



УДК 621.319.7

Ю. А. Лемехов, аспирант

Одесская государственная академия холода
(Украина, 65082, Одесса, ул. Дворянская, 1/3,
тел. (+38066) 4525698, e-mail: y.lemekhov@gmail.com)

Классификация межкомпонентных соединений высокочастотных радиоэлектронных изделий

Проведена системная классификация межкомпонентных соединений высокочастотных радиоэлектронных средств. Описаны модели сигнальных дескрипторов и параметров межкомпонентных соединений. Установлена обобщенная взаимосвязь между дескрипторами и межкомпонентными соединениями. Выполнен анализ существующих методов и алгоритмов проектирования межкомпонентных соединений с целью их адаптации в единую обобщенную модель, на основе которой возможна разработка компьютерных систем автоматизированного проектирования высокочастотных электронных изделий.

Проведено системну класифікацію міжкомпонентних з'єднань високочастотних радіоелектронних засобів. Описано моделі сигнальних дескрипторів і параметрів міжкомпонентних з'єднань. Встановлено узагальнений взаємозв'язок між дескрипторами та міжкомпонентними з'єднаннями. Виконано аналіз існуючих методів і алгоритмів проектування міжкомпонентних з'єднань з метою їхньої адаптації в єдину узагальнену модель, з використанням якої можлива розробка комп'ютерних систем автоматизованого проектування високочастотних електронних виробів.

К л ю ч е в ы е с л о в а: межкомпонентные соединения, параметры межкомпонентных соединений, электронные устройства, моделирование высокочастотной электроники.

Системный подход при разработке микро- и наноэлектронных цепей требует переосмысления роли межкомпонентных соединений. Классическое отношение к этим межкомпонентным соединениям как к элементам, которыми можно пренебрегать на уровне схемотехнического анализа, приводит к несоответствию физико-математических моделей объектам моделирования. Поэтому рассматриваемая проблема достаточно актуальна.

Принципам системности проектирования высокочастотных электронных устройств (ВЭУ), в том числе и нанотехнологичной электроники, уделено достаточно внимания [1—4]. Однако описанные в литературе результаты имеют преимущественно теоретический характер, а практика их применения ограничивается единичными примерами. В указанных работах отсутствует системный подход, позволяющий строить математические модели, отражающие различные природные явления в технологических процессах.

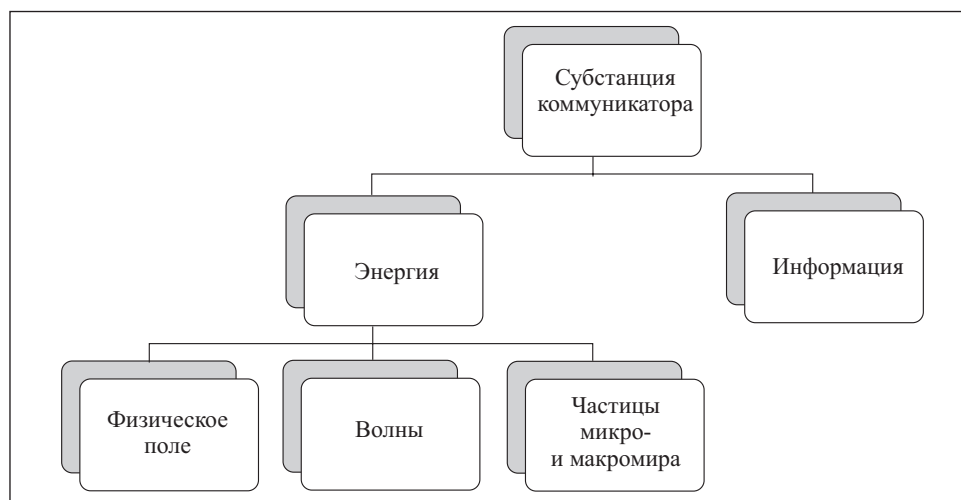


Рис. 1. Субстанция, передаваемая коммуникатором

Проведем классификацию межкомпонентных соединений и согласование параметров межкомпонентных соединений с моделями сигнальных дескрипторов, т.е. физических величин, относительно которых создается математическая модель. Выполним разбиение множеств межкомпонентных соединений на классы и подклассы, формируемые согласно их целевому назначению: морфологические структуры, математические модели и границы их применения.

Межкомпонентное соединение [1—3] принято называть коммуникатором, т.е. композиционным элементом электрической цепи, предназначенным для соединения сосредоточенных компонентов в законченный функциональный преобразователь (ФП). Выполним системную классификацию коммуникаторов по различным критериям.

Следует различать естественные и искусственные коммуникаторы, для которых допустима классификация по передаваемой субстанции: вещество, энергия, информация, электромагнитные поля и волны, частицы микро- и макровселенной и др. (рис. 1).

Недостатком большинства систем компьютерного проектирования является некорректное представление коммуникатора и отсутствие учета внутриаппаратурной электромагнитной совместимости. Это в большей степени относится к области проектирования наноэлектроники, так как игнорирование коммуникационной структуры на схмотехническом уровне проектирования приводит к существенным расхождениям между физической и математической моделями объекта проектирования. Действи-

тельно, в нанотехнологиях невозможно экранирование коммуникатора, что существенно влияет на характеристики нанотехнологической компонентной базы.

Наиболее интересны математические модели коммуникаторов, для которых можно спроектировать ФП ВЭУ с заданными свойствами. Проанализируем существующие методы и алгоритмы проектирования коммуникаторов с целью их адаптации в единую обобщенную модель. Такой анализ может стать основой для разработки компьютерных систем автоматизированного проектирования ФП ВЭУ и информационным сопровождением этапов жизнедеятельности этих объектов [5].

На данном этапе развития ВЭУ наиболее важной коммуникационной системой является система, передающая энергию по каналам электромагнитного поля, которую далее будем называть электродинамической коммуникаторной системой (ЭКС). Однако все используемые теоретические основы электродинамики применимы и для других классов коммуникаторных систем.

Рассмотрим ЭКС, которая по определению предназначена для передачи электромагнитной энергии. Множество систем, относящихся к этому классу, можно различать по следующим признакам: функциональное назначение, физическая модель, математическое моделирование.

Функциональное назначение: передача электромагнитной энергии, передача информации, управление объектами, объединение отдельных компонентов в электрических цепях и устройствах обработки аналоговых и цифровых сигналов.

Физические модели можно разделить на цепные, волновые и смешанные. Цепные модели классифицируем по их проявлениям как специфического композиционного компонента информационно-коммуникационных средств (ИКС), который характеризуется собственными параметрами: резистивными (омическими), резистивно-реактивными и реактивными.

Волновые модели характеризуются векторно-пространственной ориентацией распространения электромагнитных волн в определенной коммуникаторной области, которая может быть как открытой, так и полностью либо частично замкнутой. Цепные и волновые коммуникаторы могут иметь регулярную и нерегулярную структуру, быть автономными или неавтономными.

Смешанные модели — цепно-волновые коммуникаторы с различной структурой поля в ортогональных плоскостях. Например, направляющие системы с T -волной в направлении распространения проявляют волновые свойства, а в сечении к этому направлению — цепные (статические). Схема замещения коммуникатора смешанного типа вполне корректно описывается первичными параметрами длинной линии R, L, C, G [6].

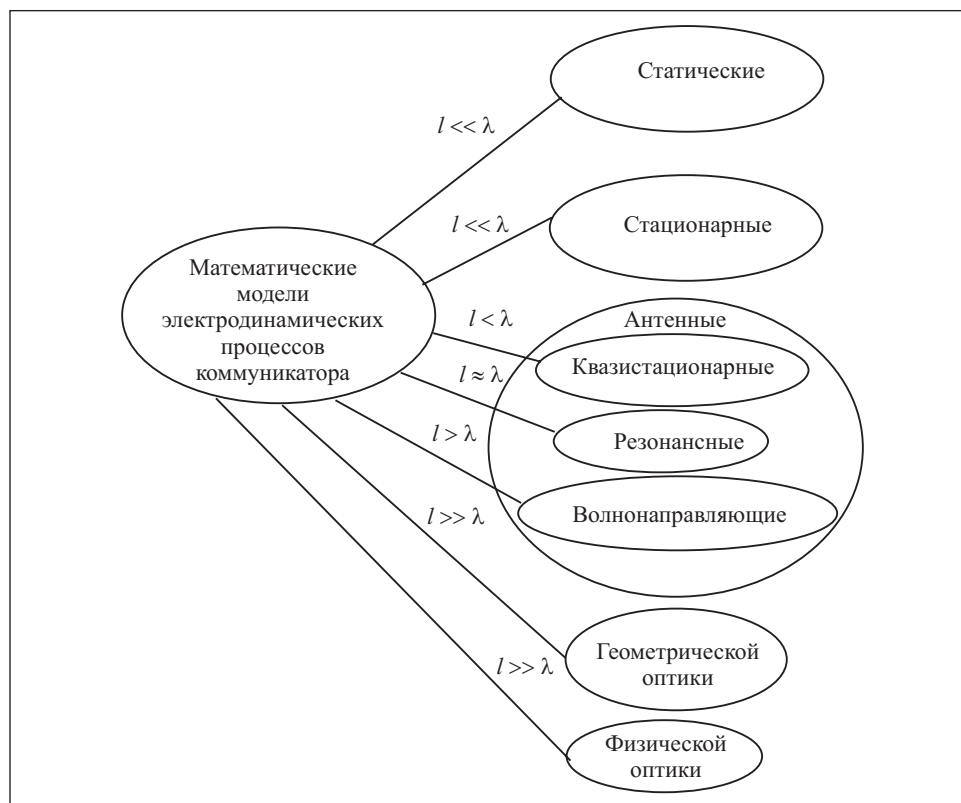


Рис. 2. Коммуникаторы и их математические модели: l — длина проводника, м; λ — длина волны, м

Данная классификация распространяется на токопроводящие пути (дорожки печатных плат, объемные проводники, напыленные нанотехнологическим способом, экраны и корпуса, разъемы (слоты), выводы интегральных схем и др.) и направляющие системы (кабели, волноводы, оптические волокна, а также пространственные структуры, канализирующие электромагнитные волны, рентгеноизлучения и др.).

Коммуникаторные системы можно разделить по способам построения математических моделей в зависимости от соотношения длины электромагнитной волны и поперечных размеров коммуникатора. От этого соотношения зависит структура электромагнитного поля в плоскости сечения направления перемещения энергии. Оно является критерием, по которому можно различать следующие поля и соответствующие им модели: статические, стационарные, квазистационарные, резонансные, антенные, волноводные, геометрической оптики, физической оптики (рис. 2).

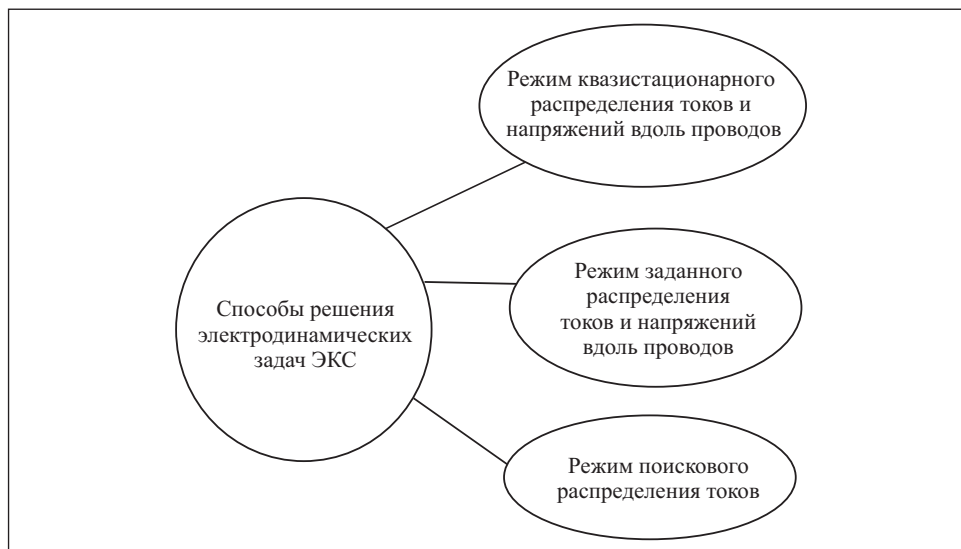


Рис. 3. Режимы поверхностного задания источников поля

Простота решения этих задач зависит от режима работы коммутатора, который можно классифицировать в зависимости от распределения источников электромагнитного поля по проводникам и коммутатору (рис. 3). По соотношению длины электромагнитной волны и продольных размеров коммутатора в квазистационарном режиме следует различать следующие уровни идеализации: нулевой, статический, стационарный и квазистационарный. Заданное распределение источников: гармоничный, экспоненциальный и экспогармоничный. Режим поискового распределения источников электромагнитного поля вдоль его направляющих проводников является наиболее сложной, но, тем не менее, разрешимой задачей [1, 3].

Согласно схемотехническим категориям коммутатор можно представить в виде различных схем с пассивными и активными компонентами, которые содержат как зависимые, так и независимые источники электроэнергии. В основу принципа построения схем могут быть положены как экспериментальные, так и расчетные модели. Вместе с тем, схемы замещения можно строить и на основе смешанных теоретико-экспериментальных исследованиях с проведением имитационно-компьютерного и масштабно-идентификационного эксперимента.

Таким образом, системная классификация ЭКС по функциональному назначению на основе их физических и математических моделей, с одной стороны, составляет определенную научную новизну, а с другой, — позво-

ляет фиксировать границы применимости математических моделей коммутатора по соотношению длины волны и размеров коммутатора.

Рассмотрим модели дескрипторов. Их выбор имеет важное значение при составлении системных моделей ИКС. Именно дескрипторы могут выполнять функцию «мостика» между декомпозиционными составляющими, описываемыми различными процессами в ВЭУ. Представляется возможным применение информационных, энергетических и других векторно-скалярных дескрипторов, соответствующих определенным процессам и физическим величинам.

Критерий выбора дескрипторов формируется на основе практической целесообразности. Следует заметить, что выбор векторно-скалярных либо отдельно векторных и скалярных дескрипторов, традиционно используемых специалистами, позволяет использовать упрощенные математические модели, например введение калибровочных потенциалов в электродинамике и др.

К обобщенным дескрипторам коммутатора можно отнести вектор Пойтинга, вектор Герца, S -параметры и другие, в определенной мере отражающие энергетические свойства объекта. Далее будем рассматривать только S -параметры [7], главным преимуществом которых является возможность достаточно простого описания многополюсных композиционных элементов, в частности коммутатора. Не детализируя отдельные нюансы построения математической модели в целом, остановимся на основных свойствах S -параметров, позволяющих построить системную модель.

Для коммутатора как многополюсника запишем матричное равенство

$$[U^-] = [S][U^+], \quad (1)$$

где элементы матриц U^- и U^+ — это нормированные волновые напряжения, квадраты модулей которых имеют физическое истолкование: они равны мощностям, переносимым вдоль направляющих двух ветвей, относящихся к различным деревьям коммутатора, через локальную энергетическую грань (поверхность S),

$$|U^\pm|^2 = P^\pm. \quad (2)$$

Здесь знак плюс относится к волновым падающим напряжениям (поступающим в коммутатор), а минус — к волнам, которые отражаются и выходят за энергограницы. Из (2) видно, что волновое напряжение имеет размерность $\sqrt{\text{Вт}}$, а его величина определяется обеими составляющими электромагнитной волны:

$$P^\pm = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_S (\mathbf{E}^\pm \times \mathbf{H}^\pm) dS, \quad (3)$$

где S — поверхность энергограницы; \mathbf{E} , \mathbf{H} — векторы напряженности электрического и магнитного полей падающей или отраженной волны. Элементы матрицы S представляют собой параметры коммуникатора, которые должны быть найдены электродинамическим способом.

Для формулировки задачи по вычислению S -параметров найдем соответствие между напряжением U и током I в цепи и их волновыми эквивалентами. Значения U и I вычисляются исключительно на поверхности энергограницы сопряжения компонента и коммуникатора в виде интегралов

$$U_{12} = \int_{I_1}^{I_2} \mathbf{E} d\mathbf{l}, \quad I = \oint_I \mathbf{E} d\mathbf{l}. \quad (4)$$

Формулы (2) и (4) устанавливают соответствие между волновыми и «цепными» дескрипторами:

$$U = \frac{U^+ + U^-}{\sqrt{Z_B}}, \quad I = \frac{U^+ - U^-}{\sqrt{Z_B}}, \quad (5)$$

где Z_B — волновое сопротивление направляющих ветвей коммуникатора. Подстановка (5) в (1) и (4) позволяет установить взаимозависимость между S -параметрами и электродинамическими параметрами коммуникатора в виде напряжений как разности потенциалов заданных точек или криволинейного интеграла на пути между этими точками и током.

Поскольку принципы формирования параметров коммуникатора не зависят от типа дескрипторов, выберем дескрипторы в виде токов и напряжений, задаваемых на его энергограницах сопряжения с компонентами. Следует заметить, что напряжения и токи на энергограницах не совпадают с их значениями внутри самого коммуникатора, поэтому распределение напряжений и токов может меняться вдоль направляющих электроэнергию проводов коммуникатора.

Параметры коммуникатора. Несмотря на особый статус коммуникатора как композиционного элемента ВЭУ, его модель, как любого компонента, может быть представлена в виде многополюсника. Математическая модель последнего должна быть представлена в виде матричных уравнений, которые отображают взаимосвязь дескрипторов (множество воздействий и реакций) на его полюсах. Понятно, что такие уравнения зависят от различной степени детализации физических (химических, биологических) процессов, происходящих в коммуникаторе.

В качестве примера рассмотрим систему матричных уравнений, связывающих между собой выбранные напряжения дуг и токи полюсов коммуникатора [1]. Если электрическая цепь состоит из k компонентов и коммуникатора, характеризуемого n полюсами (как и число ветвей, кото-

рые он соединяет) и $(r + 1)$ деревом (каждое из которых образуется мнимым удалением компонентов), то число независимых контуров определяется цикломатическим числом соответствующего графа электрической цепи,

$$q = n - r + 1 - k, \quad (6)$$

а число независимых узлов (деревьев) на единицу меньше общего числа деревьев, т.е. равно $-r$.

Резистивные параметры. Для формирования омических потерь проводников, например контура ξ , можно записать

$$U_{\xi}^{R_d} = R_{\xi,1}^d I_1 + R_{\xi,2}^d I_2 + \dots + R_{\xi,\alpha}^d I_{\alpha} + \dots + R_{\xi,n}^d I_n, \quad (7)$$

где $U_{\xi}^{R_d}$ — дополнительное напряжение ξ -го контура, вызванное падением напряжения на всех его проводящих участках; отметки верхнего регистра R_d не имеют числовых значений, а указывают на то, что соответствующие величины принадлежат дереву коммутатора (d) и относятся к потерям сопротивления (R); $\alpha = 1, n$ — номер полюса дерева (число полюсов деревьев и компонентов одинаково); $R_{\xi,\alpha}^d$ — эквивалентное сопротивление участка коммутатора, привязанное к току полюса.

Следует учесть, что ток полюса не всегда равен токам ветвей дерева, а омические сопротивления отдельных проводников могут не совпадать с эквивалентными значениями омических параметров. Определение параметров коммутатора, фиксирующих омические потери, является задачей электродинамики, которая сформулирована далее.

Число независимых уравнений типа (7) в соответствии со вторым законом Кирхгофа определяется формулой (6). Матричная форма их записи имеет вид

$$[\dot{U}^R]_{q,1} = [R^d]_{q,n} [\dot{I}]_{n,1}. \quad (8)$$

Модель учета омических потерь в проводниках коммутатора, представленную в виде (8), назовем токовой, т.е. такой, в которой источником дополнительных напряжений являются токи полюсов компонентов.

Индуктивные параметры. Рассмотрим другой тип токовой модели, позволяющий вести учет магнитных потоков через контуры коммутатора. В соответствии с законом Фарадея наведенные в независимых контурах дополнительные напряжения вследствие создания магнитного потока токами ветвей деревьев коммутатора также можно представить в матричном виде

$$[\dot{U}^{\Phi}]_{q,1} = [Z^d]_{q,n} [\dot{I}]_{n,1}, \quad (9)$$

где отдельная строка имеет вид

$$U_{\xi}^{d\Phi} = Z_{\xi,1}^d I_1 + Z_{\xi,2}^d I_2 + \dots + Z_{\xi,\alpha}^d I_{\alpha} + \dots + Z_{\xi,n}^d I_n, \quad (10)$$

а любой элемент матрицы $[Z^d]_{q,n}$, стоящий на пересечении ξ -й строки и α -го столбца, —

$$Z_{\xi,\alpha}^d = j \omega L_{\xi,\alpha}. \quad (11)$$

Следует заметить, что векторы приведенных напряжений и токов полюсов деревьев (9) представлены в комплексной форме для дальнейшего формирования замкнутой системы уравнений в символической форме [8] в соответствии с методом комплексных амплитуд. Подставив (11) в (10) и поделив результат на $j \omega$, получим

$$\Phi_{\xi}^d = L_{\xi,1}^d I_1 + L_{\xi,2}^d I_2 + \dots + L_{\xi,\alpha}^d I_{\alpha} + \dots + L_{\xi,n}^d I_n. \quad (12)$$

Это свидетельствует о том, что в каждом ξ -м контуре ($\xi = \overline{1, q}$) токи полюсов опосредованно порождают магнитные потоки, непосредственными источниками которых являются реальные токи проводников деревьев коммуникатора. Уравнение (12) можно также представить в матричной форме,

$$[\Phi]_{q,1} = [L^d]_{q,n} [I]_{n,1}, \quad (13)$$

что позволяет представить комплексные приведенные напряжения контуров (9) в виде

$$[\dot{U}^{\Phi}]_{q,1} = j \omega [\Phi]_{q,1} = j \omega [L^d]_{q,n} [I]_{n,1}.$$

Следует также учитывать, что I_{α} — это ток в точке соединения коммуникатора и компонента, а не реальные токи, порождающие реальные магнитные потоки. Величина наведенного напряжения в ξ -контуре ($\xi = 1, \dots, q$) зависит от токов на всех n полюсах компонентов. Таким образом, напряжение, возникающее в ξ -м независимом контуре, моделируется в виде зависимого источника напряжения (10).

Проводящие параметры. Потери коммуникатора вследствие некачественных изоляционных свойств между его деревьями моделируем на основании уравнения, устанавливающего взаимосвязь между током утечки через изоляцию с ξ -го дерева:

$$I_{\xi}^{G_d} = G_{\xi,1}^d U_1 + G_{\xi,2}^d U_2 + \dots + G_{\xi,\alpha}^d U_{\alpha} + \dots + G_{\xi,n}^d U_n, \quad (14)$$

где $I_{\xi}^{G_d}$ — дополнительный ток ξ -го дерева, вызванный частичными токами $G_{\xi,\alpha}^d U_{\alpha}$, поступающими из дерева ξ на остальные деревья под действием напряжения U_{α} дуги коммуникатора α на остальные деревья $\xi = \overline{1, r}$ через определенные участки изоляционной среды, которые оказались под напряжением. Отметки на верхнем регистре G_d не имеют числовых значений, а указывают на то, что соответствующие величины принадлежат

дереву коммуникатора (d) и относятся к потерям энергии в изоляторе (G); $\alpha = \overline{1, n}$ — номер дуги коммуникатора (число дуг коммуникатора и компонентов одинаково); $G_{\xi, \alpha}^d$ — эквивалентная проводимость объема коммуникатора, привязанная к напряжению U_{α} дуги дерева α ($\alpha = \overline{1, n}$).

Следует заметить, что напряжение дуги не всегда равно напряжению между ветвями различных деревьев, а проводимости отдельных частей изоляционного пространства могут не совпадать с эквивалентными значениями проводящих параметров $G_{\xi, \alpha}^d$. Определение параметров коммуникатора, фиксирующих потери энергии в изоляционной среде $G_{\xi, \alpha}^d$, является задачей электродинамики.

Число независимых уравнений типа (14) равняется r . Матричная форма их записи имеет вид

$$[j^G]_{r,1} = [G^d]_{r,n} [\dot{U}]_{n,1}. \quad (15)$$

Модель учета омических потерь в проводниках коммуникатора, представленную в виде (15), назовем напряженной, т.е. такой, в которой источником дополнительных токов являются напряжения дуг коммуникатора.

Емкостные параметры. Рассмотрим модель, позволяющую вести учет вектора электрических потоков с деревьев коммуникатора, которые формируют токи смещения между деревьями, т.е. токи, природа которых не связана с поляризацией, или переносом зарядов в пространстве.

Токи смещения создаются переменным потоком вектора электрической индукции наподобие тока между обкладками конденсатора в вакууме (идеальным диэлектриком). Токи смещения деревьев коммуникатора можно представить в матричной форме

$$[j^N]_{r,1} = [Y^d]_{r,n} [\dot{U}]_{n,1}, \quad (16)$$

где отдельная строка имеет вид

$$I_{\xi}^{dN} = Y_{\xi,1}^d U_1 + Y_{\xi,2}^d U_2 + \dots + Y_{\xi,\alpha}^d U_{\alpha} + \dots + Y_{\xi,n}^d U_n, \quad (17)$$

а любой элемент матрицы $[Y^d]_{r,n}$, стоящий на пересечении ξ -й строки и α -го столбца, —

$$Y_{\xi,\alpha}^d = j \omega C_{\xi,\alpha}. \quad (18)$$

Векторы приведенных токов и напряжений дуг деревьев (16) и (9) представлены в комплексной форме для дальнейшего формирования замкнутой системы уравнений в символической форме [8] согласно методу

комплексных амплитуд. Подставив (18) в (17) и поделив результат на $j\omega$, можно получить

$$N_{\xi}^d = C_{\xi,1}^d U_1 + C_{\xi,2}^d U_2 + \dots + C_{\xi,\alpha}^d U_{\alpha} + \dots + C_{\xi,n}^d U_n. \quad (19)$$

Это свидетельствует о том, что с каждого ξ -го дерева ($\xi = \overline{1, r}$) токи полюсов опосредованно порождают электрические потоки, непосредственными источниками которых являются реальные напряжения между деревьями коммутатора. Уравнение (19) можно представить в матричной форме

$$[\dot{N}]_{r,1} = [C^d]_{q,n} [\dot{U}]_{n,1}, \quad (20)$$

что позволяет представить комплексные токи смещения с деревьев (16) в виде

$$[I^N]_{r,1} = j\omega [N]_{r,1} = j\omega [C^d]_{r,n} [\dot{U}]_{n,1}. \quad (21)$$

Следует заметить, что U_{α} — это напряжение только на поверхности энергетической грани, т.е. дуги коммутатора, а не реальное напряжение, порождающее реальные электрические потоки внутри коммутатора. Величина тока смещения с ξ -дерева ($\xi = 1, \dots, r$) зависит от напряжений всех n дуг компонентов. Таким образом, ток смещения, возникающий в ξ -м независимом дереве, моделируется в виде зависимого источника тока, величина которого может быть сформирована по (17).

Взаимосвязь дескрипторов модели с параметрами коммутатора.

Параметры коммутатора R, L, G, C , введенные как элементы матриц в уравнениях (8), (13), (15), (20), имеют соответственно размерности: ом, генри, сименс, фарада. Однако их аналогия с параметрами компонентов цепных моделей этим и ограничивается. Цепные компоненты определяются как отношение реакции (напряжения, потока вектора магнитной индукции, тока, потока вектора электрической индукции) к воздействию (соответственно тока, тока, напряжения, напряжения) на одном и том же компоненте. Поэтому в указанных матричных уравнениях влияние и реакция не совпадают пространственно, а сам параметр является компоновкой эквивалентных величин (суммы частичных сопротивлений, индуктивностей, проводимостей и емкостей), вычисляемых как отношение реакции к влиянию. При этом реакция и влияние в геометрическом смысле могут находиться в различных частях коммутатора.

Таким образом, параметры коммутатора — это эквивалентные расчетные величины, которые нельзя отождествлять с классическим понятием сопротивления, индуктивности, проводимости и емкости. Действительно, в указанных матричных уравнениях воздействия — это величины токов полюсов и дуг коммутатора, расположенные по его геометрической

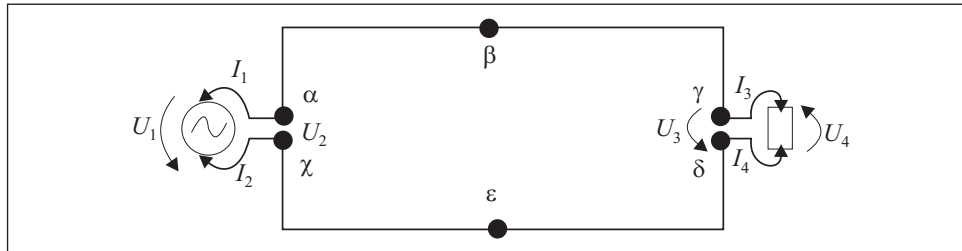


Рис. 4. Схема разделения участков коммуникатора на полюсные зоны

кой периферии, а реакции (потoki векторов индукции, напряжения и токи) вычисляются внутри объема коммуникатора и характеризуются определенными пространственными координатами. Чтобы осмыслить этот факт, перепишем уравнение (21) в виде

$$U_{\xi}^{R_d} = U_{\xi,1}^d + U_{\xi,2}^d + \dots + U_{\xi,\alpha}^d + \dots + U_{\xi,n}^d, \quad (22)$$

где $U_{\xi,\alpha}^d$ — частичное напряжение на проводнике (части дерева коммуникатора), характеризуемое распределенным сопротивлением в пределах, заранее определенных как зона действия влияния, порождаемая током полюса I_{α} ,

$$U_{\xi,\alpha}^d = R_{\xi,\alpha}^d I_{\alpha}. \quad (23)$$

Например, пусть существует замкнутая электрическая цепь, в которой энергия передается от источника напряжения к резистивной нагрузке через коммуникатор (рис. 4). Уравнение (22) в соответствии с рис. 4 принимает вид

$$U_1^{R_d} = U_{1,1}^d + U_{1,2}^d + U_{1,3}^d + U_{1,4}^d, \quad (24)$$

где дополнительное напряжение, возникающее в контуре вследствие падения напряжения на всех распределенных по полюсам участках контура, состоит из частичных напряжений $U_{1,1}^d, U_{1,2}^d, U_{1,3}^d, U_{1,4}^d$, приложенных на соответствующих участках: $(\alpha\beta)$ — полюс 1; $(\beta\gamma)$ — полюс 2; $(\delta\epsilon)$ — полюс 3; $(\epsilon\chi)$ — полюс 4.

Однако прямое решение этой задачи невозможно, так как не известны не только величины сопротивлений каждого отдельного участка, но и величины токов, порождаемых соответствующими полюсами. Поэтому уравнение (24) приведено лишь для корректного формулирования задачи электродинамики по определению сопротивления части проводника. Действительно, для определенного (в геометрическом смысле) распределенного тока на границе сред можно найти распределение потенциала и

следовательно, напряжение (23), что дает возможность определить параметр

$$R_{\xi,\alpha}^d = \frac{U_{\xi,\alpha}^d}{I_{\alpha}}. \quad (25)$$

Следует заметить, что распределение тока по определенным участкам может привести к необходимости вычислять на этих участках не отношение (25), а эквивалентное отношение с другим значением тока в числителе, равным, например, одному амперу. Но вследствие линейности вольт-амперной характеристики резистора величина параметра R останется прежней.

Таким образом, в общем виде задача определения параметров R , L , G , C коммутатора состоит из двух этапов.

1. Определение геометрического распределения реальных токов (напряжений) по объему коммутатора с известными значениями токов полюсов (напряжений его дуг). Эти токи и напряжения не имеют геометрических размеров, считаются точечными и расположенными вне объема коммутатора.

2. Расчет потоков векторов электрической и магнитной индукции по геометрическому распределению токов (напряжений) внутри коммутатора и определение его параметров.

Выводы

Выполненная классификация коммуникационных систем конкретизирует применение математической модели, соответствующей морфологии и условиям использования коммутатора. Такая классификация дает возможность выявить несоответствия между используемыми в настоящее время математическими моделями и требованиями, предъявляемыми к точности моделирования коммуникационных систем. Игнорирование данной проблемы приводит к лишним технологическим операциям и потере надежности.

Описанная модель позволила упростить анализ существующих способов, методов и алгоритмов проектирования коммутаторов с целью их адаптации в единую обобщенную модель, на основании которой возможна разработка компьютерных систем автоматизированного проектирования ВЭУ.

System classification on intercomponent connections of high-frequency radioelectronic facilities has been carried out. Models of signal descriptors and parameters of intercomponent connections have been described. Generalized interrelation between the descriptors and intercomponent connections has been established. The available methods and algorithms of the design of intercom-

ponent connections have been analyzed with the aim of their adaptation to a single generalized model which can serve as a basis for the development of computer systems of automated design of the electronic products.

1. Тозони О. В., Князь А. И. Электродинамические итерации при проектировании ЭВМ// Электрон. моделирование. — 1979. — № 2. — С. 57—63.
2. Князь А. И. Электродинамика информационных систем. — М. : Радио и связь, 1994. — 392 с.
3. Кудря В. Г. Системне проектування функціональних перетворювачів. // Тр. пятой международной научно-практической конференции «Современные информационные и электронные технологии», 17—21 мая 2004 г. — Одесса : СИЭТ. — 2004. — С. 165.
4. Кечиев Л. Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. — М. : «ООО Группа ИДТ», 2004. — 616 с.
5. Тимченко А. А. Основи системного проектування та системного аналізу складних об'єктів: Основи системного підходу та системного аналізу об'єктів нової техніки: Навч. посібник / За ред. Ю. Г. Леги. — Київ : Либідь, 2004. — 288 с.
6. Гроднев И. И., Шварцман В. О. Теория направляющих систем связи. — М. : Связь, 1978. — 296 с.
7. Балакирев М. В., Вохмяков Ю. С., Журиков А. В. и др. Радиопередающие устройства. — М. : Радио и связь, 1982. — 256 с.
8. Кудря В. Г. Основи електротехніки та електроніки. — Одеса : ОДЕКУ, 2008. — 123 с.

Поступила 19.12.11;
после доработки 16.03.12

ЛЕМЕХОВ Юрий Александрович, аспирант кафедры информационных систем и сетей Одесской государственной академии холода, которую окончил в 2008 г. Область научных исследований — внутренние электромагнитные помехи и внутренняя электромагнитная совместимость в аппаратуре, работающей в диапазоне высоких частот; направляющие коммуниторные системы; влияние электромагнитного поля на коммунитор и компоненты; учет внутренних электромагнитных помех; разработка экранов для повышения электромагнитной автономии компонента; проблемы компонования, трассировки и размещения элементов.