеполосного излучения сигнала, неидеальности опорных генераторов (ОГ) и фильтров селекции приемников.

Нестабильность опорных генераторов может привести к частичному или полному наложению спектров близлежащих каналов. Данная проблема особенно остро стоит в случаях, когда стабильность ОГ соизмерима с частотой разнесения каналов и полосой сигналов.

Так, например, нестабильность частоты ОГ в $+/- 1$ ppm (1e-6), характерная для широко применяемых генераторов, на частоте 433 МГц даст неопределенность частоты в $+/- 433$ Гц. Для высокоскоростных каналов связи с широкой полосой подобная частотная отстройка не приведет к значимому ухудшению приема, тем не менее, для низкоскоростных каналов с узкой полосой в сотни Гц подобное отклонение может привести к полному наложению каналов и, соответственно, к потере данных.

Плохая избирательность по соседнему каналу, определяемая фильтром основной селекции (ФОС), также приводит к взаимному влиянию каналов друг на друга. Очевидно, что чем шире полоса пропускания и меньше крутизна среза фильтра, тем больше

побочной энергии соседнего канала попадает на демодулятор, ухудшая прием.

В работах [1–4] рассмотрены вопросы электромагнитной совместимости сигналов с фазовой и частотной манипуляцией, однако в данных работах не уделено должного внимания зависимости влияния помехи по соседнему каналу от типа демодулятора. В работе [5] данная проблема рассмотрена для сигнала с фазовой манипуляцией. Методика исследования в данной работе аналогична методике в работе [5].

В настоящей статье рассматривается влияние на помехоустойчивость приема сигнала с двоичной частотной манипуляцией частичного наложения спектра сигнала соседнего канала с таким же видом модуляции и битовой скоростью (помехи по соседнему каналу), при различной амплитуде помехи и частотной отстройке. Виды модуляций, исследуемые в данной работе, — частотная манипуляция (ЧМн, FSK) в том числе с гауссовским предмодуляционным сглаживанием — гауссовская частотная манипуляция (ГЧМ, GFSK) и гауссовская частотная манипуляция с минимальным сдвигом (ГММС, GMSK).

Типы демодуляторов взяты следующие:

— корреляционный некогерентный демодулятор [6, с. 260];

— некогерентный демодулятор с линейным частотным дискриминатором [7, с. 188].

Данные типы приемников взяты из соображений популярности применения их в реальных устройствах, в том числе в интегральных схемах приемников и трансиверов. Так, например, микросхемы ADF7020 фирмы Analog Devices, XE1205 фирмы Semitech используют оба вида выше озвученных демодуляторов.

Таким образом, рассмотрение влияния помехи по соседнему каналу на помехоустойчивость приема с данными демодуляторами имеет практическую и научную значимость.

На рис. 1 приведена структурная схема модели для исследования влияния помехи по соседнему ка-

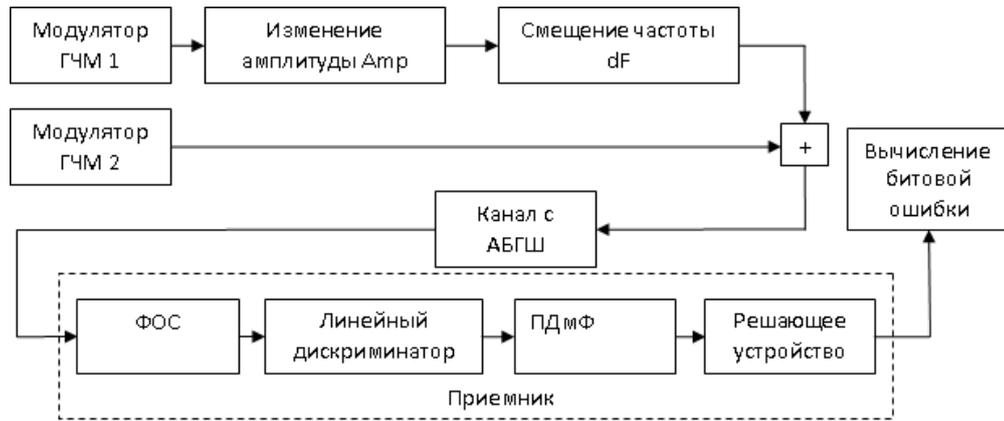
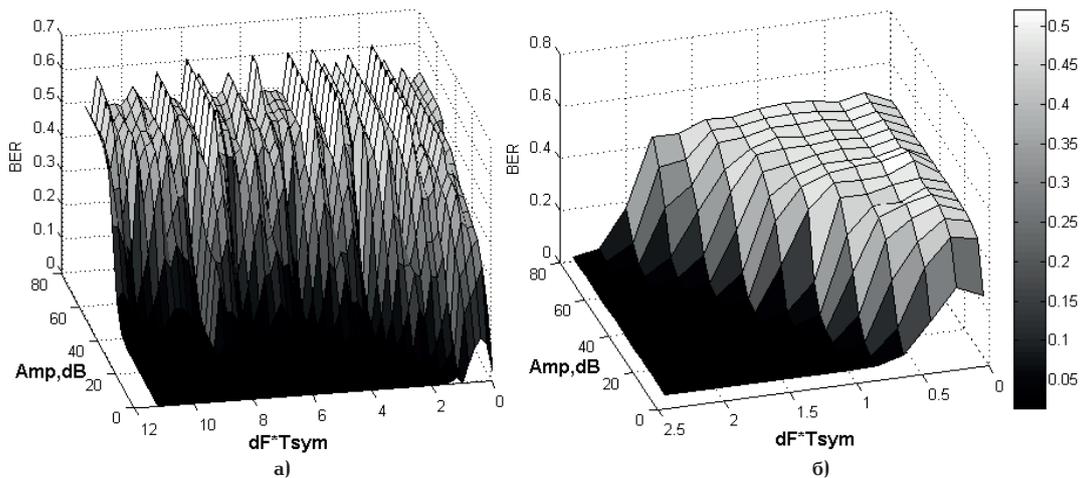


Рис. 1. Структурная схема модели

Рис. 2. Зависимости битовой ошибки приема BER от нормированной частоты смещения dF и мощности сигнала в соседнем канале относительно первого канала Amp для не сглаженного ЧМн сигнала с приемом на корреляционный демодулятор (а) и для ГММС с приемом на некогерентный демодулятор с линейным дискриминатором (б)

наду на помехоустойчивость приема некогерентного демодулятора с линейным дискриминатором. Моделирование проводилось в среде математического моделирования Matlab.

В корреляционном приемнике роль фильтра селекции и демодулятора выполняет одно устройство — коррелятор. Однако в случае некогерентного приемника с линейным частотным дискриминатором присутствуют два фильтра: ФОС и постдемодуляционный фильтр (ПДМФ). Очевидно, что качество приема в данном случае во многом определяется характеристиками этих фильтров.

В общем случае мощность помехи (P_{ACI}), принимающей в полосу пропускания ФОС и поступающей на демодулятор, определяется выражением [7]:

$$P_{ACI} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} G(f) \times |H(f - dF)|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} G(f) \times |H(f)|^2 df}, \quad (1)$$

где $G(f)$ — спектральная плотность мощности сигнала, $H(f)$ — АЧХ фильтра, dF — разнос несущих соседних каналов.

С целью определения оптимальных параметров фильтра произведено дополнительное моделирование: прием одного канала с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) при фиксированном отно-

шении энергии бита E_b на спектральную плотность мощности шума N_0 . Путем итеративного изменения параметров фильтров ФОС и ПДМФ, таких как полоса пропускания и крутизна среза, добиваемся наименьшей вероятности ошибки для данного типа сигнала, т.е. ищем минимум функции: $\min(BER(f_{FOS,CP}, f_{FOS,Z}, f_{PDMF,CP}, f_{PDMF,Z}))$, где $BER(\dots)$ — функция вероятности битовой ошибки, $f_{FOS,CP}$ — частота среза ФОС, $f_{FOS,Z}$ — частота эффективного затухания ФОС, $f_{PDMF,CP}$ — частота среза ПДМФ, $f_{PDMF,Z}$ — частота эффективного затухания ПДМФ.

Таким образом, параметры фильтров ФОС и ПДМФ можно считать оптимальными по критерию минимальной вероятности ошибки для некогерентного приемника с линейным частотным дискриминатором и применяемых типов сигналов. Для моделирования эффективного затухания в полосе заграждения фильтров ФОС и ПДМФ было взято не менее -120 дБ. Полоса пропускания ФОС по уровню -6 дБ составляет $0,6 F \times T$ для приема ГММС сигнала и $1,4 F \times T$ для приема ГЧМ сигнала, где F — частота, а T — длительность символа. Полоса ФОС по уровню -120 дБ составляет $3,8 F \times T$ для ГММС и $4,4 F \times T$ для ГЧМ. Полоса ПДМФ по уровню -6 дБ $-0,45 F \times T$, по уровню -120 дБ $-6,6 F \times T$ как для ГММС, так и для ГЧМ.

В процессе моделирования были построены трехмерные графики зависимости битовой ошибки приема (BER) от нормированной частоты смещения и

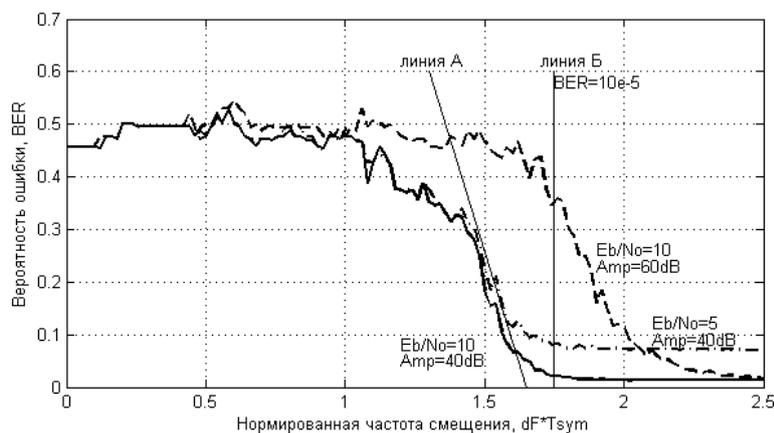


Рис. 3. Зависимость вероятности битовой ошибки от нормированной частоты смещения каналов

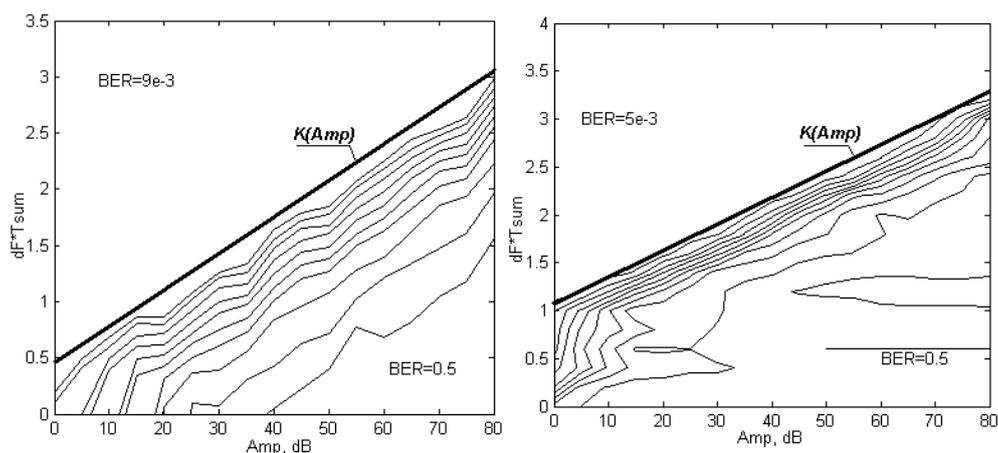


Рис. 4. Границы области влияния помехи по соседнему каналу на вероятность битовой ошибки для ГММС (а) и для ГЧМ (б) сигналов

амплитуды сигнала в соседнем канале относительно мощности сигнала первого канала (Amp) (рис. 2). Зависимость для двоичной частотной манипуляции без сглаживания (ЧМн) с приемом на корреляционный демодулятор (случай 1) приведена на рис. 2а, для гауссовской частотной манипуляции с минимальным сдвигом с приемом на демодулятор с линейным дискриминатором (случай 2) — на рис. 2б.

По графикам видно, что во втором случае зависимость имеет монотонный гладкий вид, а в первом случае зависимость немонотонна и имеет множество максимумов и минимумов. При этом, с отстройкой по частоте для второго случая зависимость BER убывает значительно быстрее, нежели для первого. Это объясняется двумя причинами: во-первых, спектральная плотность мощности частотно-манипулированного сигнала без сглаживания медленно убывает с отстройкой от несущей частоты; во-вторых, некогерентный демодулятор с линейным дискриминатором на входе имеет достаточно узкополосный ФОС, в то время как АЧХ коррелятора имеет вид $sinc$ -функции. В этом случае получается, что классический некогерентный корреляционный демодулятор, имея лучшую помехоустойчивость по сравнению с линейным дискриминатором и являясь оптимальным в канале с белым шумом, в случае помехи по соседнему каналу теряет преимущества.

Рассмотрим более подробно зависимость для приема ГММС сигнала на линейный дискриминатор. На рис. 3 приведены двумерные зависимости вероятности битовой ошибки от нормированной

частоты смещения для трех случаев. По графику видно, что с ростом мощности помехи (Amp) форма зависимости не меняется, изменяется только положение плавного перехода от максимума вероятности битовой ошибки ($BER = 0,5$) к минимуму. При достаточном удалении частоты соседнего смещения вероятность ошибки монотонно уменьшается и в итоге достигает теоретической помехоустойчивости в канале с АБГШ. Крутизна спада отмечена линией А.

Встает вопрос, как быстро убывает вероятность ошибки при наличии помехи по соседнему каналу и в отсутствии АБГШ. Линией Б отмечена граница, при которой достигается вероятность ошибки 10^{-5} для случая с $Amp = 40$ дБ. Таким образом, зависимость вероятности ошибки BER от частоты смещения убывает достаточно быстро, что объясняется высокой спектральной эффективностью сигнала и большой крутизной ФОС.

Для оценки границ области влияния помехи по соседнему каналу в зависимости от частоты смещения и амплитуды удобнее воспользоваться двумерной зависимостью, получаемой путем просмотра трехмерного графика сверху. На рис. 4а приведена зависимость для случая приема некогерентным демодулятором с линейным дискриминатором ГММС, на рис. 4б — для ГЧМ сигнала с индексом модуляции h равном единице. Коэффициент сглаживания гауссовского фильтра BT равен 0,5, где B — полоса пропускания гауссовского фильтра нижних частот по уровню -3 дБ. По рисунку видно, что границы

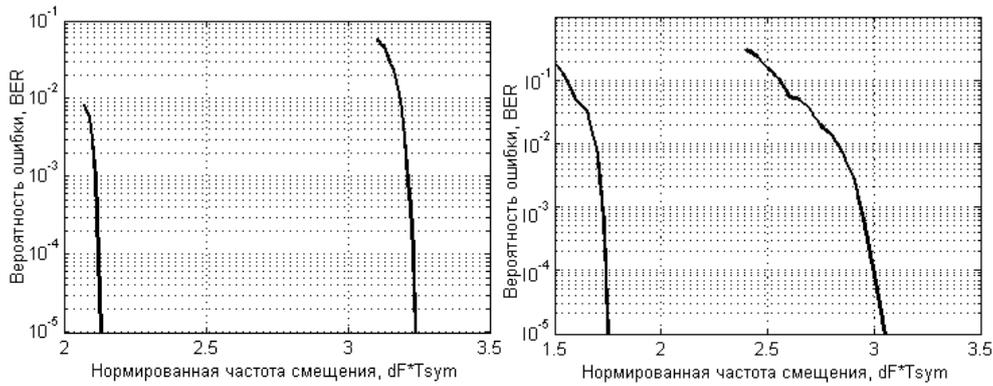


Рис. 5. Зависимость вероятности битовой ошибки от нормированной частоты смещения каналов в области малых вероятностей

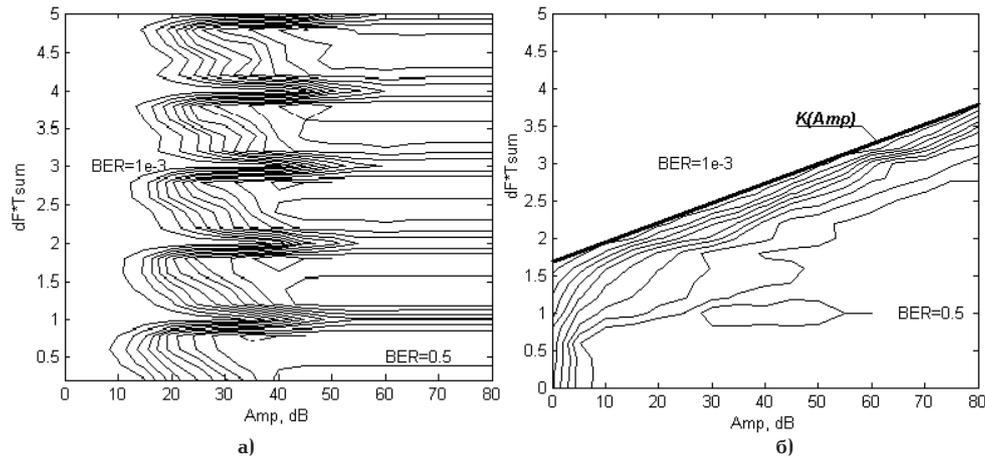


Рис. 6. Границы области влияния помехи по соседнему каналу на вероятность битовой ошибки для ГЧМ сигнала при приеме на классический корреляционный приемник (а) и для корреляционного приемника с предварительной фильтрацией (б)

зоны влияния помехи по соседнему каналу в области высоких амплитуд имеют монотонный закон изменения, схожий с линейным. Таким образом, можно аппроксимировать данную границу прямой линией. Для более точного определения крутизны данной прямой на рис. 5 приведены графики помехоустойчивости для ГЧМ ($h=1$, $VT=0,5$) и ГММС ($h=0,5$, $VT=0,5$) для двух мощностей соседнего канала: 40 и 80 дБ. По данным графикам определим точную частоту смещения, обеспечивающую вероятность ошибки 10^{-5} . Далее приведем аппроксимацию границ $K(Amp)$, как функцию от мощности побочного сигнала в дБ:

$$\begin{aligned} K(Amp)_{GFSK} &= Amp \times \frac{(3,25 - 2,1)}{(80 - 40)} + \\ &+ 3,25 - 80 \times \frac{(3,25 - 2,1)}{(80 - 40)} = \\ &= Amp \cdot 2,87 \cdot 10^{-2} + 0,95(dF \cdot T/dB), \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} K(Amp)_{GMSK} &= Amp \times \frac{(3,05 - 1,75)}{(80 - 40)} + \\ &+ 3,05 - 80 \times \frac{(3,05 - 1,75)}{(80 - 40)} = \\ &= Amp \times 3,25 \cdot 10^{-2} + 0,45(dF \cdot T/dB). \end{aligned} \quad (3)$$

Из рис. 4 и из выражений (2) и (3) следует что, крутизна границы ГММС (GMSK) сигнала на $0,38 \cdot 10^{-2} dF \times T / dB$ больше, чем у ГЧМ(GFSK) сигнала.

Это объясняется тем, что спад СМП происходит более медленно, нежели у ГЧМ сигнала.

Рассмотрим теперь прием сигналов на некогерентный корреляционный приемник. На рис. 6а приведена двумерная зависимость границ области влияния помехи по соседнему каналу в зависимости от частоты смещения и амплитуды для ГЧМ ($h=1$, $VT=0,5$) сигнала в случае приема на классический некогерентный корреляционный приемник по схеме, приведенной в [6]. Видно, что границы имеют сложный характер и слабо убывают с ростом частоты смещения. Для сужения области влияния помехи по соседнему каналу, согласно выражению (1), перед коррелятором необходимо поставить дополнительный преддемодуляционный полосовой фильтр, достаточно широкий для внесения малых межсимвольных искажений, но имеющий более высокую крутизну спада АЧХ, нежели АЧХ корреляторов. В данном случае применен фильтр с полосой пропускания $8 F \times T$, крутизной $57 \text{ дБ}/F \times T$ и гарантированным затуханием 120 дБ. С примененным фильтром границы существенно изменились (рис. 6б). Характер изменения границ стал монотонным, и их также можно стало аппроксимировать прямой линией с крутизной:

$$\begin{aligned} K(Amp)_{COREL_GFSK} &= Amp \times \frac{(3,25 - 1,9)}{(80 - 10)} + \\ &+ 3,25 - 80 \times \frac{(3,25 - 1,9)}{(80 - 10)} = \\ &= Amp \times 1,93 \cdot 10^{-2} + 1,7(dF \cdot T/dB). \end{aligned} \quad (4)$$

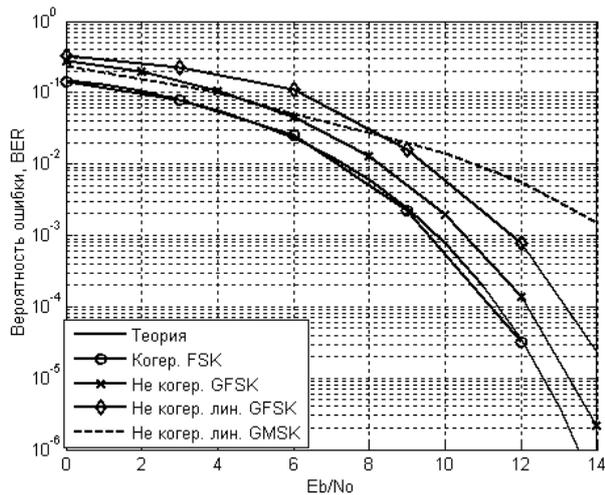


Рис. 7. Вероятности битовой ошибки в канале с АБГШ исследуемых демодуляторов

Полученные результаты по аппроксимации границ области влияния помехи по соседнему каналу на вероятность ошибки можно использовать при проектировании систем связи с частотным разделением каналов для оценки электромагнитной совместимости. Также полученные результаты необходимы при вычислении вероятности возникновения частотных коллизий, в случаях, когда нестабильность частоты ОГ соизмерима или превышает ширину СПМ сигнала.

На рис. 7 приведен график зависимости вероятности битовой ошибки в канале с АБГШ для демодуляторов, применяемых в данном исследовании, а также зависимость для когерентного демодулятора двоичного ЧМн сигнала. Непрерывной линией отмечен теоретический порог помехоустойчивости когерентного приема ортогональных сигналов [6, с. 220]. Данные графики приведены для верификации моделей демодуляторов. Кривые помехоустойчивости для когерентного и некогерентного корреляционного демодулятора соответствуют теоретическому пределу.

Основные результаты проделанной работы:

— определены границы и получена аппроксимация границ области влияния помехи по соседнему по уровню $BER = 10^{-5}$ для некогерентного корреля-

ционного демодулятора и некогерентного демодулятора с линейным дискриминатором при приеме ГММС ($h = 0,5$, $BT = 0,5$) и ГЧМ ($h = 1$, $BT = 0,5$) сигналов.

Установлено, что классический оптимальный некогерентный корреляционный демодулятор чувствителен к помехе по соседнему каналу. Для уменьшения данного влияния необходим преддемодуляционный полосовой фильтр.

Библиографический список

1. Adlard, J. F. Application of Frequency-Shift Filtering to the Removal of Adjacent Channel Interference in VLF Communications / J. F. Adlard, T. C. Tozer, A. G. Burr // Global Telecommunications Conference. — 1998. — P. 3515–3520.
2. Shin, S. S. Differentially detected MSK and GMSK modulation schemes in CCI channels for mobile cellular telecommunication systems: A thesis submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of master of applied science. — The University of British Columbia, 1992. — 80 p.
3. Feher, K. Modulation/Microwave Integrated Digital Wireless Developments / K Feher // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 1995. — vol. 43, NO. 7. — P. 1715–1732.
4. Laster, J. D. Robust GMSK Demodulation Using Demodulator Diversity And Ber Estimation: Dissertation submitted to the Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor Of Philosophy in Electrical Engineering, 1997. — 285 p.
5. Renk, T. Increasing Spectral Efficiency by Managing Adjacent Channel Interference / T. Renk, C. Koerner, F. K. Jondral // Technology and Policy for Advanced Spectrum. — 2006.
6. Прокис, Д. Цифровая связь / Д. Прокис : пер. с англ. ; под ред. Д. Д. Кловского. — М. : Радио и связь, 2000. — 797 с.
7. Феер, К. Беспроводная цифровая связь / К. Феер : пер. с англ. ; под ред. В. И. Журавлёва. — М. : Радио и связь, 2000. — 520 с.

ПУЗЫРЁВ Павел Иванович, аспирант кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики».

Адрес для переписки: e-mail: puzyrev@rtuisd.ru

Статья поступила в редакцию 04.06.2012 г.

© П. И. Пузырёв

Книжная полка

621.38/С74

Справочник по вакуумной электронике. Компоненты и устройства [Текст] / под ред. Дж. Айхмайера, М. Тамма ; пер. с англ. Е. Б. Махияновой под ред. Н. А. Бушуева. — М. : Техносфера, 2011. — 503 с. — (Мир радиоэлектроники).

В работе над справочником приняли участие 36 известных специалистов по вакуумной электронике. Авторы изложили принцип работы, технические возможности и области применения основных электровакуумных приборов и устройств, что позволяет использовать книгу в качестве своеобразного справочника или учебного пособия для студентов высших учебных заведений и специалистов, занимающихся вопросами разработки и применения электронных компонентов в различных системах радиоэлектроники. Книга написана доступным языком, методически сбалансирована, что позволило при редактировании ограничиться минимальным количеством замечаний.