

УДК 681.335

ТЕХНОЛОГИЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

© Е.И. Глинкин, А.В. Наумова, А.А. Одинокова

Ключевые слова: закономерности; информационная технология; аналоговые преобразования; методы эквивалентов; математические модели и алгоритмы; динамические характеристики и диаграммы.

Показана тождественность динамических характеристик в основных формах схемотехники, математики и физики для систематизации анализа и синтеза в информационную технологию проектирования инноваций.

Электрификация и информатизация, автоматизация и механизация создают инновации по тождественным принципам аналогии и эквивалентности, инверсии и симметрии различных сфер науки и техники, искусства и культуры [1–5]. Наиболее ярко выражены аналогия и тождественность электричества и гидравлики, операторов счисления и исчисления, информационных и биофизических процессов и, как следствие, методов проектирования аппаратных и метрологических средств, программного и математического обеспечения микропроцессорных средств и компьютерных анализаторов энергосбережения и биомедицинской техники, телеавтоматики и технологических процессов [1–2]. В математике доказано, что исследуемую функцию можно смоделировать с заданной точностью любым оператором исчисления за счет тождественности математических преобразований. Это позволяет по принципам микроэлектроники [5] развивать ассоциативную структуру схем и гибкость программных связей архитектуры за счет расширения универсальности математического обеспечения и повышения эффективности метрологических средств для создания коммуникабельных интеллектуальных приборов и комплексов, систем и сетей. Для создания согласованных схем и программ, моделей и алгоритмов, способов анализа и мер оценок необходимо научиться синтезу и анализу динамических характеристик на примере моделирования пассивного и активного интегратора.

Цель работы: изучить анализ и синтез динамических характеристик в основных формах науки и техники на примере интегратора.

Задачи:

- 1) представить схемотехнику интегратора в формах электрической схемы и ее замещение на сигнальных графах;
- 2) синтезировать по схемам замещения интегратора математические модели на проводимостях и токах, в дифференциальной и интегральной формах;
- 3) промоделировать дифференциальные и интегральные характеристики интегратора методами итерационного анализа и тождественности эквивалентам, операторами Лапласа и комплексных переменных;
- 4) проанализировать графики переходных и временных диаграмм напряжения, амплитудно- (АЧХ) и фазо-частотных (ФЧХ) характеристик.

1. ДИНАМИЧЕСКИЕ СХЕМЫ

Динамические схемы преобразуют электрический сигнал во времени за счет накопления электромагнитной энергии поля приемником от источника. Накопителями электрического заряда и магнитного потока служат реактивные элементы, соответственно, конденсаторы емкостью C и катушки индуктивностью L . Схемы строят методами аналогии [1–5] с физическими явлениями (по временным диаграммам и физическим моделям) или информационными процессами, архитектурой схем или программ (структурные, функциональные, принципиальные и т. д.), математическими или метрологическими образами (по методам и способам, моделям и алгоритмам).

По обмену энергии полупроводниковые схемы классифицируют [3–5] на пассивные делители и активные усилители, а по форме преобразования сигнала интегральные схемы делят на аналоговые, импульсные и цифровые. В микроэлектронике индуктивности по возможности не применяют для исключения пробоя интегральных схем при резонансе в момент переключения, поэтому динамические схемы реализуют на электрических накопителях заряда и напряжения за счет управления диффузионной емкостью p - n перехода микроструктур.

Последовательное, параллельное и смешанное соединение элементов [3, 5] организуют пассивные делители, соответственно, напряжения, тока и мощности, тождественные между собой по методам эквивалентов электроники. Для исследования наиболее простыми схемами являются делители напряжения на RC-цепочках [3], включающих последовательное соединение резистора сопротивлением R и проводимостью $Y = 1/R$, а также конденсатора емкостью C и проводимостью $Y_c = P \cdot C$, где $P = j \cdot \omega$ – оператор Лапласа в виде произведения комплексной единицы $j = \sqrt{-1}$ и циклической частоты ω .

Операции интегрирования и дифференцирования в физике и математике, соответственно, в мнемо- и схемотехнике, инверсные [3–5]. Поэтому пассивный делитель на RC-цепочке служит интегратором или дифференциатором, соответственно, при емкостной C или резистивной R нагрузке. Наглядным для анализа явля-

ется схема интегратора на пассивном делителе напряжения, электрическая схема которого состоит из последовательного соединения резистора R и конденсатора C , подключенных к источнику напряжения амплитудой E (см. табл. 1, рис. 1).

Электрические схемы интегратора (рис. 1а) и дифференциатора (CR-цепь) синтезируют из RC-цепочек методами схемотехники по аналогии с образами физики и математики, иерархией схем и программ, на основе принципов аналогии и эквивалентности, инверсии и симметрии [3].

Качественный анализ схемы (рис. 1а) проведем методом аналогии при синтезе переходной характеристики $U(E, t)$ как отклика на ступенчатый сигнал E в момент включения интегратора. В исходном состоянии на входе сигнал $E = 0$ отсутствует и конденсатор C обнулен $U = 0$ (табл. 1, рис. 1в, E). После подключения к схеме напряжения E конденсатор C заряжается током через резистор R по нелинейной зависимости до амплитуды E за счет изменения его реактивного сопротивления от нуля в момент включения до бесконечности. Вид переходной характеристики соответствует интегральной функции, а анализируемая RC-цепочка (рис. 1а) тождественна схеме интегратора.

Активный интегратор на усилителях синтезируют методами аналогии на основе RC-цепочек, включаемых в обратную связь усилителя. Усилители организуют на полупроводниковых каскадах последовательного, параллельного и смешанного действия, которые на уровне интегральных схем реализуют в виде дифференциальных и операционных усилителей с избыточным усилением и линейным преобразованием без дрейфа (температурного, временного, параметрического с нормируемой мерой отсчета) [5]. В базисах СИС и БИС линейные интегральные схемы развиваются от аналого-цифровых преобразователей до автоматических интерфейсов ввода – вывода. Наглядным примером активного интегратора служит линейная интегральная схема на операционном усилителе (рис. 2) с глубокой отрицательной обратной связью между выходом U и инверсным «о» входом операционного усилителя [3].

Пассивная RC-цепочка (рис. 1а) к инверсному и прямому «+» входам операционного усилителя (рис. 2а) включается стандартно по аналогии с пассивным интегратором. Входной сигнал U_1 через RC делитель с общего узла e соединения резистора R и конденсатора C , тождественного выходу U пассивной схемы (рис. 1а), подключают эквивалентно ко входам усилителя. В инверторе (рис. 2а) второй выход конденсатора C соединяют с выходом U для обеспечения линейного преобразования за счет глубины отрицательной обратной связи. В повторителе (рис. 2б) второй выход конденсатора C , как и в пассивном делителе (рис. 1а), объединяют с нулевым потенциалом, а отрицательную обратную связь организуют стандартно по аналогии с инвертором (рис. 2а) через резистивный делитель. Неиспользуемый при этом вход резистора R_1 нормируют нулевым потенциалом [3, 5].

При подключении второго выхода конденсатора C к выходу U создает положительную обратную связь, приводящую к спонтанному переключению усилителя в режим насыщения $U = E$, который используют в компараторах и амплитудно-импульсных генераторах. А линейное преобразование амплитуды обеспечивает только глубокая отрицательная обратная связь в ли-

нейных режимах A и B операционного усилителя, а насыщение инициирует режимы переключения C и D для создания импульсных и цифровых интегральных схем [5].

Качественный анализ активного интегратора (рис. 2а) на постоянный сигнал $U_1 = \text{const}$ (рис. 2в, U_1) показывает заряд конденсатора C по линейному закону (рис. 2в, U) током выходного напряжения U за счет глубокой отрицательной обратной связи, регламентируемой избыточностью усиления. Из физики и математики известно [1–5], что постоянный сигнал в линейный по времени организует переходная характеристика с оператором интегрирования, это доказывает эквивалентность исследуемой схемы – интегратору с инверсией (рис. 2а) и повторителю. Схема интегратора на инверторе в два раза проще повторителя, поэтому целесообразно анализировать схему (рис. 2а) для повышения наглядности исследований.

Следовательно, синтез и анализ схем пассивного и активного интегратора (или дифференциатора) определяют принципы микросхемотехники по аналогии с физикой явления и информационных процессов за счет тождественности математических операторов вычисления с регламентируемой метрологической эффективностью. Качественный анализ схем интеграторов доказывает линейное преобразование интегральных схем с избыточным усилением относительно нелинейности пассивного делителя на RC-цепочке [3–5].

Количественно оценить эффективность схем позволяет [3] физическое и математическое моделирование интеграторов в основных формах представления микросхемотехники. Математическому моделированию предшествует физическое на уровне схем замещения по законам Ома или Кирхгофа стандартными методами электротехники итерационного анализа или методами оптимизации ИКР по сигнальным графам и тождественным эквивалентам с выявлением закономерных условий линейного преобразования [3, 5].

Схемы замещения синтезируют по аналогии топологию электрических схем [5] различного уровня иерархии (структурные и принципиальные, функциональные и адресные, монтажные и кинематические) к нормированным функциональным образам в виде сигнальных электрических графов, мнемосхем, тождественным прохождению исследуемого сигнала по функциональным узлам на переменном (или постоянном токе). Электрической схеме ставят в соответствие схему замещения по нормам ЕСКД и правилам ГОСТ схемотехники. На электрической схеме выделяют узлы с известными потенциалами E , U_1 , 0 (см. верх рис. 1а и 2а) и исследуемыми U , e и по стандартам известные узлы располагают слева, а исследуемые справа для чтения функции слева-направо (см. низ рис. 1а и 2а).

Узлы соединяют направленными сигнальными графами тождественно прохождению сигнала слева-направо и обратной связью в электрической схеме (верх рис. 1а и 2а). Веса графов RC-цепочки нормируют [3] проводимостями Y и Y_C , обратными сопротивлениям резистора R и конденсатора C (низ рис. 1а и 2а), для анализа схем методами комплексных переменных или операторами Лапласа. При моделировании характеристик интегро-дифференциальными методами сигнальным графам реактивных элементов сопоставляют направленный ток I_C вместо проводимостей Y_C . Вес

графа усилителя (низ рис. 2а) определяет коэффициент усиления (по току, напряжению или мощности) согласно трем схемам включения транзисторов (α – с общей базой, β – с общим эмиттером, γ – с общим

коллектором). Для операционного усилителя (верх рис. 2а) ставят в соответствие прямому «+» и инверсному «-» входам избыточный коэффициент усиления $+\beta$ и $-\beta$ (см. низ рис. 2а).

Таблица 1

Интеграторы

	1. Пассивный	2. Активный
а) $F(R)$ – схемы		
б) $F(\Phi)$ – формулы	$T \frac{dU}{dt} + U = E$ $U(Y + j \cdot \omega \cdot C) = E \cdot Y$ $U = \frac{1}{T} \int_0^t (E - U) dt$ $U = E(1 - e^{-t/T})$	$T \frac{dU}{dt} - \frac{U}{\beta} = U_1$ $-\frac{U}{\beta}(Y + j \cdot \omega \cdot C) = U_1 \cdot Y + j \cdot \omega \cdot C \cdot U$ $U = \frac{1}{T} \int_0^t \frac{U_1 - U/\beta}{1 - 1/\beta} dt$ $U = U_1 \cdot t/T$
в) $F(\varepsilon)$ – диаграммы		
г) ФЧХ – $F(\varepsilon)$ – АЧХ		

Следовательно, схемы замещения тождественны топологии электрических схем, отражают по стандартным правилам схемотехники нормированный функциональный образ для математического моделирования линейных динамических характеристик.

2. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ

Математическое моделирование преобразует топологию $F(R)$ схем пространственных координат в функциональные образы $F(\Phi)$ математического пространства операторами счисления и исчисления для создания последовательности: математические модели – исследуемые характеристики, линейные эквиваленты и закономерные условия для физического моделирования амплитудных диаграмм и частотных характеристик, подтверждающих адекватность моделирования эксперименту [1–5].

Математические модели создают [3, 5] по схемам замещения, тождественным правилам Кирхгофа для узловых потенциалов (сумма токов в узле равна нулю по закону непрерывности тока) и контуров тока (сумма напряжений по контуру равна нулю по закону сохранения энергии). Для пассивного интегратора (рис. 3а) для исследуемого узла U по первому правилу Кирхгофа справедливо тождество [3] исходящего из узла тока I сумме входящих в него токов $I_1 + I_2$ от узлов E и 0 . Методам комплексных переменных и операторов Лапласа реактивный ток $I_c = I_2$ представляют через проводимость Y_c , а в исходящем токе учитывают суммарную проводимость $Y + Y_c$. Тождество токов узла U , с учетом проводимостей резистора $Y = 1/R$ и конденсатора $Z_c = 1/Y_c$, соответствует уравнению:

$$U(Y + Y_c) = E \cdot Y + 0 \cdot Y_c, \quad (1)$$

которое для комплексных преобразований, для $Y_c = j \cdot \omega \cdot C$, имеет вид:

$$U(Y + j \cdot \omega \cdot C) = E \cdot Y, \quad (1a)$$

а в операторной форме $P = j \cdot \omega$ запишется как

$$U(Y + P \cdot C) = E \cdot Y. \quad (1б)$$

Тождественность математических моделей (1; 1a; 1б) подтверждает тождественное преобразование физических образов схемы $F(R)$ в математические эквиваленты $F(\Phi)$ по первому правилу Кирхгофа.

Интегро-дифференциальные методы учитывают проводимость Y_c в неявном виде тока I_c , поэтому исходящий ток I является произведением UY , а математическая модель $F(\Phi)$ с током $I_c = I_2$ представляется видом:

$$U \cdot Y = E \cdot Y + I_c \quad (2)$$

с тождественными математическими преобразованиями тока

$$I_c = C \frac{dU}{dt} = j \cdot \omega \cdot C \cdot U_m e^{j \cdot \omega \cdot t} = \frac{E}{R} e^{-t/T},$$

соответственно, в дифференциальной, комплексной и интегральной форме. Из образа $F(\Phi)$ (2) составляют дифференциальную модель $U(t)$

$$T \frac{dU}{dt} + U = E \quad (2a)$$

с информативными параметрами: $T = R \cdot C$ – постоянной времени и E – установившимся потенциалом, однозначно определяющими вид переходной динамической характеристики. С учетом комплексных преобразований тока I_c из выражения (2a) следует модель в комплексных переменных

$$U(j \cdot \omega / \omega_0 + 1) = E \quad (2б)$$

при замене постоянной времени T циклической частотой $\omega_0 = 1/T$. Для экспоненциального представления тока I_c выражение (2) тождественно интегральной математической модели

$$U = E(1 - e^{-t/T}) \quad (2в)$$

отклика на ступенчатое входное воздействие E (см. рис. 1б).

Тождественность моделей (2) следует из тождественности операторов исчисления, что очевидно доказывает анализ исследуемых образов по их тождественности эквивалентам. Приведем доказательство на примере анализа интегральной модели (2в) относительно тождественности эквиваленту дифференциальной модели (2a). Для этого функции напряжения U и производной от (2в) тока I_c тождественно преобразованиям (2) подставим в дифференциальное уравнение (2a), из чего следует

$$\frac{T \cdot E}{T} e^{-t/T} + E \cdot (1 - e^{-t/T}) = E \quad (3a)$$

после сокращения подобных экспоненциальных членов. При замене в интегральной модели (2в) экспоненциального тока I_c дифференциальным тождеством (2) получим соотношение:

$$U = E(1 - e^{-t/T}) = E - R \cdot C \frac{dU}{dt}, \quad (3б)$$

из которого следует выражение, тождественное модели (2a) в дифференциальной форме.

Приведенные примеры анализа методом эквивалентов доказывают тождественность математических моделей в интегральном (2в) и дифференциальном (2a) представлениях в частности, а также тождественность математических образов (2) в целом.

Математические модели активного интегратора формируют [3–5] тождественными операторами исчисления по схеме замещения (рис. 2a) в сигнальных гра-

фах для исследуемых узлов с потенциалами e и U соответственно первому и второму правилам Кирхгофа. Графам, нормированным проводимостями резистора Y и конденсатора Y_c , соответствуют [3] для узла e исходящий ток $I = e(Y + Y_c)$, равный сумме входящих токов $I_1 = U_1 \cdot Y$ от узла U_1 и $I_2 = U \cdot Y_c$ выходного потенциала U :

$$e(Y + Y_c) = U_1 \cdot Y + U \cdot Y_c \quad (4)$$

с тождественными представлениями проводимости

$$Y_c = j \cdot \omega \cdot C = P \cdot C$$

для синтеза первого уравнения (4) в образы комплексных переменных

$$e(Y + j \cdot \omega \cdot C) = U_1 \cdot Y + U \cdot j \cdot \omega \cdot C, \quad (4a)$$

а также операторов Лапласа

$$e(1 + P \cdot T) = U_1 + P \cdot T \cdot U \quad (4б)$$

при тождественной замене $C/Y = T$.

Первое уравнение (4) относительно тока I_c преобразуется к виду:

$$e \cdot Y = U_1 \cdot Y + I_c \quad (5)$$

с тождественными для тока I_c математическими преобразованиями (2). Следует учитывать емкостной характер тока I_c , отстающего в комплексной плоскости от резистивного тока на 90° , что отражают знаком «-» минус при его замене операторами (2), по аналогии с моделями (2а)–(2в) пассивного интегратора. Уравнение (5) в дифференциальной форме получают

$$e \cdot Y = U_1 \cdot Y - C \frac{dU}{dt}, \quad (5a)$$

в комплексных переменных представляют как

$$e \cdot Y = U_1 \cdot Y + j \cdot \omega \cdot C \cdot U, \quad (5б)$$

а в операторной области приводят к виду:

$$e = U_1 + P \cdot U. \quad (5в)$$

Очевидно, уравнения (5)–(5в) эквивалентны благодаря тождественным математическим преобразованиям (2) и (4).

Второе уравнение математических моделей (4)–(5) активного интегратора [3, 5] сопоставляют потенциалу U контура $U-e-U$ схемы замещения (см. рис. 2а) согласно второму правилу Кирхгофа с учетом избыточности усиления $-\beta$ -направленного электрического графа $e-U$

$$U = -\beta \cdot e, \quad (6)$$

вид которого одинаков для первых уравнений с проводимостями Y_c (4) и токами I_c (5). Уравнение (6) удобно представить условием нормы потенциала e :

$$e = -U / \beta, \quad (6a)$$

которое при выполнении избыточности усиления $\beta \rightarrow \infty$ соответствует закономерности

$$\text{opt } e = e_0 = 0, \quad \beta \rightarrow \infty \quad (6б)$$

нормированного нулю виртуального потенциала e_0 относительно «бесплатного» эталона «земли». Индуцирование нулевого виртуального потенциала относительно нулевой меры «земли» приводит к гальванической развязке по току выходного напряжения U усилителя относительно входного U_1 сигнала [5]. Системы уравнений (4), (6) и (5), (6) служат математическими моделями интегратора на усилителе с электрической схемой (рис. 2, а) и граф-схемой замещения нормированной функции в мнемонических координатах.

Условие (6а) подставляют в первые уравнения (4), (5), исключают неизвестный потенциал e и получают тождественные математические модели активного интегратора с мнемосхемой (см. рис. 2а). Уравнениям (4а) и (4б) соответствуют модели в комплексных переменных

$$-\frac{U}{\beta}(Y + j \cdot \omega \cdot C) = U_1 \cdot Y + j \cdot \omega \cdot C \cdot U \quad (7a)$$

и в операторной области

$$-\frac{U}{\beta}(Y + P \cdot T) = U_1 \cdot P \cdot T \cdot U, \quad (7б)$$

тождественные между собой. По аналогии с выражениями (7) первые уравнения (5) с учетом условий (6а) приводят к тождественным математическим моделям дифференциального вида из (5а)

$$T \frac{dU}{dt} - \frac{U}{\beta} = U_1, \quad (8)$$

в комплексных переменных согласно (5б)

$$\frac{-Y \cdot U}{\beta} = Y \cdot U_1 + j \cdot \omega \cdot C \cdot U, \quad (8a)$$

а также в операторной области в соответствии с (5в)

$$U(P + 1/\beta) = -U_1. \quad (8б)$$

Математические модели (7) и (8) нелинейны из-за отсутствия закономерности (6б) избыточности усиления, при выполнении которой эти модели тождествен-

ны линейным образом дифференциального уравнения, следующего из зависимости (8)

$$T \frac{dU}{dt} = U_1, \quad (9)$$

в комплексных переменных согласно (7а) и (8а)

$$0 = Y \cdot U_1 + j \cdot \omega \cdot C \cdot U, \quad (9a)$$

а также в операторной форме согласно (7б) и (8б)

$$0 = U_1 + P \cdot T \cdot U. \quad (9б)$$

Модели (9)–(9б) реализуют простую структуру и приводят к линейным преобразованиям амплитуды. Математические модели служат основой создания исследуемых динамических характеристик и линейных эквивалентов при конкретизации границ диапазона и выполнении закономерных условий.

3. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Динамические характеристики классифицируют [1–5] на дифференциальные и интегральные по операторам исчисления, а также амплитудные и нормированные по их численности в абсолютных значениях амплитуды и относительных коэффициентах преобразования в нормированном диапазоне $\{0, 1\}$. Динамические характеристики преобразуют математические образы $F(\Phi)$ в метрологические $F(\epsilon)$ для оценки их эффективности и наглядного представления эквивалентами диаграмм.

Дифференциальные характеристики пассивного интегратора (рис. 1а) синтезируют [3, 5] в процессе анализа математических моделей (1)–(2) операторами вычисления по стандартным правилам схемотехники с представлением зависимости $U(E, t)$ выходного U сигнала от входного E слева направо. Переходная характеристика является результатом решения математической модели (1) при делении правой части уравнения на скобку левой части:

$$U = E \cdot \frac{Y}{Y + Y_c}. \quad (10)$$

Нормированную переходную характеристику формируют из выражения (10) при делении числителя и знаменателя на проводимость Y_c для организации линейного эквивалента ИКР $k_0 = Y/Y_c$:

$$U = E \cdot \frac{k_0}{1 + k_0}. \quad (10a)$$

Переходные характеристики в комплексной, для $Y_c = j \cdot \omega \cdot C$, форме

$$U = E \cdot \frac{Y}{Y + j \cdot \omega \cdot C} \quad (10б)$$

и операторном пространстве, с учетом замены $T = C/Y$ и оператора Лапласа $P = j \cdot \omega$, в виде

$$U = E \cdot \frac{1}{1 + P \cdot T}, \quad (10в)$$

находят из исходной характеристики (10). Характеристики (10) представляют амплитуду сигнала в абсолютной форме единиц измерения (напряжения и тока, сопротивления и проводимости) для оценки исследуемой амплитуды относительно абсолютных мер. Для сопоставительного анализа различных форм сигнала служат относительные характеристики – коэффициенты преобразования k , например, по напряжению $k = U/E$, нормирующие исследуемый сигнал преобразования U относительно входного эквивалента E в единичном диапазоне $\{0, 1\}$. Коэффициент преобразования меньше единицы называют коэффициентом деления (ослабления), а больше единицы – коэффициентом усиления (умножения) [3–5].

Характеристики коэффициента деления пассивного интегратора организуют из переходных характеристик (10) за счет деления амплитуд

$$k = U/E = \frac{Y}{Y + Y_c}. \quad (11)$$

Нормированный коэффициент деления k позволяет оценить эффективность преобразования сигнала относительно линейного эквивалента ИКР $k_0 = Y/Y_c$, его получают из характеристики (10а)

$$k = \frac{k_0}{1 + k_0}. \quad (11a)$$

Анализ выражения (11а) показывает нелинейность коэффициента k относительно линейного эквивалента k_0 и его ослабление (деление), т. к. знаменатель всегда больше числителя. Тожественность исследуемого нелинейного коэффициента k оптимальному эквиваленту k_0 , как показывает качественная оценка (11а), выполняется [3, 5] при условии единичного значения знаменателя, отражающего линейность $\Psi = 1 + k_0$, что соответствует закономерности

$$\text{opt } k = k_0, \quad \Psi \rightarrow 1, \quad (11б)$$

и следует при условии

$$\text{opt } \Psi = \Psi_0 = 1, \quad k_0 \rightarrow 0 \quad (11в)$$

Нормирование линейности (11в) единичной мере эквивалента Ψ_0 возможно при нулевом пределе k_0

$$\lim k_0 = Y/Y_c = 0, \quad (11г)$$

что требует условия бесконечности Y_c и обнуления Y . Это соответствует схеме пассивного делителя (см. рис.

1а) с обрывом резистора из-за бесконечно большого сопротивления $R = 1/Y$ или короткому замыканию конденсатора с нулевым сопротивлением $Z_c = 1/Y_c$. Условие (11г) противоречит физике и схемотехнике, выполнимо лишь в момент $t = 0$ включения RC-цепочки. Линейность (11б) регламентирует избыточность усиления, а это инверсно требованию (11г).

Характеристики коэффициентов в комплексной и операторной форме организуют из тождественных математических моделей (1а) и (1б) по аналогии с преобразованиями выражения (1) в зависимости (11) и (11а). Аналогично делителю синтезируют характеристики коэффициента усиления $k = U/U_1$ по выражениям (7а) и (7б), (8а) и (8б).

Дифференциальные характеристики усиления активных интеграторов [3] получают в процессе преобразований тождественных моделей (7) и (8). Например, выражениям (7), тождественным обобщенной характеристике

$$-\frac{U}{\beta}(Y + Y_c) = U_1 \cdot Y + Y_c \cdot U,$$

соответствуют преобразования подобных членов

$$U \left(Y + \frac{Y + Y_c}{\beta} \right) = -U_1 \cdot Y$$

и деление уравнения на выражение в скобках левой части:

$$U = -\frac{U_1 \cdot Y}{Y + (Y + Y_c)/\beta} \quad (12)$$

для синтеза характеристики усиления в дифференциальной форме (12). Нормированная характеристика следует из обобщенной (12) при введении линейного эквивалента $k_0 = Y/Y_c$

$$U = -\frac{U_1 \cdot k_0}{1 + (1 + k_0)/\beta}. \quad (12a)$$

Тождественные выражениям (12) и (12а) находят по моделям (7а) и (7б) передаточные характеристики в комплексных переменных и операторной форме.

Характеристики коэффициентов усиления получают из выражений (12) при замене $k = U/U_1$, тождественные им по моделям (8), рассчитывают коэффициент $k(\omega)$ в комплексной форме при замене $\omega_0 = Y/C$:

$$k(\omega) = -\frac{1}{(1/\beta + j \cdot \omega/\omega_0)}, \quad (13a)$$

а также в операторах $P = j \cdot \omega$ Лапласа $k(P)$

$$k(P) = U/U_1 = -(P + 1/\beta)^{-1}. \quad (13b)$$

Математические модели в дифференциальных уравнениях делителя (5а) и усилителя (8) служат и характеристиками пассивного и активного интеграторов из-за неявной формы представления выходного сигнала U , их итерационный анализ осуществляют по рекуррентным соотношениям.

Интегральные характеристики интеграторов находят [3, 5] из решения дифференциальных уравнений (4) и (5), (7) и (8) или по характеристикам (10) и (11), (12) и (13) делителя и усилителя напряжения.

Интегральная характеристика пассивного делителя находится [3], например, из дифференциального уравнения (2а) после разделения переменных

$$dU = \frac{1}{T}(E - U)dt \quad (14)$$

и интегрирования (14) по частям. Пределы интегрирования определяют схема (рис. 1а) или желаемый диапазон по времени (или амплитуде) диаграмм характеристик. Диапазон по напряжению регламентирует разница потенциалов на обкладках конденсатора C (см. рис. 1а), которая соответствует нулевому потенциалу земли в начале заряда конденсатора и выходному потенциалу U в момент времени t заряда. Это определяет начальные условия $\{U_0, t_0\} = \{0, 0\}$ нулевого уровня и граничные $\{U, t\}$ значения интегрирования уравнения (14)

$$\int_0^U dU = \frac{1}{T} \int_0^t (E - U)dt,$$

из которого следует, после подстановки пределов по напряжению

$$\int_0^U dU = U \Big|_0^U = U - 0 = U,$$

интегральная динамическая характеристика

$$U = \frac{1}{T} \int_0^t (E - U)dt. \quad (14a)$$

Характеристика коэффициента деления $k = U/E$, согласно выражению (14а), имеет нелинейный вид

$$k = \frac{1}{T} \int_0^t (1 - k)dt, \quad (14b)$$

из-за неявного представления k под интегралом и перед ним (см. рис. 1в). Линейный эквивалент k_0 определяется из выражения (14б) при нулевом подынтегральном значении $k = 0$:

$$k_0 = \frac{1}{T} \int_0^t dt, \quad (14в)$$

при котором постоянному входному сигналу $E = \text{const}$ соответствует линейно нарастающий $k_0 = t/T$, а линейному Et воздействию удовлетворяет отклик параболы функции $k_0 = t^2/T$ (см. рис. 2в).

Нормированная характеристика коэффициента k относительно эквивалента k_0 (14в) представляется сложной зависимостью

$$k = k_0 \left[1 - \frac{1}{T \cdot k_0} \int_0^t (k_0 - k) dt \right], \quad (14г)$$

где нелинейность [3–5] определяется выражением в квадратных скобках, ее оценке соответствуют условия (11б)–(11г), реализующие линейность преобразования пассивным интегратором. Интегральную характеристику (2в) экспоненциального вида находят классическим решением дифференциального уравнения (2а), а нормированная характеристика k относительно линейного эквивалента $k_0 = U/E$ определяется уравнением

$$k = k_0 (1 - e^{-t/T}) T/t \quad (14д)$$

с высоким уровнем нелинейности, диктуемыми закономерностями (11б)–(11г) пассивного интегратора.

Интегральная переходная характеристика исследуемого инвертора (рис. 2а) следует из решения дифференциального уравнения (8) при разделении переменных интегрирования

$$dU = \frac{1}{T} (U_1 + U/\beta) dt \quad (15)$$

и определения начальных и граничных условий. Условия регламентируют потенциалы на обкладках конденсатора C (см. рис. 2а), включенного в обратную связь между узлами с потенциалами $e = -U/\beta$ и U . Это определяет начальные условия $\{U_0, t_0\} = \{e, 0\}$ и граничные $\{U, t\}$ значения интегралов выражения (15)

$$\int_e^U dU = \frac{1}{T} \int_0^t (U_1 - U/\beta) dt,$$

из которого следует, после подстановки пределов по напряжению

$$\int_e^U dU = U \Big|_{U/\beta}^U = U(1 - 1/\beta),$$

интегральная динамическая характеристика

$$U = \frac{1}{T} \int_0^t \frac{U_1 - U/\beta}{1 - 1/\beta} dt. \quad (15а)$$

Характеристика коэффициента усиления $k = U/U_1$, согласно зависимости (15а), нелинейна

$$k = \frac{1}{T} \int_0^t \frac{1 - k/\beta}{1 - 1/\beta} dt, \quad (15б)$$

из-за неявного представления k . Линейный эквивалент k_0 следует из характеристики (15б) при выполнении закономерности (6б) избыточности усиления:

$$k_0 = \frac{1}{T} \int_0^t dt, \quad (15в)$$

достигаемой в интегральных схемах различного уровня. Следует отметить тождественность эквиваленту (15в) решения линейных дифференциальных уравнений (9), покажем это на примере операторного выражения (9б). В модели (9б) разделим переменные

$$P \cdot T \cdot U = -U_1$$

и представим дифференциальной характеристикой

$$U = -U_1/P \cdot T, \quad (16)$$

а также коэффициентом $k_0(P)$ в операторной форме

$$k(P) = -\frac{1}{P \cdot T}. \quad (16а)$$

Преобразование Лапласа приводит отображение (16а) к интегральной характеристике, тождественной линейному эквиваленту k_0 (15в).

4. АНАЛИЗ ДИАГРАММ ХАРАКТЕРИСТИК

Диаграммы синтезируют в метрологическом пространстве $F(e)$ методами аналогии (см. рис. 1в и 2в) по математическим образам $F(\Phi)$ динамических характеристик для оценки их эффективности. Электрификация и информатизация, автоматизация и механизация создают инновации по тождественным принципам аналогии и эквивалентности, инверсии и симметрии различных сфер науки и техники, искусства и культуры [1–5].

Моделирование динамических характеристик доказывает тождественность функций в основных формах представления схемо- и мнемотехники (рис. 1а и 2а), математики (рис. 1б и 2б) и физики (см. рис. 1в и 2в) за счет принципов аналогии и эквивалентности, инверсии и симметрии в топологии схем и адресации мнем (программ), операторах вычисления (счисления и исчисления) и процессах преобразования (обмена энергии и преобразования сигнала, управления структурой и программирования связей).

Алгоритм моделирования форм представления функций включает целенаправленную последовательность: физическое моделирование исследуемых явлений электрическими и мнемоническими схемами (рис. 1а и 2а), моделирование по схемам замещения матема-

тических моделей (рис. 1б и 2б) нелинейных функций и условий их линеаризации, исследуемых динамических характеристик и линейных эквивалентов, из тождественности которых выявляют закономерные условия ИКР и меры границ диапазона для моделирования экспериментальных временных (рис. 1в и 2в) и частотных диаграмм (рис. 1г и 2г) и метрологической оценки их адекватности динамическим характеристикам физике явления.

Синтез и анализ схем пассивного и активного интегратора (рис. 1 и 2) постулируют принципы микросхемотехники по аналогии с физикой явления и информационных процессов за счет тождественности математических операторов вычисления, регламентируемые метрологической эффективностью. Качественный анализ схем интеграторов (рис. 1а и 2а) по тождественности моделируемых характеристик физическим эквивалентам (рис. 1в и 2в) доказывает линейное преобразование интегральных схем с избыточным усилением относительно нелинейности пассивного RC-делителя.

Количественно оценить эффективность схем позволяет физическое и математическое моделирование динамических функций методами оптимизации ИКР по сигнальным графам и тождественным эквивалентам (рис. 1а и 2а). Мнемосхемы сигнальных графов тождественны преобразованию исследуемого сигнала в функциональных узлах, поэтому схемы замещения синтезируют по аналогии топологии электрических схем различного уровня иерархии к нормированным функциональным образам мнемосхем.

Математические модели (рис. 1б и 2б) создают по схемам замещения (рис. 1а и 2а), тождественным правилам Кирхгофа для узловых потенциалов и контуров тока. Тождественность математических моделей подтверждают тождественные преобразования физических образов схем в математические эквиваленты по законам непрерывности тока и сохранения энергии в электрической цепи, согласно тождественным операторам счисления и исчисления. Примеры анализа методом эквивалентов доказывают тождественность моделей в дифференциальном и интегральном представлении в частности, а также тождественность математических образов в целом.

Исследуемые динамические характеристики и линейные эквиваленты вычисляют по математическим моделям (рис. 1б и 2б) при конкретизации границ диапазонов и выполнении нормированных условий тождественных операторов исчисления. Доказана тождественность динамических характеристик интегральных и дифференциальных, комплексных и операторных по исчислению, а также амплитудных и нормированных по метрологической оценке в абсолютных значениях и относительных коэффициентах процессов преобразования. Динамические характеристики преобразуют математические образы в тождественные метрологические эквиваленты для оценки эффективности и наглядного представления графиками диаграмм (рис. 1в и 2в).

Показана тождественность различных форм представления диаграмм переходных и амплитудно-временных (рис. 1в и 2в), амплитудно- и фазо-частотных (рис. 1г и 2г) характеристик, реализованных методами оптимизации исследуемых преобразований тождественности линейных эквивалентов схемо- и мнемо-

техники, математики и физики по закономерностям анализа и синтеза для их систематизации в технологию проектирования микропроцессорных средств. Доказана адекватность физике процессов преобразования информационная технология проектирования, как целенаправленная последовательность физического моделирования электрических и мнемонических схем и тождественных им математических эквивалентов моделей и характеристик, метрологического моделирования эквивалентов диаграмм и правил оценки эффективности.

ВЫВОДЫ

1. Представлена схемотехника пассивного и активного интегратора в топологии электрических и мнемонических схем для анализа физики процессов преобразования методами математического моделирования.
2. Синтезированы по схемам замещения интеграторов тождественные эквиваленты математических моделей на проводимостях и токах в дифференциальной и интегральной формах для моделирования динамических характеристик.
3. Промоделированы тождественные линейным эквивалентам динамические характеристики в интегральных и дифференциальных, комплексных и операторных исчислениях для абсолютной и относительной оценки амплитудных и нормированных преобразований.
4. Проанализированы адекватные процессам преобразования графики диаграмм переходных и амплитудно-временных, амплитудно- и фазо-частотных характеристик, подтверждающие тождественность закономерностей анализа и синтеза схемо- и мнемотехнических, математических и метрологических моделей для создания информационной технологии проектирования линейных интегральных схем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Метрология, стандартизация и сертификация / под ред. В.В. Алексеева. М.: Академия, 2008. 384 с.
2. Чичев С.И., Калинин В.Ф., Глинкин Е.И. Информационно-измерительная система центра управления электрических сетей. М.: Машиностроение, 2009. 176 с.
3. Глинкин Е.И., Глинкин М.Е. Технология аналого-цифровых преобразователей. Тамбов: ТГТУ, 2008. 140 с.
4. Глинкин Е.И. Закономерности аналоговых преобразований // Вестник Тамбовского университета. Серия Естественные и технические науки. Тамбов, 2012. Т. 17. Вып. 3. С. 1000-1005.
5. Глинкин Е.И. Схемотехника аналоговых интегральных схем. Тамбов: ТГТУ, 2012. 152 с.

Поступила в редакцию 18 июня 2013 г.

Glinkin Y.I., Naumova A.V., Odnokova A.A. TECHNOLOGY OF DYNAMIC CHARACTERISTICS DESIGN

Identity of dynamic characteristics in basic forms of circuit technology and mnemotechnics, mathematics and physics for a systematization of analysis and synthesis to information technology of innovation design is shown.

Key words: regularities; information technology; analog conversions; method of equivalents; mathematical models and algorithms; dynamic characteristics and diagrams.