

Влияние формы представления и структуры систем на точность их исследования и эффективность функционирования

А.И. Андрюхин, к.т.н

Донецкий национальный технический университет, г. Донецк,
alexandruckin@rambler.ru

Андрюхин А.И. Влияние формы представления и структуры систем на точность их исследования и эффективность функционирования. Хорошо известная проблема определения стабильности и адекватности решений задач с переменными параметрами и начальными значениями, рассматривается в статье. Цель исследования состояла в том, чтобы проанализировать свойства решений известных проблем, таких, как контроль устойчивости решений, стабильности и точности решения в зависимости от формы представления и структуры системы. Эти проблемы связаны с проблемой вычисления кратных корней характеристического полинома. Вариант вариации параметров особенно важен при кратных нулевых корнях. Компьютерный анализ их корректности показал необходимость тщательного анализа каждой конкретной задачи. Также рассматривается влияние структуры управления системы на эффективность ее функционирования. Выполнен анализ структуры базовых систем. Эти подсистемы являются основой для иерархических систем. Приведены результаты численного моделирования. Впервые предложен способ для повышения точности параллельного моделирования на переключательном уровне. Теоретические положения и практические аспекты реализации и пример его использования рассматриваются. Расчеты используют математические пакеты Maple и Mathematica. Основным выводом данного исследования является необходимость тщательного анализа представления каждой конкретной задачи для оценки параметрической устойчивости и чувствительности решения. Визуальные результаты компьютерного моделирования представлены.

Ключевые слова: моделирование, структура, система, эффективность, переключаемый уровень, точность

Введение

В работе рассматривается влияние формы представления и структуры моделей систем на точность их исследования и эффективность функционирования.

Уделено внимание математическим преобразованиям моделей систем, которые в конечном итоге влияют на финальные результаты исследований.

Более конкретно рассматриваются следующие вопросы:

А) влияние выбора типа модели (непрерывная или дискретная и т.п.);

Б) влияние структуры системы на эффективность ее функционирования;

В) влияние вида модели системы на точность ее исследования в различных режимах ее функционирования;

Г) влияние модификаций модели системы на адекватность ее анализа.

Укажем, предвзято результаты работы по вопросу А, что переход от непрерывной модели системы к дискретной может повлиять на результаты асимптотического поведения системы [1]. Более того, используя эквивалентные преобразования (при которых решения исходной

системы совпадают с решениями конечной преобразованной системы), мы при вариации параметров не можем гарантировать совпадения окрестностей этих решений [2-6].

Рассматриваемая в пункте Б известная проблема определения оптимальной или рациональной структуры системы для повышения эффективности ее функционирования в различных режимах имеет различные методы ее решения [7-11]. Однако, невзирая на это, она является актуальной, о чем свидетельствуют работы [12-15] и др.

В диагностике современных цифровых МОП и КМОП чипов использование только логико-вентильной модели, в которой используется только одна характеристика сигнала, как напряжение, не позволяет выполнять их проверку должным образом. Поэтому в работе для вопросов В) и Г) приводится пример анализа соответствующих переключаемых моделей цифровой схемы, которые используют две характеристики сигнала (напряжение и сила тока) в них и их модификаций [16-24].

Дискретные и непрерывные модели систем

Известно, что существует аналогия между математическими моделями взаимодействия в различных сферах деятельности.

Дифференциальная форма записи превалирует при математическом моделировании физических процессов, когда пространство и время меняются непрерывно.

В социальной сфере дискретность изменения явлений или событий отражается в функциональных (разностных) уравнениях, где результат предыдущего действия является начальным значением для последующего. Однако переход от непрерывной формы записи или непрерывной модели к дискретной может существенно повлиять на асимптотическое поведение системы.

Рассмотрим дифференциальное уравнение 1-го рода вида $dy/dx = r(1-y)y$, которое является характерным для нелинейной динамической системы, имеющей ограничение на максимальное значение (модель Ферхольста) и которое часто называют основным уравнением для самоорганизующихся систем. Как указано в [1], оно описывает изменение численности насекомых в условиях ограниченной питательной среды, рост концентрации электронов в полупроводнике под действием лазерного излучения при насыщении числа разрешенных состояний (исследования Хакена), свойства турбулентного потока, кинетику ряда химических реакций и т.д.

Выполняя все расчеты при начальном значении $y(0)=0.1$, получаем, что независимо от значения параметра r , функция y асимптотически стремится к 1- нормированному максимальному значению, что представлено на рис.1.

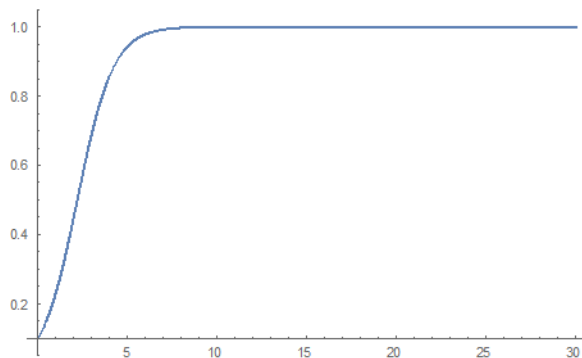


Рисунок 1- Решение уравнения Ферхольста.

Но если мы перейдем к его дискретной записи (считая $Y' = Y_{n+1} - Y_n$),

$$Y_{n+1} = Y_n(1+r) - rY_n^2$$

то при $r > 2$, изначально детерминированный процесс становится динамически хаотичным, что представлено на рис.2-5. Более тщательное исследование этого уравнения представлено в [1].

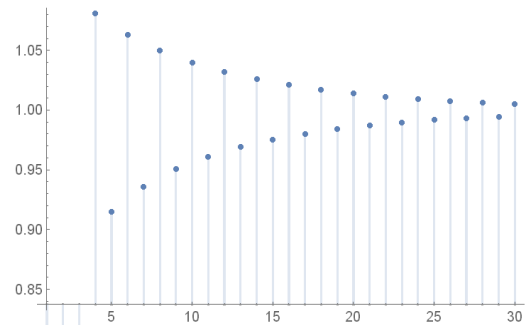


Рисунок 2-Решение дискретной задачи при $r=1.9$

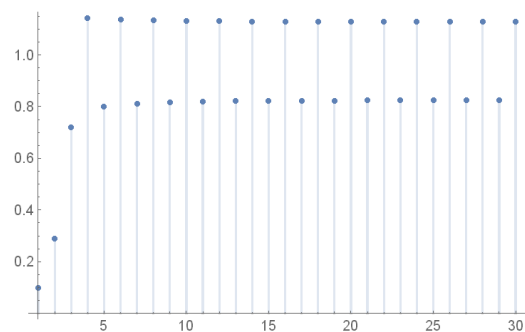


Рисунок 3-Решение дискретной задачи при $r=2.1$

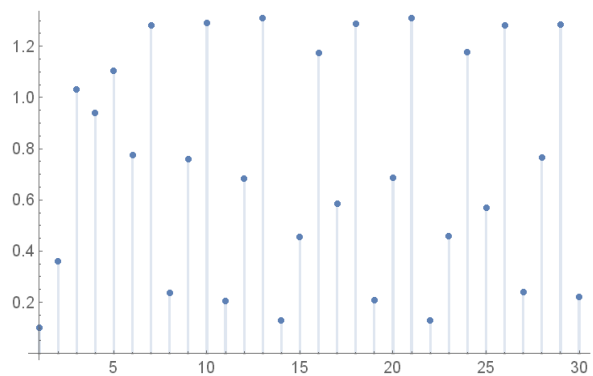


Рисунок 4-Решение дискретной задачи при $r=2.9$

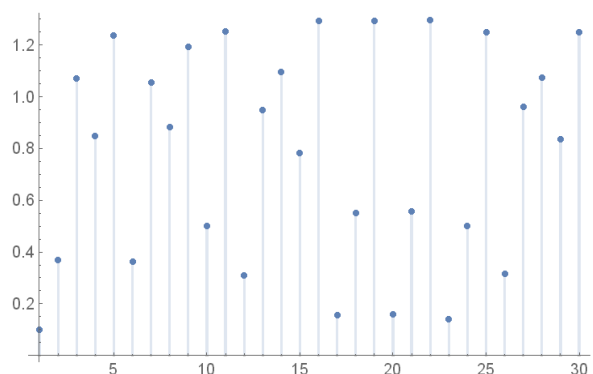


Рисунок 5-Решение дискретной задачи при $r=3$

Влияние эквивалентных преобразований в модели системы

В [2] рассматривалась известная проблема определения устойчивости и корректности решений задач с варьируемыми параметрами и начальными значениями. Отметим, что для таких задач, основными математическими моделями которых являются обыкновенные дифференциальные уравнения, системы линейных уравнений и т.п., известны результаты в [2– 6].

Так современные сложные компьютерные системы управления представляются математическими моделями, которые используют многие дифференциальные уравнения разных порядков. При их решении мы предварительно приводим их к канонической форме уравнений первого порядка (пространство состояний). Используя эквивалентные преобразования (при которых решения исходной системы совпадают с решениями конечной преобразованной системы), мы при вариации параметров не можем гарантировать совпадения окрестностей этих решений. Поэтому происходит потеря устойчивости решений при малых вариациях параметров, что наиболее ярко отражается в задачах теории оптимального управления.

При анализе различных приложений, одной из наиболее часто встречающихся задач является вычисление корней полинома n -степени:

$$F(x) = x^n + a_1x^{n-1} + a_2x^{n-2} + \dots + a_n = 0.$$

Эта задача является давно решенной в вычислительной математике, однако на практике коэффициенты полинома обычно известны с некоторой погрешностью: $|a_i - a_{0i}| < e_i$, $i = 1, n$, где a_{0i} , (e_i) – истинные значения коэффициентов (погрешности их измерения) соответственно.

В приложениях чрезвычайно важно оценивать ситуации, когда малые вариации коэффициентов полинома влекут большие изменения в значениях корней.

Так, для определения устойчивости решения системы дифференциальных уравнений, которая является математической моделью для многих поставленных задач, необходимо рассматривать корни характеристического полинома.

Известно, что если среди этих корней есть пара весьма близких действительных корней, либо комплексные корни, у которых мнимая часть мала по отношению к действительной части, то это есть признак некорректности или плохой обусловленности решаемой проблемы.

Если полином имеет кратные вещественные корни, то задача их определения является некорректной [3].

Основная проблема вычисления кратных корней уравнения $F(x)=0$ состоит в том, что вычислив с определенной точностью x_1 , мы должны вычислять второй кратный корень из уравнения $F(x)/(x-x_1)=0$ либо $F'(x)=0$. Но его вычисление выполняется в другом окружении и ясно, что нет абсолютной уверенности в том, что

корни кратные, так как коэффициенты $F(x)$ в реальности известны с какой-то точностью.

Интервальные оценки для структурных преобразований.

На рис.6 представлены различные базовые структурные соединения, которые используются в системах управления. Известно, что результирующая передаточная функция последовательно (параллельно) соединенных звеньев равна произведению (сумме) передаточных функций составляющих звеньев соответственно.

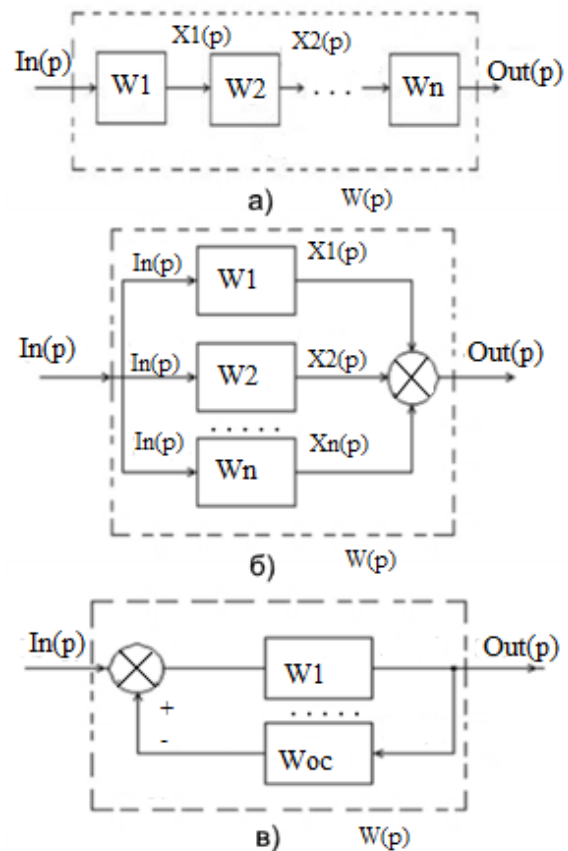


Рисунок 6- Соединения систем:

а) последовательное; б) параллельное; в) с обратной связью.

Результирующая передаточная функция обратной связи (ОС) имеет вид,

$$W(p) = W_1(p) / (1 \pm W_1(p)W_{oc}(p)),$$

где знак "+" соответствует отрицательной ОС, знак "-" положительной ОС (согласно рисунка $W(p)=Out(p)$).

Построим области решений для результирующих передаточных функций, применяя основные положения интервального анализа [6] и используя некоторые предположения, не ограничивая общности рассуждений.

Так для упрощения расчетов при

интервальном анализе и удобной визуализации возьмем только 2 системы, т.е. $n=2$.

На рис.7-9 представлены области решения при $\epsilon=0.1$ и $W1=1$ для возможных четырех типов соединений, для которых выполняется соответственно условия:

- 1) Для последовательного соединения

$$|(1 + \epsilon) + (W2 * (1 + \epsilon1)) - (1 + W2)| > \epsilon ps$$
- 2) Для параллельного соединения

$$|(1 + \epsilon) * (W2 * (1 + \epsilon1)) - (W2)| > \epsilon ps$$
- 3) Для положительной ОС

$$|((1 + \epsilon)/(1 - ((1 + \epsilon) * (Wos(1 + \epsilon1)))) - 1/(1 - (Wos(1 + \epsilon1))))| > \epsilon ps$$
- 4) Для отрицательной ОС

$$|((1 + \epsilon)/(1 + ((1 + \epsilon) * (Wos(1 + \epsilon1)))) - 1/(1 + (Wos)))| > \epsilon ps$$

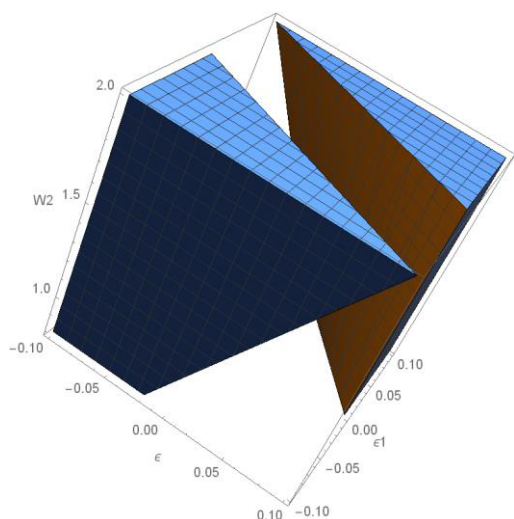


Рисунок 7-Область решений для условия 1.

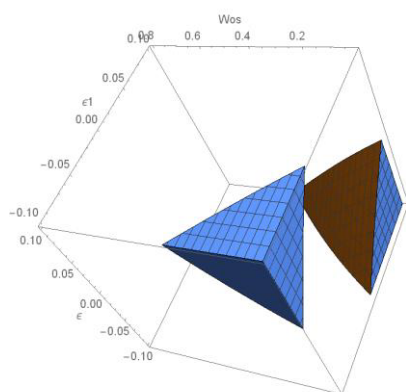


Рисунок 8- Область решений для условия 2.

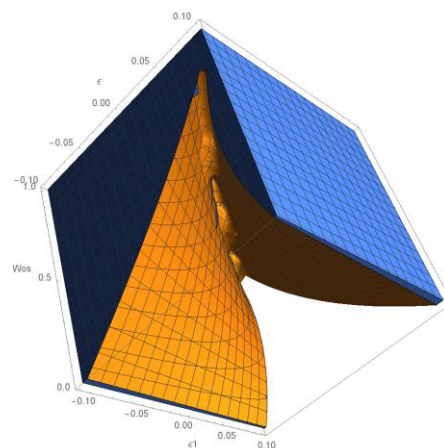


Рисунок 9- Область решений для условия 3.

Область решений для условия 4 является пустой и это еще раз подчеркивает исключительность отрицательной ОС.

Следовательно, для любого соединения, кроме системы с отрицательной связью, точность функционирования падает.

Здесь действует закон целостности, иное представление системы приобретает новое свойство, которое не присуще ее подсистемам.

Влияние структуры системы

В настоящее время развитие информационных технологий и вычислительной техники обуславливает сближение позиций экономического и инженерного направлений при моделировании влияния структуры системы на эффективность ее функционирования.

Так работу менеджеров в организациях можно сравнивать с работой распределенных вычислительных систем при обработке информации и при моделировании организационных систем можно использовать терминологию и результаты из области вычислительной техники и информатики [14-15]. Более того, уже в какой-то мере существуют синтетические теории, объединяющие эти подходы и примерами являются теории активных систем, организационных структур [12-13].

В сущности, любая иерархическая система управления (техническая или экономическая) может быть представлена суперпозицией двухуровневых систем имеющих структуры I или II, примеры которых представлены на рисунках 10 и 11 соответственно.

В случае систем со структурой I мы имеем постоянное закрепление подсистем за определенными управляющими центрами, или иначе мы специализируем подсистемы за определенными типами выполняемых работ. Подобные структуры являются эффективными в

условиях постоянства множества реализуемых системой функций.

Системам со структурой II при этом соответствуют изменяющиеся во времени распределения работ по подсистемам.

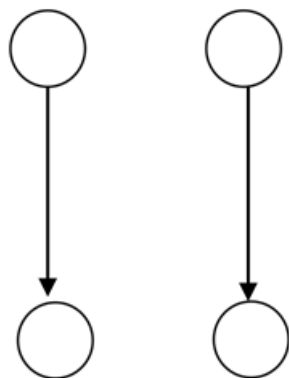


Рисунок 10-Пример структуры I.

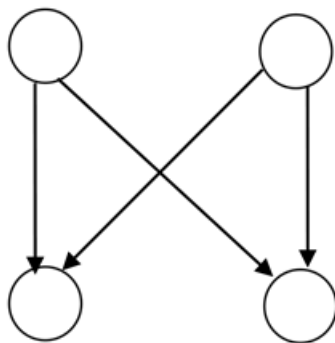


Рисунок 11-Пример структуры II.

Эффективность этих структур на протяжении определенного временного интервала мы можем оценивать как математическое ожидание затрат на реализацию всех выполняемых работ за рассматриваемый интервал.

В настоящее время в технических и организационных системах используются вариации этих структур, которые могут сменять друг друга во времени.

Отметим, что речь идет именно о типе структуры, так как задача синтеза оптимальной иерархической структуры в целом не рассматривается.

Исследование ограничивается анализом простейших двухуровневых «блоков».

Построение моделей

Задача поиска оптимальной структуры с математической точки зрения довольно сложна. Решение ее в случае больших значений m и n может оказаться чрезвычайно трудоемким. Поэтому упростим ее и будем предполагать, что c_{ij} -удельные затраты i -го агента по выполнению j -й работы постоянны.

Обозначим множество подсистем(агентов) через $N=(1,2,...,n)$, а множество управляющих центров через $M=(1,2,...,m)$. Будем считать, что любая работа может быть описана вектором $Q=(Q_1, Q_2, ..., Q_m)$, где Q_j -объем работы j -ого типа контролируемый j -ым управляющим центром.

Модель минимизации затрат для структуры I

В этом случае задача поиска оптимального распределения одной работы между подсистемами превращается в стандартную бинарную (целочисленную) задачу о назначении

$$\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M c_{ij} Q_j x_{ij} \rightarrow \min \quad (A)$$

при условиях

$$\sum_{i=1}^N x_{ij} = 1 \quad \sum_{j=1}^M x_{ij} = 1$$

, где $x_{ij} \in (0,1)$, $i \in N$, $j \in M$.

В силу линейности целевой функции будем иметь тривиальное решение для задачи назначения работ. Весь объем работ j -го типа следует выделить тому агенту, который выполняет его с наименьшими удельными затратами.

Модель минимизации затрат для структуры II

Обозначим через w_{ij} -объем i -ой работы, которая выполняется i -ым агентом. Матрицу работ для всех подсистем обозначим $W=\{w_{ij}\}$, где $i \in N, j \in M$. Определим функцию затрат i -ого агента выражением

$$\sum_{j=1}^M c_{ij} w_{ij}$$

$$c_i(w_i) = c_{i1} w_{i1} + c_{i2} w_{i2} + \dots + c_{im} w_{im} = \sum_{j=1}^M c_{ij} w_{ij}$$

где $w_i=(w_{i1} w_{i2}, ..., w_{im})$ есть вектор работ i -го агента.

Мы можем решать задачу минимизации затрат всех подсистем при условии выполнения объемов всех типов работ как стандартную задачу линейного программирования

$$\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M c_{ij} w_{ij} \rightarrow \min \quad (B)$$

при условиях

$$\sum_{i=1}^N w_{ij} = Q_j$$

для $j=1, M$.

При этом может быть, что один агент выполняет все работы. Такой случай обычно нереализуем на практике, хотя распределение

работ будет оптимально по критерию затрат. В реальности имеем ограничения R_i на максимальный объем работ, которые может выполнять i -й агент, $i \in N$.

С учетом этих дополнительных ограничений задача синтеза оптимальной функциональной структуры превращается в стандартную транспортную задачу

$$\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M c_{ij} w_{ij} \rightarrow \min \quad (C)$$

при условиях для $j=1, M$ и $i=1, N$.

$$\sum_{i=1}^N w_{ij} = Q_j \quad \sum_{j=1}^M w_{ij} \leq R_i$$

Экспериментальные расчеты

Считаем, что эффективность работы подсистем определяются матрицами удельных затрат, элементы которых являлись случайными числами с равномерным распределением в интервале $(0,1)$. Было принято при статистических испытаниях объемы работ агентов ограничивать 1. Генерировался поток из $K=100$ проектов объемами (v_1, v_2) , которые равномерно распределены на интервале $N/2$ ($N=3,4$).

Средние значения целевых функций по использованным моделям статистического численного моделирования по всем 100 проектам приведены в таблице 1.

На рисунках 12-15 приведены жесткие структуры систем D1-D4. Им соответствуют данные в последней строке таблицы.

Таблица 1. Средние значения целевой функции

Модель	2 центра, 4 исполнителя		2 центра, 3 исполнителя	
	1	2	3	4
A	0.218	0.218	0.1671	0.1671
B	0.3181	0.3181	0.2774	0.2774
C	0.6525	0.8542	0.2122	0.2212

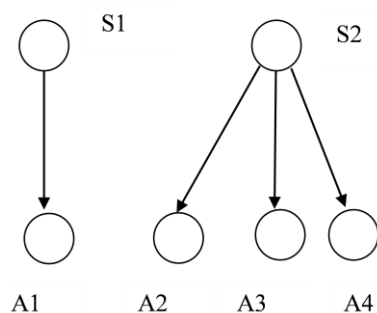


Рисунок 12-Структура D1.

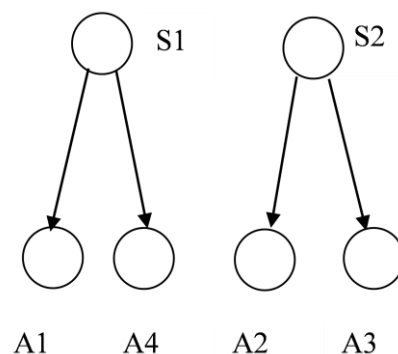


Рисунок 13-Структура D2.

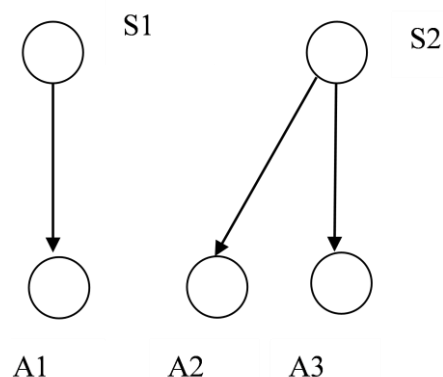


Рисунок 14-Структура D3.

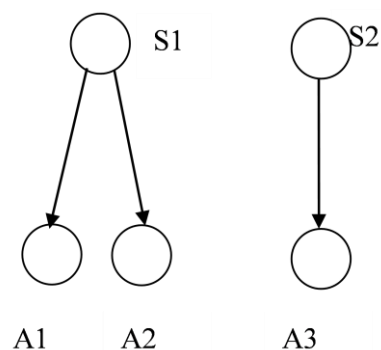


Рисунок 15-Структура D4.

На рисунках 16-18 приведены графики отношений значений целевых функций для моделей C и B. Они характеризуют эффективность функционирования систем по отношению к идеальному распределению по модели A, которое не учитывает реальные ограничения по времени выполнения и объему загрузки для исполнительных центров.

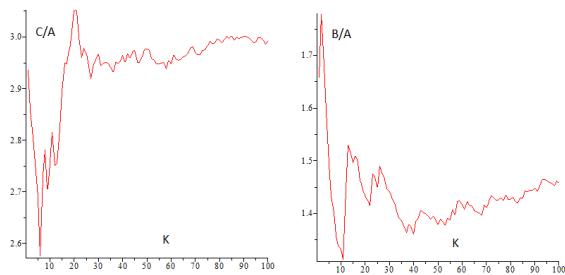


Рисунок 16-Отношения C/A и B/C для структуры D1.

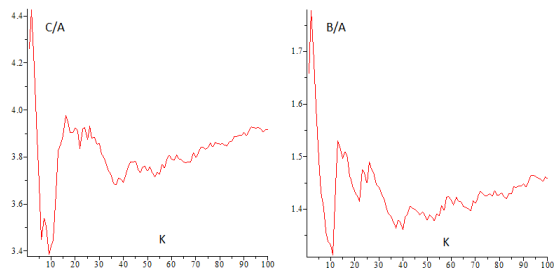


Рисунок 17-Отношения C/A и B/C для структуры D2.

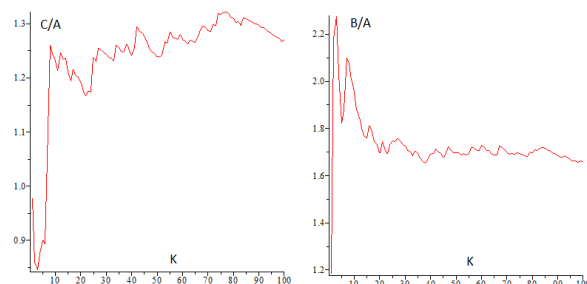


Рисунок 18-Отношения C/A и B/C для структуры D3.

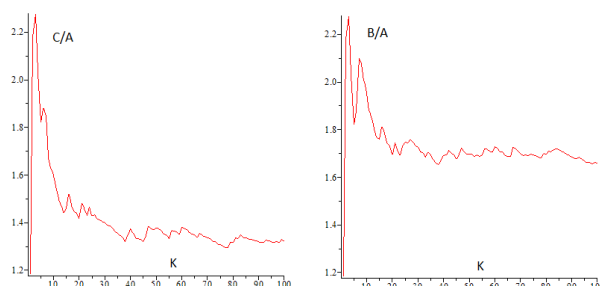


Рисунок 19-Отношения C/A и B/C для структуры D4.

Таким образом, постановка и решение задач «назначения» при их различных модификациях

позволяет оценивать эффективность различных структур и закономерностей их трансформации, осуществлять выбор оптимальной или рациональной структуры системы в зависимости от набора работ, которые должны быть выполнены ею.

Перспективными и практически важными для дальнейшего исследования является определение оптимальных границ возможной загрузки для каждого исполнительного центра в зависимости от заданий управляющих центров.

Вентильно-логический уровень представления дискретных устройств

Так как физические дефекты биполярного транзистора хорошо укладывались в теорию одиночных константных неисправностей (ОКН), то использование логической модели в роли базовой для биполярных структур для целей диагностирования было неофициальным стандартом [16-17].

Однако этого недостаточно для современных МОП СБИС и в настоящее время в современных стандартах описания цифровых устройств (например VerilogHDL IEEE P1364.1 почти 15 летней давности) используют помимо напряжения и атрибут Strength (сила тока). Тем самым необходимо моделировать современные МОП-СБИС и их неисправности на переключательном уровне. Старая задача построения тестов для класса одиночных константных неисправностей, которые мы обнаруживаем измерением по напряжению, потеряла свою приоритетность для современных СБИС. Она была важна для ТТЛ-технологии. Для современных СБИС (МОП, КМОП-реализация) это не так и контрольные тесты, построенные по модели ОКН плохо обнаруживают дефекты современных СБИС. Сама модель ОКН совершенно непригодна для построения диагностических тестов для современных МОП СБИС.

Переключательный уровень представления дискретных устройств

Цифровые устройства, создаваемые по современным МОП и КМОП технологиям, имеют особенности своего функционирования, которые трудно моделировать при их представлении моделями вентильного уровня.

Учитывают специфику работы МОП-структур моделированием на переключательном уровне [16,20-22]. Большинство известных систем моделирования на переключательном уровне имеют в своем теоретическом фундаменте различные модификации двух основных направлений: теоретико-графового подхода [21] и теории решеток [22]. Они представляют в различной форме основные принципы простого

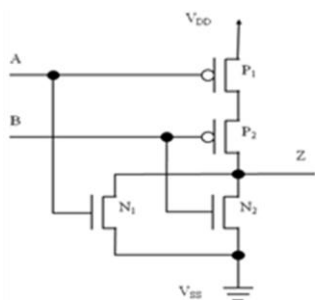
переключательного анализа МОП-структур, отражающие их особые резистивно-емкостные свойства[16].

Сигнал S на линии МОП-схемы в переключательном анализе имеет вид $S=(H,G)$, где $H(G)$ -значение логической силы (состояния) соответственно. Особое место занимает сигнал $Z=(Z_H, Z_G)$, понимаемый как отключение узла. Классическим примером преимуществ переключательного анализа является учет превращения комбинационной схемы вентиля И-НЕ при неисправности «обрыв транзистора» в последовательностную схему.

Простой известный пример дефекта «обрыв затвора транзистора» превращает комбинационный вентиль И-НЕ в последовательностную схему и иллюстрирует существенное различие биполярного и полевого транзисторов.

Основным дефектом современных СБИС является утечка тока, которую нельзя определить, используя только измерения по напряжению и естественно модель ОКН невозможно применять в чистом виде.

Так рассматривая неисправности SOP для КМОП-вентиль ИЛИ-НЕ и таблицу обнаружения неисправностей на рис.20, можно сказать, что эти дефекты меняют структуру самого комбинационного вентиля, так как согласно таблице они определяют динамическое поведение последовательностного устройства в определенных частотных диапазонах.



Входы АВ	00	01	10	11
Выход Z	1	0	0	0
SOP N1	1	0	$Z(t-1)$	0
SON N1	I_{DDQ}	0	0	0
SOP N2	1	$Z(t-1)$	0	0
SON N2	I_{DDQ}	0	0	0
SOP P1	$Z(t-1)$	0	0	0
SON P1	1	0	I_{DDQ}	0
SOP P2	$Z(t-1)$	0	0	0
SON P2	1	I_{DDQ}	0	0

Рисунок 20 - КМОП-вентиль ИЛИ-НЕ и таблица обнаружения неисправностей

Некоторые из неисправностей (SON) можно обнаружить только с помощью физического

метода IDDQ (измерение тока в установившемся режиме), что и отражено на рис.20.

Основные проблемы и моменты реализации переключательного анализа изложены в [16].

Известно, что исправные проекты ЦУ должны удовлетворять условию поглощения $\sigma(S,X)=\sigma(\sigma(S,X),X)$, но внесение неисправностей при моделировании нарушает это требование, что может привести к осцилляции значений на линиях или узлах устройства [16]. Если СБИС содержит счетчики, то определение максимального числа итераций и прекращение моделирования представляет собой нетривиальную задачу и неправильное ее решение естественно даст недостоверные результаты.

Это является серьезной проблемой при моделировании СБИС. Подчеркнем практическую важность задачи определения предельного числа итераций для осциллирующих схем при моделировании ОКН на вентильном уровне. Известно, что для различных итерационных алгоритмов теоретический максимум числа итераций для обнаружения осцилляций на вентильном или переключательном уровнях моделирования является линейной функцией числа базовых элементов. На практике ограничивают число итераций при моделировании на основе анализа структуры схемы, учета характеристик обратных связей и т.п. При достижении предельного числа итераций обычно обрывают процесс моделирования присвоением неопределенного значения X осциллирующим линиям моделируемой схемы. Эти действия могут приводить к ошибочным результатам при неправильном определении предельного числа итераций. Также необходимо при построении тестов обеспечить отсутствие состязаний как для исправного устройства, так и для его неисправных модификаций, которые определяются рассматриваемым классом неисправностей

Вышеизложенное указывает, что использование нейронных самообучающихся сетей, ГА (генетических алгоритмов), GPS (всеобщий решатель проблем), которые основываются на логической модели СБИС для задачи построения тестов для них, вызывает сомнения в адекватности полученных результатов для реальных СБИС.

Переключательные модели и их анализ

В [3-5] процесс переключательного моделирования представлен итерационным решением системы булевых уравнений вида $X_{n+1}=M \oplus F(X_n)$, где X_n -значение многозначных узлов схемы в n -итерации (состояние схемы) для определения устойчивого состояния схемы.

Считаем, что M - операция выбора максимального значения из значений сигналов

разветвлений узла, F-система булевых уравнений, вид которых зависит от алфавита моделирования и базовых компонентов, составляющих устройство, $\oplus$ -операция суперпозиции. Значение X есть двойка (H, G), где простейший алфавит моделирования определяется возможными значениями $G \in (0, 1, X, Z)$, $H \in (D, W, SC, C)$ -соответственно значения логического состояния сигнала и его логической силы, которые обычно интерпретируют, как напряжение и силу тока.

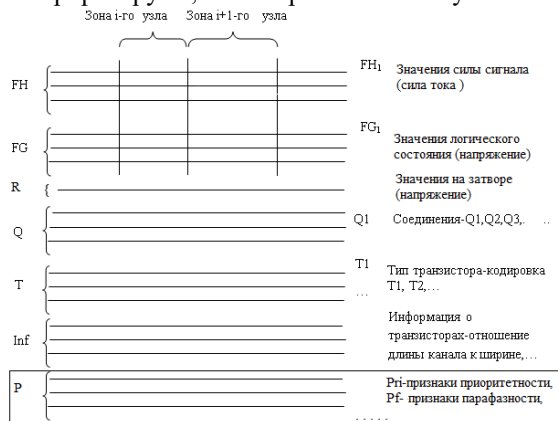


Рисунок 21-Структуры данных параллельного переключательного моделирования

На рис.21 представлены структуры данных для параллельного многозначного моделирования на переключательном уровне.

Здесь **FH, FG, R, T, P** являются булевыми массивами(битовыми строками), остальные числовыми массивами.

На рис.22 представлен узел P, который обычно соединяет стоки, истоки нескольких транзисторов и определяет значения на затворах.

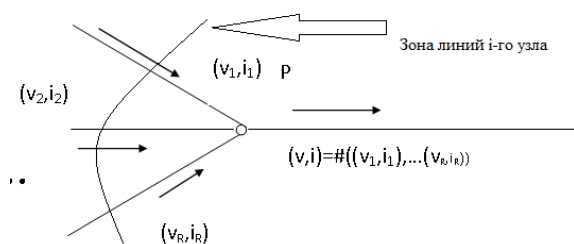


Рисунок 22- Соединяющий транзисторы узел P.

Операция выбора сильнейшего сигнала M в узле соответствует операции $\#$, которая определяется следующими положениями

Исходя из закона Кирхгофа для токов, можем указать, что $i = \max \{i_j\}$, из чего следует, что i есть наиболее сильный входной сигнал и $i \in I$. Эта аппроксимация может рассматриваться, как дискретный аналог закона Кирхгофа для токов в узле для псевдобулевых схем. Компонент напряжения v для узла P определяется

следующим образом. Пусть $V = (v_{i,1}, v_{i,2}, \dots, v_{i,m})$ есть набор напряжений пар сигналов с наибольшим током, т.е. те $(v_{i,k}, i_k)$, для которых $i_k = \max \{i_j\}$. Определим v по следующим правилам:

1) $v = U$, если $U \in V$ или $0, 1 \in V$; 2) $v = 0$, если $0 \in V$ и $1, U \notin V$;

3) $v = 1$, если $0, U \notin V$; 4) $v = Z$, если $0, 1, U \notin V$.

Будем использовать далее следующую кодировку вышеупомянутого простейшего алфавита сигналов $D = (1, 0, 0, 0)$, $W = (0, 1, 0, 0)$, $SC = (0, 0, 1, 0)$, $C = (0, 0, 0, 1)$, $X = (1, 0, 0, 0)$, $I = (0, 1, 0, 0)$, $0 = (0, 0, 1, 0)$, $Z = (0, 0, 0, 0)$.

Вид уравнений F для простейшего алфавита моделирования и принятой кодировки представлен ниже

$$FG_1 = G_1 T_1 K \vee G_1 \bar{T}_1$$

$$FG_2 = G_2 T_1 K \vee G_2 \bar{T}_1$$

$$FG_3 = G_3 T_1 K \vee G_3 \bar{T}_1$$

$$FH_1 = T_1 H_1 K$$

$$FH_2 = T_1 H_2 K \vee \bar{T}_1 H_1 \vee \bar{T}_1 H_2 \bar{H}_1$$

$$FH_3 = T_1 H_3 K \vee \bar{T}_1 H_3 \bar{H}_1$$

$$FH_4 = T_1 H_4 K \vee \bar{T}_1 H_4 \bar{H}_1 \quad (1),$$

где $\otimes$ -операция "исключающее ИЛИ" и $\bar{K} = (R_2 \otimes T_2)$. Исходя из принятых обозначений, можем записать $v = (v_1, v_2, v_3)$, $i = (i_1, i_2, i_3, i_4)$, и $v_i = FG_i$ при $i = 1, 3$, а также $i_j = FH_j$ при $j = 1, 4$.

Введем краткие обозначения для системы (1) в терминах переменных v, i

$$\begin{aligned} v_i^{n+1} &= F_{v,i}(v^n, i^n, R^n, T), \\ i_j^{n+1} &= F_{i,j}(v^n, i^n, R^n, T) \end{aligned} \quad (2)$$

Ясно, что в (2) $v_i^{n+1}(i_j^{n+1})$ -булевы значения компонентов v, i на $n+1$ -ой итерации.

Вывод уравнений (1) базируется на анализе функционирования nMOS, pMOS транзисторов согласно таб.2 и таб.3 и изображенных на рис.23 и 24 соответственно.

Общий вид уравнений для различных алфавитов и описание структур данных, учитывающих двунаправленность функционирования транзисторов, более подробно излагается в [16,19-20].

Различные алгоритмы моделирования на переключательном уровне, основанные также и на вышеописанной авторской итерационной схеме дают не совсем точные результаты для некоторых сложных схем.

Таб.2.Функционирование nMOS-транзистора

Вход исток	Затвор			
	0	1	x	z
0	z	0	0 или z	0 или z
1	z	1	1 или z	1 или z
x	z	x	x	x
z	z	z	z	z

Так вместо строго определенного значения напряжения **1,0** в узле устройства согласно этим алгоритмам мы получаем неопределенное значение **X**.

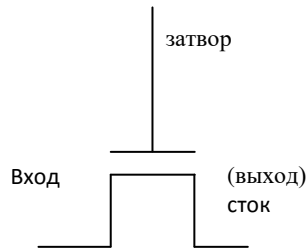


Рисунок 23- nMOS-транзистор.

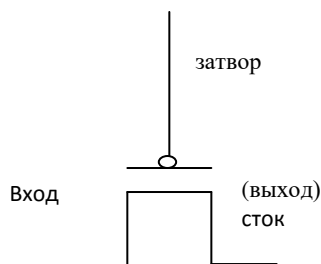


Рисунок 24- pMOS-транзистор.

Таб.3.Функционирование pMOS-транзистора

Вход исток	Затвор			
	0	1	x	z
0	1	z	0 или z	0 или z
1	z	1	1 или z	1 или z
x	z	z	x	x
z	z	z	z	z

В [16] подчеркнуто, что задача определения максимального и минимального значения состояния в устройстве является **NP**-задачей и этим оправдывается использование эвристических методов при моделировании на переключательном уровне, т.е. необходимо использовать топологические особенности исследуемой схемы.

Рассмотрим типичные случаи необходимости указания приоритетности определенных линий.

1. Известные правила замещения подсхем, представленные на рис.25(свойства транзисторов представлены в массиве Inf), определяют особые свойства некоторых транзисторов, которые возможно отражать в массивах Inf, P для параллельных вычислений.

2. Часто возникает ситуация, подобная на рис.26. Имеем силу сигналов (сила тока) **(U,S)**, **(U,Y)** равными друг другу **U=U**, а состояния (напряжения) различными **S≠Y** на определенном шаге моделирования.

Значение сигнала на затворе транзистора **T2** обусловлено прохождением сигнала от входного полюса схемы и при этом значение сигнала на затворе транзистора **T1** определяется емкостными свойствами **МОП**-структур, т.е. предыдущим установившимся состоянием устройства.

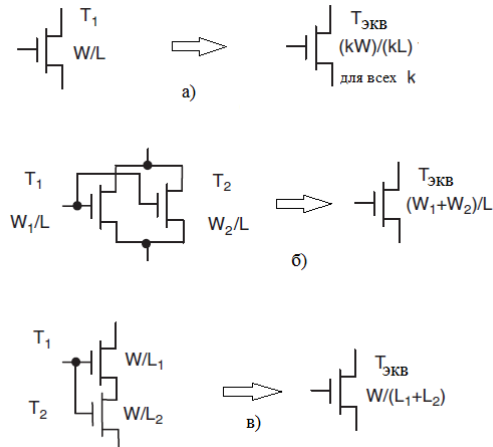


Рисунок 25-Эквивалентные замещения.

Ясно из физических соображений, что в текущей итерации моделирования значением в узле **P** должно быть выбрано **(U,Y)**. Если же определять значение в **P**, следуя просто принципу “сильнейшего” сигнала, то будем иметь значение состояния равным **X** (неопределенность) и этим ухудшаем точность моделирования.

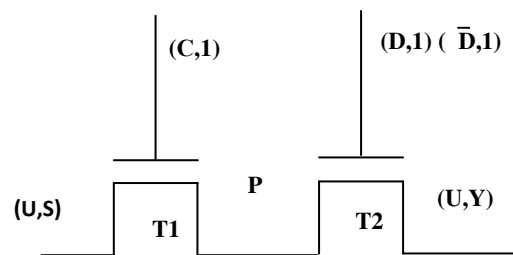


Рисунок 26-Определение значения сигнала в узле

Этот пример имеет место в схеме для комбинированного D-триггера, который является одним из самых распространенных узлов в цифровой МОП-схемотехнике. В схеме D-триггера, проходные транзисторы образуют подсхему, где наблюдается описанная ситуация [19].

Постановка конкретной задачи

Необходимо обеспечить реализацию следующих режимов моделирования:

1) Стандартный режим моделирования;

- 2) Режим учета приоритетности определенных линий;
- 3) Режим учета парафазности сигналов линий;
- 4) Объединенный режим 2 и 3 типов моделирования.

При этом необходимо отражать дополнительные сведения о приоритете некоторых линий перед другими при равенстве сигналов на них, указание коррелированности сигналов между ними в случае парафазности сигналов и др., таким образом, чтобы сохранялась параллельность вычислений при переключательном моделировании.

Решение проблемы.

Рассматривая структуры данных для моделирования КМОП схем на рис.

Обозначим через Pri_k , Pf_k -значения бинарных признаков для приоритетности или парафазности сигнала на i - линии.

Оказывается в полной мере выполнить все требования, не нарушая параллельности вычислений невозможно.

Были построены два режима, первый из которых позволяет определить приоритетными группу линий узла или выбрать приоритетную линию узла. При моделировании в следующем режиме возможно установить требуемое значение в узле.

Если необходимо выбрать в узле значение определенной линии данного узла, к примеру (v_j, i_j) то заменяем систему уравнений (2) на систему уравнений

$$\begin{aligned} v_{i,k}^{n+1} &= Pri_k \wedge F_{v,i}(v^n, i^n, R^n, T), \\ i_{j,k}^{n+1} &= Pri_k \wedge i_{j,i}(v^n, i^n, R^n, T) \end{aligned} \quad (3)$$

В уравнениях появился новый индекс k , с помощью которого мы отражаем появление нового свойства приоритетности для сигнала на определенной линии.

Тогда $(v, i) = \#(Pri_1 * (v_1, i_1), \dots, Pri_R(v_R, i_R)) = \#(Z, \dots, (v_j, i_j), \dots, Z) = (v_j, i_j)$.

Аналогично определяется установка выходного значения для узла в конкретное значение.

$$\begin{aligned} v_{i,k}^{n+1} &= Pf_k \wedge F_{v,i}(v^n, i^n, R^n, T) \vee \bar{P}f_k \wedge (v_i^0) \\ i_{j,k}^{n+1} &= Pf_k \wedge F_{v,i}(v^n, i^n, R^n, T) \vee \bar{P}f_k \wedge (i_j^0) \end{aligned} \quad (4)$$

Для примера использования рассмотрим вентиляную реализацию простейшего SR-триггера на рис.27. Функционирование этого триггера описывается таб.4.

На рис.28 представлена одна из простейших переключательных реализаций SR-триггера [22-23].

Рассмотрим подачу запрещенной комбинации сигналов $S=0, R=0$ и после нее воздействие сигналов $S=1, R=1$. Логически мы не

можем определить конкретные значения сигналов на выходах $Q, \bar{Q}$.

Ведь вследствие состязаний значения на выходах будут неопределенными, т.е. XX.

При установке значения соответствующего элемента Pri равным единице мы получаем на соответствующем выходе триггера логическую 1 по напряжению.

Табл.4. Таблица значений SR-триггера.

S	R	Q_{n+1}	$\bar{Q}_{n+1}$	Операция
0	0	1	1	Запрещенная
0	1	1	0	Установка
1	0	0	1	Сброс
1	1	Q_n	$\bar{Q}_n$	Удержание

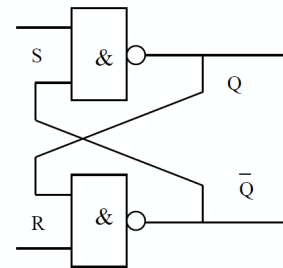


Рисунок 27-Вентильное представление SR-триггера.

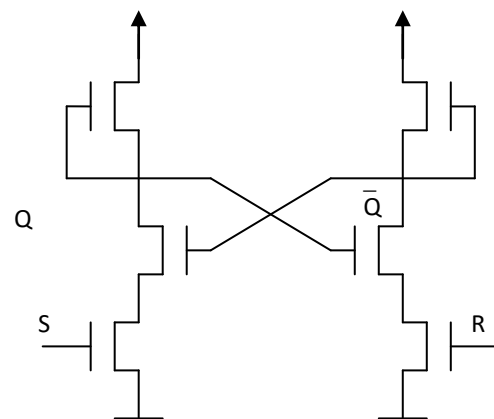


Рисунок 28- Одна из транзисторных реализация SR-триггера.

В реальности ввиду практической асимметрии плеч триггера, последний установится в устойчивое состояние, где его выходы имеют противоположные значения сигналов, но неизвестно, где какие. Эту ситуацию в целях диагностирования или моделирования различного класса неисправностей мы можем промоделировать, устанавливая конкретное значение, т.е. используя режим с уравнениями (3).

Основной сферой применения переключательного анализа является

моделирование различных классов неисправностей, отражающих конкретные физические дефекты. Последние зачастую являются причиной функционирования ДУ в запрещенных режимах, которые на вентильном уровне обрабатывать затруднительно в отличие от переключательного уровня.

Основными стилями проектирования функциональных базовых элементов и триггеров в МОП-схемотехнике являются использование передаточных и проходных транзисторов (transmission-gate, pass-transistor), dual-rail inverter-based D latch., домино.

Зачастую в них применяют элементы с симметричными частями, которые управляются сигналами, имеющими противоположные значения.

Примеры рассматриваются в [22-24] и самым ярким представителем можно считать базовую схему применения известной дифференциальной логики, представленный на рис.29.

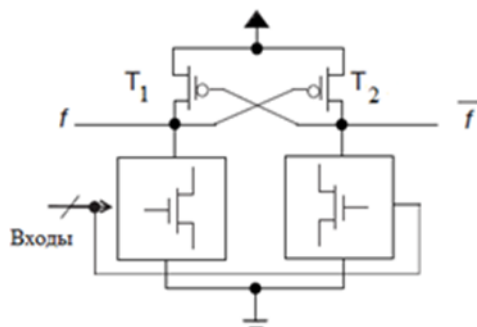


Рисунок 29- Базовая схема дифференциальной логики.

Заключение

Рассмотрены конкретные примеры влияния формы представления и структуры систем на точность их исследования и эффективность функционирования.

Научная новизна работы заключается в том, что были предложены структуры данных и алгоритм параллельного многозначного моделирования на переключательном уровне, учитывающие парафазность сигналов и приоритетность определенных линий устройства перед другими при одинаковых значениях сигналов.

Практическая значимость предложенного метода заключается в повышении точности моделирования на переключательном уровне, что позволяет строить тесты более высокой диагностирующей способности для большего количества классов физических дефектов.

Литература

- 1.Александров Ф.О., Шандыбина Г.Д. Естественнаучные модельные схемы взаимодействия применительно к социальным конфликтам//<http://zhurnal.apelarn.ru/articles/2007/033.pdf>
- 2.Андрюхин А.И.Компьютерный анализ свойств решений ряда задач//Системный анализ в науках о природе и обществе, Донецк,ДонНТУ,№1(4)-2(5)'2013, с.39-45.
- 3.Петров Ю.П. Новые главы теории управления и компьютерных вычислений. – С.-Пб.: БХВ-Петербург, 2004.
- 4.Петров Ю.П., Петров Л.Ю. Неожиданное в математике и его связь с авариями и катастрофами. – С.-Пб: БХВ-Петербург, 2005.
- 5.Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач. – М.: Наука, 1979. – 276 с.
- 6.С.П. Шарый. Конечномерный интервальный анализ, 2013. – 613 с. – <http://www.nsc.ru/interval> (12.11.2014).
- 7.Нечипоренко В.И. Структурный анализ систем. Эффективность и надежность. М.: Советское радио, 1977, 216 с.
- 8.Цвиркун А.Д. Основы синтеза структуры сложных систем. М.: Наука, 1982.
- 9.Подчасов Т.П., Лагода А.П., Рудницкий В.Ф. Управление в иерархических производственных структурах. Киев: Наукова думка,1989.
- 10.Михалевич В.С., Волкович В.Л. Вычислительные методы исследования и проектирования сложных систем. М.: Наука, 1982.
- 11.Месарович М., Мако Д., Такахара И.Теория иерархических многоуровневых систем. М.: Мир, 1973.
- 12.Dutta B., Jackson M.O. On the Formation of Networks and Groups // Networks and Groups: Models of Strategic Formation, Heidelberg: Springer-Verlag. 2003.
- 13.Новиков Д.А.Теория управления организационными системами. М.: МПСИ, 2005 – 584 с
- 14.Хорошевский В.Г.Архитектурные концепции, анализ и организация функционирования вычислительных систем//Сборник трудов конференции Моделирование-2008,т.2, Киев,14-16 мая 2008 г.с.15-24.
- 15.Андрюхин А.И.Статистические оценки решений задач оптимизации в распределенных системах.1//Научные труды Донецкого государственного технического университета. Серия: Информатика, кибернетика и вычислительная техника. Выпуск 10(153), 2009 г., С.285 -290.
- 16.Андрюхин А.И. Моделирование и диагностирование дискретных устройств на переключательном уровне. Донецк, ГВУЗ «ДонНТУ», 2012. – 258 с.:

17. Автоматизированное проектирование цифровых устройств / С.С. Бадулин, Ю.М. Барнаулов, В.А. Бардышев и др.; под редакцией С.С. Бадулина. - М.: Радио и связь, 1981, - 240 стр.
18. Андриухин А.И. Эвристический метод повышения адекватности моделирования логических схем // Искусственный интеллект. - 1998. - № 2. - с. 49-55.
19. Андриухин А.И. Модифицированный метод моделирования МОП-СБИС на переключательном уровне в 16-значном алфавите // Научные труды ДонНТУ: Проблемы моделирования и автоматизации проектирования динамических систем. Вып. 78., 2004, с. 45-53.
20. Андриухин А.И. Параллельное логическое моделирование МОП-структур на переключательном уровне. // Электронное моделирование. - 1996. - № 2. - С. 88-92.
21. Андриухин А.И. Параллельное многозначное логическое моделирование исправных и неисправных псевдобулевых схем. // Электронное моделирование - 1997. - № 1. - С. 58-63.
22. Huang, L.P.; Bryant, R.E. Intractability in linear switch-level simulation // IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Integrated Circuits and Systems, Vol.: 12, № 6, June 1993, pp. 829-836.
23. Electronic Design Automation: Synthesis, Verification, and Test/ Edited by Laung-Terng Wang, Yao-Wen Chang, Kwang-Ting (Tim) Cheng. - Morgan Kaufmann Publishers is an imprint of Elsevier, 2009. - 934 p.
24. Sung-Mo (Steve) Ang, Yusuf Leblebici. Cmos Digital Integrated Circuits/ The McGraw-Hill Comp, 2003. - 658 p.

A.I. Andruckin. *Influence of the form and structure of the systems on the accuracy of their research and the efficiency of their operation.* The well-known problem of determining the stability and correctness of the solutions of tasks with variable parameters and initial values considered in the article. The objectives of the study was to analyze the properties of solutions of known problems, such as stability control solutions, stability and accuracy of the solution. These problems are connected with the problem of the calculation of multiple roots of the characteristic polynomial. Option with characteristic polynomial coefficients of variation at a multiple zero roots is especially important. Visual computer analysis of their correctness showed the need for careful analysis of each specific problem. Influence management structure of the efficiency of its operation is considered. Analysis of the structure of base-level systems are executed. These subsystems are the basis for hierarchical systems. Numerical simulation results are presented. For the first time a method is proposed to improve the accuracy of the parallel simulation on the switch level. Theoretical knowledge and practical aspects of the method and an example of its use are considered. The calculations use mathematical Maple and Mathematica packages. The main conclusion of this study is the need for a thorough analysis of each specific problem to assess the parametric stability and sensitivity of the solution. Visual results of computer simulations are presented.

Keywords: modeling, structure, system, efficiency parallel simulation, the switch level, accuracy

Статья поступила в редакцию 20.04.2016
Рекомендована к публикации д-ром техн. наук В.Н. Павлыином