

Содержание

	стр.
Введение	5
1. Аналитический обзор и постановка задачи	7
1.1. Теоретические основы статистической идентификации динамических систем	7
1.2. Статистическая идентификация динамических систем на основе сигналов специальной формы	13
1.3. Постановка задачи	20
2. Разработка аппаратных средств для статистической идентификации ЛСАУ	22
2.1. Разработка структурной схемы аппаратуры статистической идентификации ЛСАУ	22
2.2. Функциональная схема вычислителя импульсной переходной функции ЛСАУ	24
2.3. Разработка цифровых блоков вычислителя импульсной переходной функции ЛСАУ	29
2.3.1. Разработка блока генерации M-последовательности	29
2.3.2. Разработка блока задержки двоичного сигнала	33
2.3.3. Разработка блока управления	39
2.4. Разработка аналоговых блоков вычислителя импульсной переходной функции ЛСАУ	52
2.4.1. Разработка блока фильтров	52
2.4.2. Разработка множительно-интегрирующего блока	52
3. Расчетная часть	64
3.1. Расчет надежности	64
4. Безопасность жизнедеятельности	72
4.1. Эргономика	72
4.2. Обеспечение пожарной безопасности	82
Заключение	85

ВВЕДЕНИЕ

Практическое применение информационных и компьютерных технологий при решении задач управления технологическими процессами и производствами является одним из приоритетных направлений в развитии различных отраслей экономики в Республике Узбекистан [1].

Одним из этапов разработки математического обеспечения компьютерных систем управления технологическими процессами является построение математических моделей объекта управления [2-6].

При решении этой задачи на практике широкое применение получили методы статистической идентификации. Основной трудностью применения существующих методов статистической идентификации при построении математических моделей динамических систем является то, что обратная задача параметрической идентификации, возникающая на пути их реализации, является некорректной [9, 12]. Незначительные погрешности в исходных данных могут привести к тому, что известные вычислительные схемы ее решения не дают единственное решение и, что более хуже, не обеспечивают устойчивое решение [7, 8, 19]. Таким образом, обычные методы параметрической идентификации не являются работоспособными.

На практике существует два основных подхода для решения этой проблемы. Первый подход основан на использовании робастных методов решения задачи параметрической идентификации, например методов регуляризации по Тихонову, обеспечивающих условие единственности и устойчивости решения, с последующей их реализации на компьютере. Однако практическая реализация этих методов даже на современных компьютерах, в силу большой вычислительной трудоемкости, приводит к значительным потерям времени, что недопустимо в системах компьютерного управления технологическими процессами, которые должны работать в режиме реального масштаба времени [8, 9, 11, 12]. Кроме этого, наиболее

обобщенная методика регуляризации по Тихонову требует задания параметра регуляризации и стабилизирующего функционала. Подбор этих компонентов является далеко не тривиальной задачей, требует наличия определенной априорной информации и для каждого конкретного случая носит специфический характер. Поэтому применение данной методики при разработке инвариантного прикладного программного обеспечения для решения задачи статистической идентификации динамических систем является весьма проблематичным.

Второй подход связан с применением сигналов специальной формы и ориентирован на использование чисто аппаратных средств статистической идентификации динамических систем [14, 15]. Обычно такие аппаратные средства имеют в своем составе два типа аппаратуры: цифровую и аналоговую. В каждом типе аппаратуры выполняются строго определенные операции. В настоящее время имеется определенное число работ, в которых проработаны теоретические, инженерно-технические и конструктивные вопросы реализации данного направления [16-19]. Однако приведенные в этих работах решения, особенно в части цифровой аппаратуры, не отличаются достаточно высокой универсальностью, быстродействием, точностью и надежностью, что ограничивает область их применения.

В связи с этим, в выпускной работе была поставлена цель разработки аппаратных средств для идентификации линеаризуемых систем автоматического управления, обеспечивающих широкий диапазон характеристик тестовых сигналов, а так же имеющих достаточно хорошие технические показатели: высокие быстродействие и точность решения, надежность и ремонтпригодность.

1. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

1.1 Теоретические основы статистической идентификации динамических систем

Одномерный динамический объект в условиях нормального функционирования описывается двумя функциями:

- функцией $x(t)$ - входной сигнал объекта;
- функцией $y(t)$ - выходной сигнал объекта, отражающий реакцию объекта на воздействие; $t \in T$, где T – множество моментов времени.

В общем случае $x(t)$ и $y(t)$ являются реализациями случайных процессов на входе и выходе объекта.

Формулировка задачи статистической идентификации записывается следующим образом [2 - 4, 7, 15].

В процессе нормального функционирования одномерного объекта синхронно измеряются входной $x(t)$ и выходной $y(t)$ сигналы. По результатам измерения $x(t)$ и $y(t)$ необходимо определить хотя бы приближенное значение оператора, ставящего в однозначное соответствие выходной и входной сигналы, который является математической моделью объекта. В общем случае моделью объекта является зависящий от времени оператор $A(t)$:

$$y(t) = A(t) x(t). \quad (1.1)$$

При этом задачей статистической идентификации является определение оценки этого оператора $A^*(t)$, позволяющей получить оценку

$$y^*(t) = A^*(t) x(t). \quad (1.2)$$

Иными словами задача статистической идентификации заключается в получении оценки $A^*(t)$ истинного оператора системы $A(t)$ по реализациям случайных процессов $x(t)$ и $y(t)$.

Соответствие между моделью и оригиналом может быть достигнуто лишь в случае близости в некотором смысле оценки $A^*(t)$ к истинному значению $A(t)$. При этом будет соблюдаться требование близости $y^*(t)$ к $y(t)$.

Оценка качества идентификации осуществляется с помощью функции потерь $\rho [y(t), y^*(t)]$, на математическое ожидание которой накладывают требование

$$M\{\rho[y(t), y^*(t)]\} = \min . \quad (1.3)$$

Таким образом, критерий близости выходных сигналов модели и оригинала определяется выбором вида функции потерь. Наиболее часто применяют квадратическую функцию потерь, для которой применимы простые линейные алгоритмы оценивания.

При получении основного уравнения статистической идентификации, которому должна удовлетворять оптимальная оценка оператора $A^*(t)$, вводятся следующие допущения: объект линеен, наблюдаемые случайные процессы стационарны в широком смысле и стационарно связаны.

Если принять, что $T \rightarrow \infty$, с учетом принятых допущений для выходного сигнала объекта можно записать

$$y(t) = \int_0^{\infty} \omega(\tau)x(t-\tau)d\tau + n(t), \quad (1.4)$$

где $\omega(\tau)$ - импульсная переходная функция (ИПФ) динамического объекта; $n(t)$ - случайная помеха.

Точное определение искомой ИПФ из уравнения (1.4) встречает ряд трудностей. Основными причинами, приводящими к значительным погрешностям в определении ИПФ, являются измерительные погрешности сигналов, а также сложность аппроксимации сигналов аналитическими выражениями.

Повышение качества восстановления ИПФ может быть обеспечено путем предварительной обработки сигналов. Если предположить, что случайные сигналы на входе и выходе объекта идентификации центрированы, то, умножая левую и правую части уравнения (1.4) на $x(t-\theta)$ и усредняя результат получим

$$M[x(t-\theta)y(t)] = M \left[\int_0^{\infty} \omega(\tau)x(t-\theta) \cdot x(t-\tau)d\tau \right] + M [x(t-\theta)n(t)], \quad (1.5)$$

где M - оператор математического ожидания; $n(t)$ – приведенная к выходу помеха не коррелированная с входным сигналом.

Исходя из коммутативности операции определения математического ожидания и интегрирования, получаем

$$M [x(t - \theta) y(t)] = \int_0^{\infty} \omega(\tau) M [x(t - \theta)x(t - \tau)] d\tau \quad (1.6)$$

или

$$R_{xy}(\theta) = \int_0^{\infty} \omega(\tau) R_{xx}(\theta - \tau) d\tau. \quad (1.7)$$

Уравнение (1.7) представляет собой запись известного в литературе уравнения Винера – Хопфа, которое связывает искомую ИПФ с корреляционной функцией входного сигнала $R_{xx}(\tau)$ и взаимной корреляционной функцией входного и выходного сигналов $R_{xy}(\theta)$ идентифицируемого объекта.

При реализации случайных сигналов они регистрируются на конечных интервалах наблюдения T_n , а линейная система с бесконечной памятью аппроксимируется системой с конечной памятью, поэтому бесконечный верхний предел в (1.7), исходя из физических соображений, заменяют на конечный T_K , такой, что для всех $\tau > T_K$ $\omega(\tau) \approx 0$.

Это утверждение справедливо для физически реализуемых систем, у которых

$$\left| \int_{T_K}^{\infty} \omega(\tau) R_{xx}(\tau - \theta) d\tau \right| < \varepsilon \quad \text{при } \tau > T_K.$$

С учетом сказанного основное уравнение статистической идентификации принимает вид

$$R_{xy}(\theta) = \int_0^{T_K} \omega(\tau) R_{xx}(\tau - \theta) d\tau. \quad (1.8)$$

При непараметрической идентификации динамических объектов решение уравнения Винера – Хопфа получают в виде последовательных значений

ИПФ. Наиболее часто применяют численные методы решения уравнения (1.8) во временной и частотной областях [4, 7, 10, 15].

Представим уравнения (1.8) в операторном виде

$$Aw = R_{xy} \quad (1.9)$$

где w - искомая функция из некоторого нормированного пространства W ; R_{xy} - заданная функция из нормированного пространства R ; A - заданный линейный интегральный оператор из W в R .

Согласно классическому определению задача статистической идентификации - задача решения уравнения (1.9) - называется корректно поставленной по Адамару [9, 12, 14, 15, 19], если:

- для любого элемента $R_{xy} \in R$ существует решение w из пространства W ;
- решение единственно в W ;
- решение устойчиво в пространствах R и W , т.е. для любого $\varepsilon > 0$ можно указать такое $\delta(\varepsilon) > 0$, что из неравенства $\rho_R(R_{xy1}, R_{xy2}) \leq \delta(\varepsilon)$ следует $\rho_W(w_1, w_2) \leq \varepsilon$ причем $A w_1 = R_{xy1}$ и $A w_2 = R_{xy2}$.

В случае невыполнение указанных требований задача оказывается некорректно поставленной.

Задача статистической идентификации некорректна вследствие невыполнения условия устойчивости.

При численном решении во временной области интегральное уравнение Винера – Хопфа аппроксимируется системой линейных алгебраических уравнений (СЛАУ)

$$R_{xy}(t_i) = \sum_{j=0}^n c_j w(t_j) R_{xx}(t_i - t_j) h, \quad i = \overline{0, n}, \quad (1.10)$$

где $t_i = ih$; $t_j = jh$; $h = T_K/n$ - шаг дискретности по времени; c_j - коэффициенты, зависящие от выбора квадратурной формулы, аппроксимирующей интеграл.

Решение системы (1.10) даёт $n+1$ дискретное значение ИПФ объекта. В матричной форме СЛАУ (1.10) имеет вид

$$R_{xy} = R_{xx} W, \quad (1.11)$$

где R_{xy} - матрица – столбец свободных членов, элементы которой - ординаты взаимной корреляционной функции $R_i = \frac{1}{h} R_{xy}(t_i)$; R_{xx} - квадратная матрица коэффициентов СЛАУ (1.10), имеющая в случае применения квадратурной формулы прямоугольников симметричную относительно главной диагонали форму:

$$R_{xx} = \begin{pmatrix} R_{xx}(0) & R_{xx}(t_1) & \dots & R_{xx}(t_j) & \dots & R_{xx}(t_n) \\ R_{xx}(t_1) & R_{xx}(0) & \dots & R_{xx}(t_{j-i}) & \dots & R_{xx}(t_{n-1}) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ R_{xx}(t_i) & R_{xx}(t_{i-1}) & \dots & R_{xx}(t_{j-i}) & \dots & R_{xx}(t_{n-i}) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ R_{xx}(t_n) & R_{xx}(t_{n-1}) & \dots & R_{xx}(t_{n-j}) & \dots & R_{xx}(0) \end{pmatrix}$$

Матрица – столбец $W = [w_i]$ состоит из элементов, которые являются ординатами искомой ИПФ.

Теоретически решение СЛАУ (1.10) определяется формулой $W = R_{xx}^{-1} R_{xy}$, причём обратная матрица R_{xx}^{-1} существует лишь при отличном от нуля определителем $|R_{xx}|$. Изменение элементов матрицы в пределах точности их задания может привести к матрице с нулевым определителем или даже изменить его знак. В результате исходная СЛАУ практически оказывается несовместимой. Таким образом, приближенное задание корреляционных функций предопределяет плохую обусловленность обратной матрицы R_{xx}^{-1} , что приводит к нарушению условия устойчивости.

При решении задачи статистической идентификации в частотной области осуществляется преобразование уравнения Винера – Хопфа по Фурье

$$S_{xx}(\omega) W(j\omega) = S_{xy}(j\omega). \quad (1.12)$$

При получении оценок спектральной плотности входного сигнала $S_{xx}(\omega)$ и взаимной спектральной плотности входного и выходного сигналов $S_{xy}(j\omega)$ неизбежны ошибки. Представим эти спектральные плотности в виде:

$$S_{xx}(\omega) = S_{xxT}(\omega) + \delta S_{xx}(\omega) \quad (1.13)$$

и

$$S_{xy}(j\omega) = S_{xyT}(j\omega) + \delta S_{xy}(j\omega), \quad (1.14)$$

где $\delta S_{xx}(\omega)$, $\delta S_{xy}(j\omega)$ - спектральные плотности ошибок $S_{xx}(\omega)$ и $S_{xy}(j\omega)$; $S_{xxT}(\omega)$, $S_{xyT}(j\omega)$ - точные значения спектральных плотностей.

Тогда частотная характеристика объекта в соответствии с выражениями (1.12) – (1.14) примем вид

$$W(j\omega) = \frac{S_{xyT}(j\omega) + \delta S_{xy}(j\omega)}{S_{xxT}(\omega) + \delta S_{xx}(\omega)}, \quad (1.15)$$

а соответствующая ей ИПФ

$$w(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} W(j\omega) e^{j\omega t} d\omega. \quad (1.16)$$

Так как амплитудно – частотные характеристики реальных объектов стремятся к нулю при $\omega \rightarrow \infty$, а спектр помех обычно достаточно широк, то возможны значительные осцилляции в $W(j\omega)$ с ростом частоты. Таким образом, $W(j\omega)$ и $w(t)$ могут быть как угодно искажены, если спектры ошибок $\delta S_{xx}(\omega)$ и $\delta S_{xy}(j\omega)$ становятся соизмеримыми со спектрами полезных сигналов.

Таким образом, вследствие невыполнения условия устойчивости задача статистической идентификации некорректна. Ее приближенное, устойчивое к малым вариациям корреляционных функций решение может быть получено с помощью направленного отбора решений.

В настоящее время успешно развиваются оригинальные методы решения некорректных задач, позволяющие алгоритмически осуществлять отбор возможных решений по дополнительной информации о них. Среди этих ме-

тодов наибольшей общностью и возможностями выделяется метод регуляризации А. Н. Тихонова, использующий лишь качественную информацию о гладкости восстанавливаемой функции [9, 12].

На практике большое распространение получили методы параметрической идентификации, основанные на аппроксимации и сглаживании корреляционных функций и ИПФ [4, 5, 10, 15]. Выбрав аппроксимирующую систему функций (базис) и критерий близости, определяют коэффициенты разложения ИПФ. Однако неустойчивость решения, свойственная задаче идентификации, проявляется и в этих случаях и связана с выбором числа членов разложения. Повышение точности устойчивости результатов идентификации достигается применением ортогонального базиса в сочетании со специальными тестовыми воздействиями и сглаживанием информационных сигналов.

1.2. Статистическая идентификация динамических систем на основе сигналов специальной формы

При статистической идентификации динамических систем последние находятся под воздействием случайных сигналов $x(t)$, которым соответствует энергетический спектр $S_{xx}(\omega)$ и закон распределения – плотность вероятностей $f(t)$. В качестве входного сигнала $x(t)$ может быть использовано задающее воздействие $x_p(t)$ – рабочий сигнал. При этом статистическая идентификация динамической системы производится по наблюдениям за рабочим сигналом системы $x_p(t)$ и за ее реакцией на этот сигнал $y(t)$ методом корреляционного анализа [4, 14, 15]. Этот метод идентификации является пассивным [4]. При его реализации необходимо, чтобы энергетический спектр рабочего сигнала $S_{xx}(\omega)$ имел полосу частот, не меньшую, чем эквивалентная полоса пропускания идентифицируемой динамической системы [15]. В общем случае задача определения динамических характеристик по наблюдаемым реализациям сигналов на входе и выходе системы является некорректной. Задача статистической идентификации становится корректной, если в качестве входного

воздействия $x(t)$ используется сигнал $u(t)$ с равномерной спектральной плотностью мощности в полосе частот, превышающей эквивалентную полосу пропускания системы [4]. Этот сигнал подается на вход идентифицируемой динамической системы от специального генератора.

Перспективным является способ “смешанной” идентификации, при котором на вход исследуемой системы подается аддитивная смесь рабочего сигнала (задающего воздействия) $x_p(t)$ и пробного случайного сигнала $u(t)$ небольшой интенсивности:

$$x(t) = x_p(t) + u(t). \quad (1.17)$$

При этом не нарушаются условия нормального функционирования системы, так как в реальных условиях на вход системы кроме задающего воздействия $x_p(t)$ поступает помеха $n(t)$, имеющая обычно более широкий спектр, чем $x_p(t)$ [14].

Идентификация системы в этом случае может быть осуществлена благодаря высокой помехозащищенности статистических методов оценивания [15]. Здесь в процессе идентификации помехой является рабочий сигнал $x_p(t)$ [4].

При “разомкнутой” процедурой статистической идентификации вычисляется взаимный корреляционный момент сигналов на выходе системы $y(t)$ и выходе некоторого эталонного фильтра $U_n(t)$ при подаче на вход системы сигнала (1.17).

На вход эталонного фильтра с ИПФ $\varphi_k(\tau)$ подается только случайное воздействие $u(t)$ [4]. При этом корреляционный момент μ_k сигналов $y(t)$ и $U_R(t)$ определяется по формуле [20]:

$$\mu_k = C^2 \int_0^{\infty} \omega(\tau) \varphi_k d\tau, \quad (1.18)$$

где C^2 - интенсивность белого шума $u(t)$.

В качестве эталонных удобно использовать фильтры с ИПФ, обладающими свойством взаимной ортогональности [18, 22]:

$$\int_a^b \varphi_{\kappa}(\tau) \varphi_j(\tau) \gamma(\tau) d\tau = \delta_{\kappa j}, \quad (1.19)$$

где $\delta_{\kappa j} = \begin{cases} 0, & \text{если } \kappa \neq j \\ 1, & \text{если } \kappa = j \end{cases}$ - символ Кронекера;

$[a, b]$ – интервал ортогонализации функции $\varphi_{\kappa}(\tau)$; $\gamma(\tau)$ - вес ортогональной системы функций $\{\varphi_{\kappa}(\tau)\}$

Примером фильтров с ИПФ, обладающими свойством взаимной ортогональности являются звенья запаздывания, ИПФ которых есть $\delta(\tau - \tau_{\kappa})$. В этом случае взаимный коррекционный момент μ_{κ} сигналов $y(t)$ и $U_{\kappa}(t)$ пропорционален ИПФ идентифицируемой системы при $\tau = \tau_{\kappa}$:

$$\mu_{\kappa} = C^2 \int_0^{\infty} \varphi_{\kappa}(\tau) \omega(\tau) d\tau = C^2 \int_0^{\infty} \delta(\tau - \tau_{\kappa}) \omega(\tau) d\tau = C^2 \omega^*(\tau_{\kappa}), \quad (1.20)$$

где $\omega^*(\tau_{\kappa})$ - вычисленные значение ИПФ системы при $\tau = \tau_{\kappa}$.

На практике в качестве таких фильтров широко используются фильтры Лагерра, ИПФ которых совпадают с преобразованными функциями Лагерра [11].

В случае применения фильтров Лагерра взаимный корреляционный момент сигналов $y(t)$ и $U_{\kappa}(t)$ пропорционален коэффициенту разложения ИПФ системы в ряд Фурье по преобразованным функциям Лагерра:

$$\mu_{\kappa} = C^2 \int_0^{\infty} \ell_{\kappa d}(\tau) \omega(\tau) d\tau = C^2 \beta_{\kappa}^*, \quad (1.21)$$

где β_{κ}^* - вычисленное значение $\kappa = \omega$ коэффициента разложения ИПФ динамической системы в ряд Фурье по преобразованным функциям Лагерра.

При статистической идентификации нелинейных систем вычисляется также взаимно корреляционный момент между выходным сигналом системы $y(t)$ и выходном сигналом $U_{\kappa}(t)$ эталонного нелинейного фильтра. В этом случае пробный входной сигнал $u(t)$ должен иметь нормальное распределение [18]. При этом фильтры являются звеньями запаздывания и множительными

устройствами, на входы которых подаются сигналы с выходов звеньев запаздывания.

Таким образом, рассмотрение особенностей применения случайных сигналов при идентификации динамических объектов, в том числе нелинейных, позволяют сформулировать требования, предъявляемые к этим сигналам:

- плотность вероятностей процесса $u(t)$ должна быть n - мерной нормальной (гауссовой);
- процесс $u(t)$ должен обладать равномерным энергетическим спектром в полосе частот, превышающей по ширине полосу пропускания системы;
- процесс $u(t)$ должен быть центрированным, т. е. с математическим ожиданием, равным нулю;
- процесс $u(t)$ должен быть эргодическим.

Применение случайных сигналов, обладающих заданными статистическими характеристиками, позволяет находить алгоритмы идентификации динамической системы, имеющие высокую помехоустойчивость. Вместе с тем, применение чисто случайных сигналов приводит к случайному характеру погрешности, обусловленной конечным временем корреляционного анализа сигналов. При увеличении интервала корреляции случайного процесса может уменьшиться скорость сходимости разомкнутого алгоритма статистической идентификации.

Приведенные в [4] результаты исследований показывают, что для улучшения статистической идентификации желательно использовать сигналы, обладающие свойствами случайных с корреляционной функцией, определенной на конечном времени осреднения T , удовлетворительно аппроксимирующей дельта - функцию. Наиболее полно этому свойству удовлетворяют псевдослучайные двоичные последовательности максимальной длины (M – последовательности), генерируемые регистрами сдвига с обратной связью [4, 14]. Они имеют следующие характеристические признаки:

- период T_n при необходимости может быть изменен в соответствии с формулой $T_n = (2^m - 1) / f_{\text{такт}}$, где m - число разрядов сдвигового регистра, а $f_{\text{такт}}$ - частота импульсов, подаваемых на тактовые входы сдвигового регистра;
- корреляционная функция их, определенная по целому числу периодов, не содержит элемента случайности (неопределенности);
- их легко генерировать с помощью цифровых устройств;
- мощность последовательности определяется величиной $R_{uu}(0) = a^2$, где a - амплитуда сигнала M - последовательности;
- соответствующим выбором значений $m, f_{\text{такт}}$ можно достигать хорошего приближения корреляционной функции сигнала к дельта - функции.

Непосредственное применение сигналов M – последовательности для статистической идентификации нелинейных систем невозможно, поскольку такие псевдослучайные сигналы имеют вырожденное распределение плотности вероятностей (принимают лишь два значения $\pm a$) [4]. Однако сигналы M – последовательности могут являться первичными для формирования псевдослучайного сигнала, имеющего нормальную плотность вероятностей. Для получения процесса с нормальным законом распределения используется формирующий фильтр [15]. В качестве такого фильтра можно использовать фильтр нижних частот (ФНЧ), имеющий частоту среза, на порядок меньшую, чем частота тактовых импульсов генератора M - последовательностей. В работах [9, 15] показано возможность построения формирующих фильтров на основе фильтров Лагерра.

При определении ИПФ динамических объектов методом статистической идентификации необходимо вычисление взаимно корреляционной функции сигналов на их входе и выходе. Оно осуществляется при наличии изменяющейся временной задержки входного сигнала объекта. Аппаратурная реализация звена запаздывания для аналогового сигнала затруднена [21, 22]. Генератор M – последовательностей

позволяет формировать наряду с псевдослучайным сигналом $u(t)$ и сигнал $u(t-\tau)$, задержанный на любое целое число тактов генератора M – последовательности [23].

Формирование задержанного сигнала генератора M – последовательностей может быть реализовано с помощью многоканального генератора, либо линии задержки.

Первый способ требует больших аппаратных затрат, поэтому предпочтительны линии задержки. Недостатком обычных линий задержки является невозможность получения с их помощью сигналов, задержанных на произвольное число тактов генератора тактовой частоты.

В соответствии с изложенным значительный практический интерес представляет реализация одного из двух следующих направлений.

Первое направление заключается в разработке универсальной линии задержки, позволяющей осуществлять задержку на произвольное число тактов генератора тактовой частоты.

Второе направление основано на формировании запаздывающего сигнала с помощью двух идентичных генераторов M – последовательности.

Запаздывающий сигнал в этом случае формируется благодаря периодичности M – последовательностей $A_1(i,j)$ и $A_2(i,j)$, где $j=1, \dots, n$ – состояния j -го разряда первого и второго генератора соответственно перед поступлением на сдвиговый регистр i – го импульса от генератора тактовых импульсов. В соответствии с принципом действия генератора M – последовательности справедливы следующие соотношения [23]:

$$\left. \begin{aligned} A(i, j) &= A(i-1, j-1), j \neq 1; \\ A(i, j) &= A(i-1, n) \oplus A(i-1, k), k < n. \end{aligned} \right\} \quad (1.22)$$

При выполнении условия

$$A_1(1, j) = A_2(N-1, j), j = 1, \dots, n, \quad (1.23)$$

т.е. при совпадении начального состояния сдвигового регистра первого генератора с тем, в котором находится сдвиговый регистр второго генератора после поступления N импульсов от генератора тактовых импульсов, можно по-

казать, что состояние сдвигового регистра первого генератора перед приходом l - го импульса будет точно таким, как и сдвигового регистра второго генератора перед приходом $(N+l)$ - го импульса. Обозначим сигналы на выходе первого и второго генераторов соответственно через $u_1(t)$ и $u_2(t)$. Если тактовые импульсы с частотой $f_{макт}$ одновременно были поданы на сдвиговые регистры обоих генераторов, причем перед их поступлением состояния регистров определялись соотношением (1.23), то сигнал на выходе второго генератора $u_2(t)$ будет равен сигналу на выходе первого генератора в момент времени $t - \tau$, т.е.

$$u_2(t) = u_1(t - \tau),$$

где

$$\tau = N/f_{макт}. \quad (1.24)$$

Для запуска обоих генераторов псевдослучайного сигнала можно пользоваться одним генератором тактовых импульсов. Запаздывание $\tau = N/f_{макт}$ при фиксированной частоте импульсов $f_{макт}$ определяется в этом случае начальным состоянием регистров сдвига, и для изменения τ необходимо изменить $N = E(\tau f_{макт})$, где E - целая часть числа. Однако, такое изменение возможно производить только на аппаратном уровне.

Принципы построения генераторов псевдослучайного сигнала на основе генераторов М-последовательности изложены в [21]. В [23] рассматриваются приемы улучшения их характеристик. Здесь приводится описание разработанного авторами и примененного при статистической идентификации динамических объектов генератора нормально распределенного псевдослучайного сигнала, имеющего равномерный энергетический спектр в заданной полосе частот.

На рис. 1.1. приведена структурная схема генератора. Выход регистра сдвига, построенного на D-триггерах, подключен к одному из входов схемы суммирования по модулю два, второй вход которой подключен к выходу промежуточного D-триггера. Выход схемы суммирования по модулю два подключен к входу регистра сдвига. Тактовые входы всех триггеров регистра сдвига соединены с выходом генератора тактовых импульсов (ГТИ).

Формирование нормально распределенного псевдослучайного сигнала про-

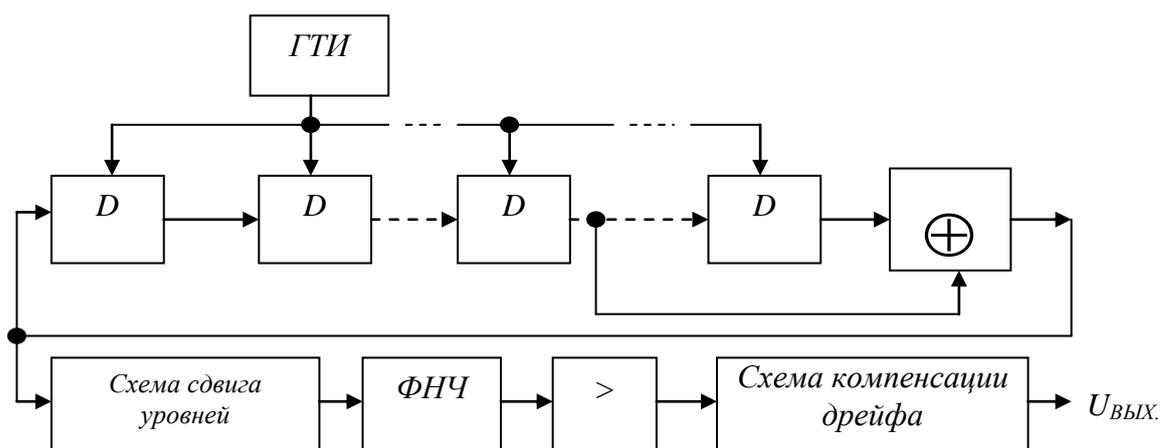


Рис. 1.1. Структурная схема генератора псевдослучайного сигнала

исходит при прохождении сигнала М-последовательности через последовательно

соединенные схемы сдвига уровней сигнала, фильтр нижних частот (*ФНЧ*), усилитель и схему компенсации дрейфа.

1.3. Постановка задачи

Анализ методики статистической идентификации динамических систем и особенностей ее практической реализации показал:

1. Применительно к линеаризуемым системам автоматического управления (ЛСАУ), функционирующим в нормальном режиме, задача их идентификации может быть сведена к определению значений ИПФ в заданных точках.
2. Одним из эффективных методов статистической идентификации динамических систем является метод, использующий псевдослучайные числа, получаемые с помощью генератора М - последовательностей.
3. При реализации метода статистической идентификации динамических систем, использующего псевдослучайные числа, наибольший

практический интерес имеют два подхода. Первый подход основан на использовании универсальной линии задержки, позволяющей получать сигнал, задержанный на любое целое число тактов генератора M – последовательности. Второй подход в своей основе использует два генератора M – последовательностей, работающих со сдвигом во времени. Причем первый подход является более универсальным, так как позволяет варьировать значениями τ в более широком диапазоне на программном уровне без внесения каких-либо аппаратных изменений.

4. Аппаратные средства, предназначенные для вычисления значений ИПФ ЛСАУ в заданных точках, реализующие один из двух названных методов, должны представлять собой аналогово-цифровое специализированное вычислительное устройство (СВУ), отвечающее заданным требованиям по быстродействию, точности, универсальности и надежности.

На основании вышеизложенного в выпускной работе была поставлена цель разработки аппаратных средств, входящей в состав вычислителя ИПФ ЛСАУ, реализующих первый подход.

2. Разработка аппаратных средств для статистической идентификации ЛСАУ

2.1. Разработка структурной схемы аппаратуры статистической идентификации ЛСАУ

На основе проведенного анализа различных вариантов аппаратурной реализации статистической идентификации ЛСАУ с использованием псевдослучайных сигналов показано, что значительный практический интерес представляет формирование запаздывающего сигнала с помощью генератора M – последовательностей и линии задержки.

Обозначим сигналы на выходе генератора и линии задержки соответственно через $u_1(t)$ и $u_2(t)$. Если тактовые импульсы с частотой $f_{\text{такт}}$ одновременно были поданы на сдвиговый регистр генератора и линии задержки, то сигнал на выходе линии задержки $u_2(t)$ будет равен сигналу на выходе первого генератора в момент времени $t - \tau$, т.е.

$$u_2(t) = u_1(t - \tau), \quad (2.1)$$

где τ - время задержки.

Для запуска генератора псевдослучайного сигнала и линии задержки можно пользоваться одним генератором тактовых импульсов. Запаздывание τ при фиксированной частоте импульсов $f_{\text{такт}}$ определяется в этом случае по формуле $\tau = N/f_{\text{такт}}$, где N выставляет контроллер линии задержки, и для изменения τ необходимо изменить $N = E(\tau f_{\text{такт}})$, где E целая часть числа.

Аппаратурная реализация статистической идентификации ЛСАУ на основе генератора M - последовательности и линии задержки, позволяющей формировать запаздывающие на произвольную величину $\tau = N/f_{\text{такт}}$ сигналы $u(t - \tau)$, может быть осуществлена в соответствии со структурной схемой, показанной на рис.2.1.

По этой схеме реализуется восстановление ИПФ соответственно алгоритму, определяемому формулой:

$$R_{yu}(\tau) = \frac{1}{C^2} \frac{1}{T} \int_0^{\tau} y(t) u(t - \tau) d\tau, \quad (2.2)$$

при единичной интенсивности ($C = 1$) сигнала $u(t)$. Здесь $R_{yu}(\tau)$ - вычисленная взаимно корреляционная функция сигнала $u(t)$ на входе идентифицируемого динамического объекта и сигнала $y(t)$ на его выходе, C^2 - интенсивность входного воздействия; T - время интегрирования.

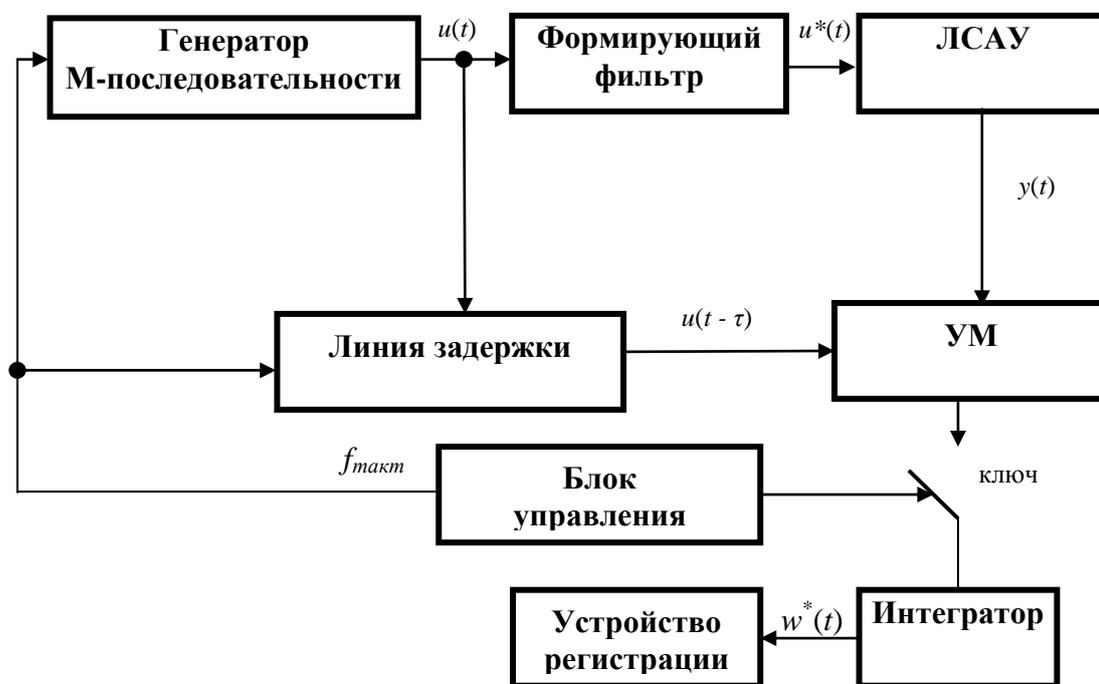


Рис.2.1. Структурная схема аппаратуры статистической идентификации ЛСАУ на основе генератора M – последовательностей и линии задержки

Если входной сигнал $u(t)$ для идентифицируемого объекта является белым шумом, то $R_{yu}(\tau)$ представляет собой его импульсную переходную функцию $w^*(\tau)$.

Назначением генератора псевдослучайного сигнала (генератора M - последовательности) и линии задержки является соответственно выработка пробного $u(t)$ и запаздывающего $u(t - \tau)$ сигналов. Генератор M - последовательности и линия задержки работают от тактовых импульсов частотой $f_{такт}$. Формирующий фильтр нормализует сигнал $u(t)$. Сигнал $u^*(t)$ с его выхода подается на идентифицируемую динамическую систему с передаточной функцией $W(p)$. Реакция динамической системы – сигнал $y(t)$ поступает

на один из входов устройства умножения (УМ). На другой вход устройства умножения подается запаздывающий сигнал $u(t-\tau)$.

Произведение $y(t)u(t-\tau)$ усредняется по времени интегратором. На выходе интегратора образуется ИПФ идентифицируемой динамической системы в виде $\omega^*(\tau)$:

Оно фиксируется устройством регистрации. Блок управления предназначен для запуска и прекращения процесса идентификации посредством коммутации соответствующих цепей.

2.2. Функциональная схема вычислителя импульсной переходной функции ЛСАУ

При разработке функциональной схемы вычислителя импульсной переходной функции динамической системы осуществлялась детализация каждого блока, входящего в состав функциональной схемы, показанной на рис. 2.1.

Функциональная схема вычислителя ИПФ динамической системы показана на рис. 2.2. В состав функциональной схемы вычислителя ИПФ динамической системы вошли следующие блоки:

- блок управления (БУ);
- блок генерации M – последовательности (БГМП);
- блок задержки (БЗ);
- блок фильтров (БФ);
- множительно-интегрирующий блок (МИБ).

Блок управления содержит генератор импульсов (ГИ) опорной частоты f_{on} , выход которого соединен с делителем частоты (ДЧ). На выходе делителя частоты формируются тактовые импульсы, частота которых зависит от положения переключателя F : $f_{макт} = f_{on} F$. Переключатель числа циклов n связанный со счетчиком циклов (СЧЦ) и имеющий несколько положений, предназначен для задания числа периодов

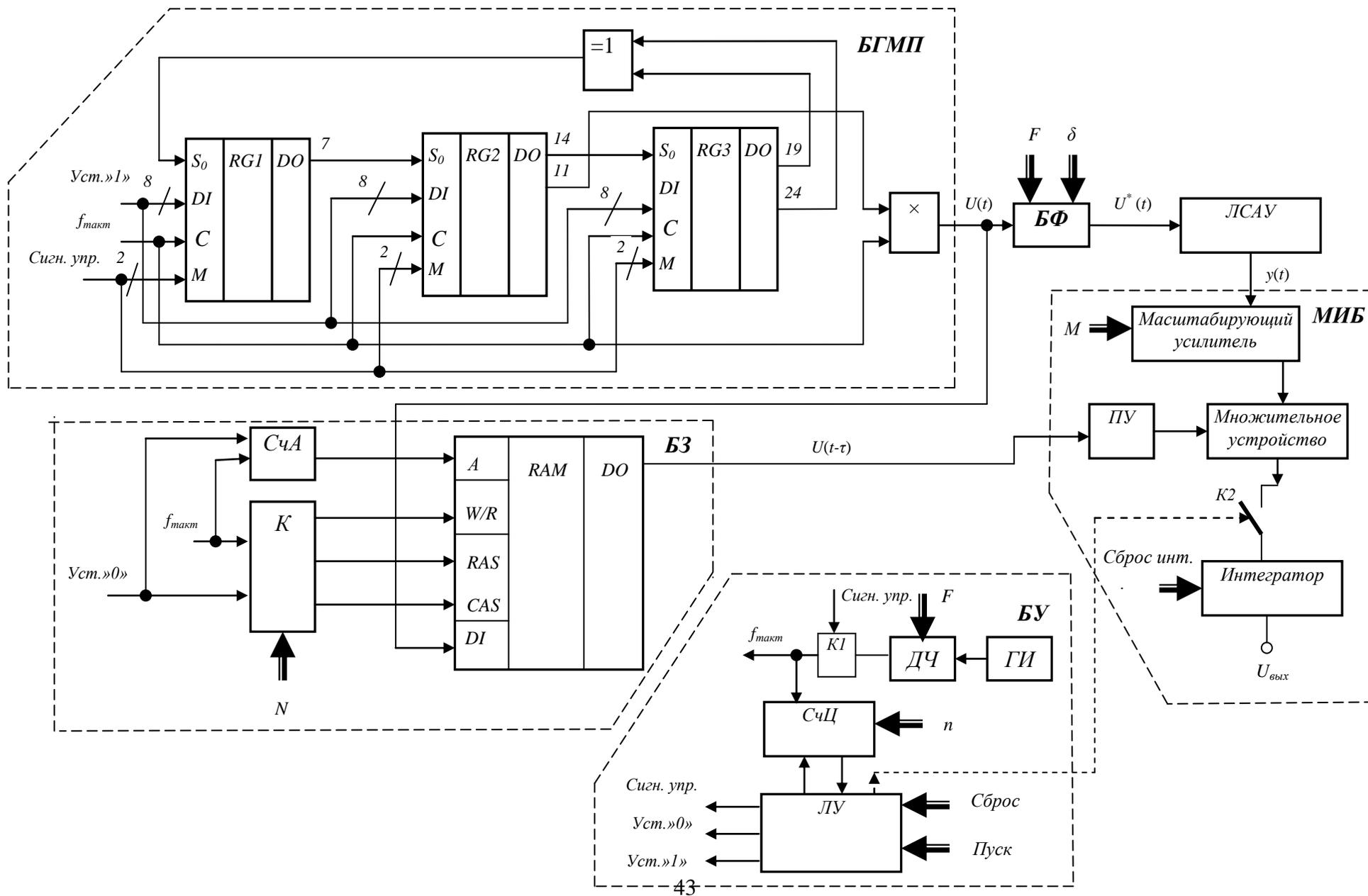


Рис. 2.2. Функциональная схема вычислителя импульсной переходной функции динамической системы

генератора псевдослучайного сигнала. Счетчик циклов связан с логическим устройством (ЛУ). Логическое устройство имеет кнопки «Сброс» и «Пуск».

Блок генерации M -последовательности имеет три восьмиразрядных регистра $RG1$, $RG2$ и $RG3$, объединенных в один 24-х разрядный сдвиговый регистр, и схему логического умножения. Выходы 19 и 24 сдвигового регистра подключены к схеме сложения по модулю два, выход которой подключен ко входу сдвигового регистра.

Соединение 19 - го и 24- го выходов сдвигового регистра со входами схемы суммирования по модулю 2 обеспечивает максимальный период псевдослучайного сигнала

$$T_n = \frac{2^k - 1}{f_{макт}} = \frac{2^{24} - 1}{f_{макт}} = \frac{16777215}{f_{макт}}, \quad (2.3)$$

где $f_{макт}$ - частота тактовых импульсов; $k=24$ - разрядность сдвигового регистра.

Тактовые входы регистров подключены к выходу делителя частоты, а параллельные информационные входы и входы выбора режима работы подсоединены к выходам логического устройства БУ.

Схема логического умножения позволяет получить инверсно повторяющуюся M - последовательность. Действие схемы логического умножения сводится к изменению каждого последующего элемента M - последовательности на противоположный по фазе. Корреляционная функция инверсно повторяющейся последовательности хорошо аппроксимирует δ - функцию. Поскольку период M - последовательности содержит нечетное число импульсов, инверсно повторяющаяся M - последовательность имеет удвоенный период

$$T = 2T_{\Pi} = 33554430/f_{макт} \quad (2.4)$$

Выход схемы логического умножения, являющийся выходом блока генератора M - последовательности, соединен с БФ.

Блок фильтров имеет два переключателя F и δ , с помощью которых можно изменять соответственно ширину равномерного спектра сигнала $U^*(t)$ и дисперсию сигнала. Выход БФ соединен со входом идентифицируемого объекта.

Блок задержки включает несколько микросхем динамического ОЗУ, объединенных в один блок (*RAM*), который является собственно элементом задержки; двоичный счетчик (*СчА*), обеспечивающий формирование адресных сигналов; контроллер (*К*), предназначенный для формирования управляющих сигналов *W/R* – запись-считывание, *CAS* – строб адреса столбца, *RAS*- строб адреса строки. При поступлении тактовых импульсов двоичный счетчик *БЗ* формирует последовательность адресных кодов с периодом следования $T_{\text{ц}} = 1/f_{\text{такт}}$. Контроллер имеет переключатель *N*, с помощью которого задается время задержки сигнала τ .

Вход *БЗ* соединен с выходом *БГМП*, а выходной сигнал поступает на вход *МИБ*. Множительно-интегрирующий блок содержит масштабный усилитель переменной $y(t)$, вход которого подключен к выходу идентифицируемого объекта, а выход – ко входу множительного устройства. Второй вход множительного устройства через преобразователь уровня сигнала (*ПУ*) соединен с выходом *БЗ*. Масштабирующий усилитель имеет переключатель масштаба переменной *M*, с помощью которого выставляется коэффициент масштабирования. Это позволяет работать с различным напряжением, получаемым на выходе идентифицируемого объекта. Интегратор *МИБ*, выход которого является выходом вычислителя ИПФ динамической системы, через ключевой элемент, управляемый логическим устройством *БУ*, соединен с выходом множительного устройства. На его выходе формируется напряжение $U_{\text{вых}}$, которое регистрируется цифровым вольтметром. Интегратор имеет кнопку «Сброс инт.», при нажатии на которую происходит установка начального значения интегратора.

Работа всего устройства определяется сигналами, поступающими из блока управления. После подключения питающих напряжений генератор импульсов опорной частоты начинает генерировать импульсы с частотой $f_{\text{он}}$.

При нажатии на кнопку «Сброс» логическое устройство *БУ* посылает импульсы, устанавливающие разряды сдвигового регистра *БГМП* в единичное состояние, а счетчик циклов в нулевое.

При нажатии кнопки «Пуск» логическое устройство вырабатывает сигналы и тактовые импульсы частотой f_{max} начинают поступать на входы *БГМП* и *БЗ*. Псевдослучайный сигнал, генерируемый *БГМП*, через блок фильтров поступает на вход идентифицируемой системы. Задержанный на время τ псевдослучайный сигнал начинает поступать на вход *ПУ*. На выходе множительного устройства *МИБ* формируется сигнал $y(t)u(t-\tau)$. Этот сигнал начинает непрерывно поступать на вход интегратора только после истечения времени τ . Таким образом реализуется режим начального возбуждения на идентифицируемую систему, необходимый для окончания в ней переходных процессов.

Интегрирование продолжается до тех пор, пока на счетчик не поступит $33554430n$ тактовых импульсов, причем n здесь – число, соответствующее положению переключателя циклов генератора псевдослучайных сигналов. При этом время интегрирования T зависит от положения переключателей F и n и определяется по формуле $T=0,1 * 2^{24}n/F$. После прихода на счетчик циклов указанного числа импульсов логическое устройство вырабатывает сигнал, отключающий интегратор в *МИБ* от выхода множительного устройства. Одновременно обнуляется счетчик циклов.

Таким образом, по завершении заданного числа циклов n работы *БГМП* напряжение на выходе интегратора пропорционально $\omega(\tau)$ - значению ИПФ идентифицируемого объекта при аргументе τ , а сдвиговый регистр *БГМП* устанавливается в состояние, при котором задержка сигнала на выходе *БЗ* при одновременной подаче тактовых импульсов будет равна 2τ .

После установки интегратора в исходное состояние нажатием кнопки «Сброс инт.» может быть продолжено вычисление ИПФ идентифицируемого объекта. Для этого потребуется повторное нажатие Кнопки «Пуск».

Весь цикл вычисления повторяется, но на вход интегратора подается сигнал, пропорциональный величине $y(t)u(t-2\tau)$, а по окончании интегрирования напряжение на выходе интегратора будет пропорционально $\omega(2\tau)$.

По окончании процесса интегрирования вычисленное значение $\omega(\tau)$ идентифицируемого объекта может быть выражено через напряжение $U_{\text{вых}}$ на выходе интегратора следующей формулой:

$$\omega(\tau) = \frac{U_{\text{вых}}}{K C^2 n m}, \quad (2.5)$$

где n – число периодов БГМП; m – масштаб переменной y , устанавливаемый переключателем M ; C^2 – интенсивность псевдослучайного сигнала, зависящая от положения переключателей F и δ и определяемая по формуле $C^2 = D/F$; K – конструктивная постоянная вычислителя ИПФ, устанавливаемая при идентификации эталонных моделей.

2.3. Разработка цифровых блоков вычислителя импульсной переходной функции ЛСАУ

2.3.1. Разработка блока генерации M -последовательности

При разработке блока генерации M -последовательности, принципиальная электрическая схема которого приведена на рис. 2.3, были использованы интегральные микросхемы ТТЛШ средней и малой степени интеграции. В частности сдвиговый регистр был собран на ИМС восьмиразрядного реверсивного сдвигового регистра с синхронной параллельной записью КР1533ИР29 (зарубежный аналог SN74ALS323), которая обладает пониженной потребляемой мощностью и повышенным быстродействием. Построение 24-х разрядного сдвигового регистра осуществлено на основе трех ИМС DD1, DD2, DD3 по схеме последовательного ввода данных со сдвигом в сторону старших разрядов. Восьмиразрядный реверсивный сдвиговый регистр с синхронной параллельной записью имеет два управляющих входа M_0, M_1 ; два входа последовательного ввода данных DS_0, DS_1 , которые используются при сдвиге информации в сторону старших и младших разрядов, соответственно; вход установки в «0» R ; вход для приема синхросигнала C ; восемь входов для параллельной записи информации DI_0-DI_7 ; восемь входов для вывода информации DO_0-DO_7 .

Восьмиразрядный реверсивный сдвиговый регистр с синхронной параллельной записью имеет внутреннюю логику работы, которая описывается функциями:

$$\left. \begin{aligned} S_0 &= DS_0 M_1 V Q_1 M_0 V D_0 M_1 M_0, \\ S_r &= Q_{r-1} M_1 V Q_{r+1} M_0 V D_r M_1 M_0, \quad r=2 \dots 6; \\ S_7 &= Q_6 M_1 V DS_7 M_0 V D_7 M_1 M_0, \\ R_7 &= S_r, \quad r=0 \dots 7; \\ H_r &= (M_1 V M_0) H, \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

где H_r – тактовый сигнал, подаваемый на R - S триггеры, из которых построен сдвиговый регистр. При $M_1=M_0=0$ тактовый сигнал $H_r=0$, что обеспечивает режим хранения информации. Остальные режимы, к которым относятся сдвиг в сторону старших и младших разрядов, а также параллельная загрузка, определяются функциями возбуждения (2.1).

Основные режимы работы восьмиразрядного реверсивного сдвигового регистра с синхронной параллельной записью систематизированы в таблице 2.1.

Таблица 2.1.

Режим работы	M_0	M_1	R	DS_0	DS_7	C
Установка в «0»	X	X	0	X	X	X
Сдвиг вправо	0	1	1	0	0/1	$\overline{\uparrow}$
Сдвиг влево	1	0	1	0/1	0	$\overline{\uparrow}$
Параллельная запись	1	1	1	0	0	$\overline{\uparrow}$
Хранение информации	0	0	1	X	0	X
				0	X	

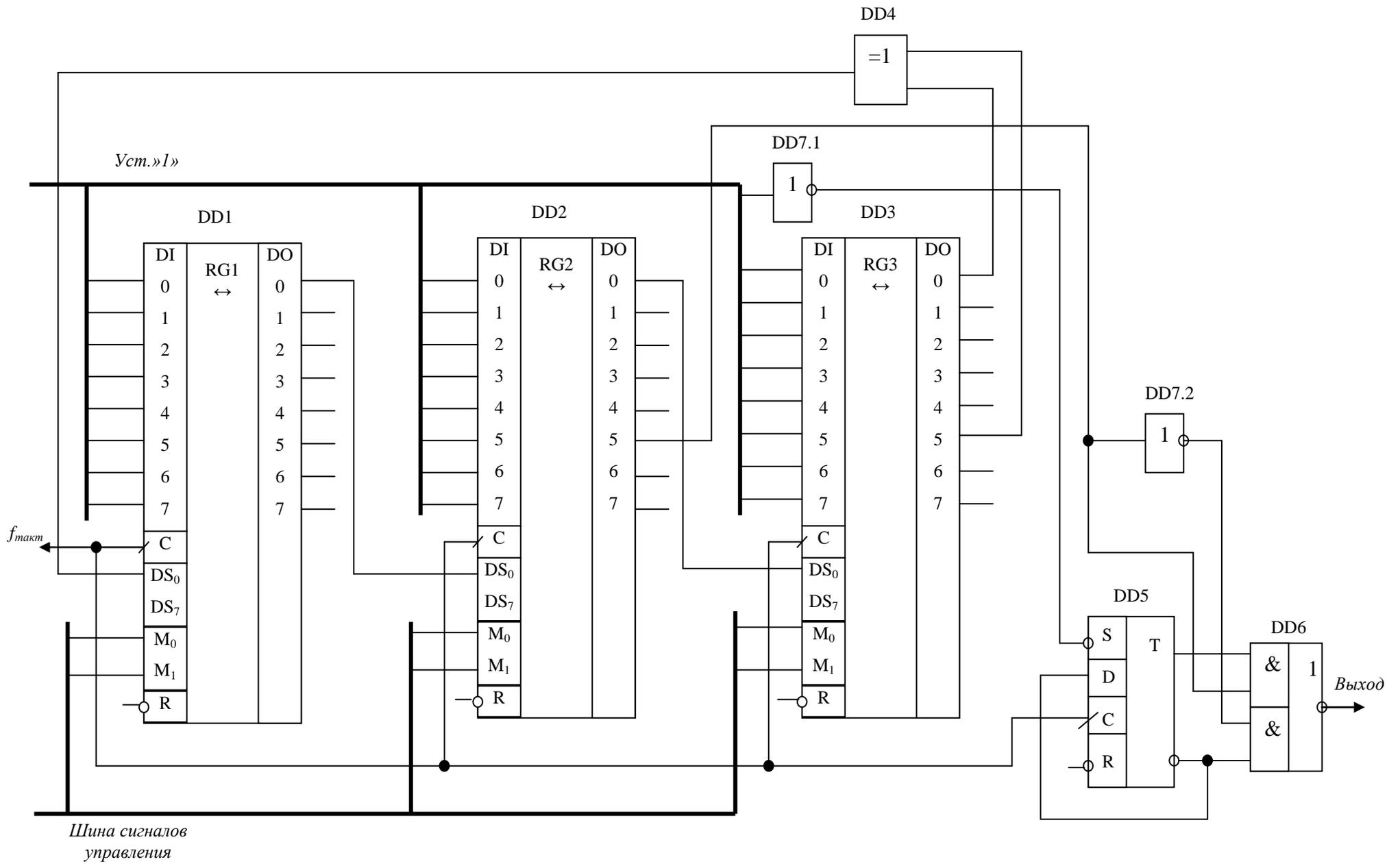


Рис. 2.3. Принципиальная электрическая схема блока генерации M - последовательности

Основные технические характеристики и параметры ИМС КР1533ИР29 приведены в таблице 2.2.

Таблица 2.2.

Упит., ном., В	5
$F_{\text{максимальная}}$, МГц	40
$U_{\text{вых.}}^0$, не более, В	0.5
$U_{\text{вых.}}^1$, не менее, В	2.7
$I_{\text{вх.}}^0$, не более, мА	-0.4
$I_{\text{вх.}}^1$, не более, мА	0.02
$I_{\text{пот.}}$, не более, мА	28
$t_{\text{зд.р.}}^{1.0}$, не более, нс	30
$t_{\text{зд.р.}}^{0.1}$, не более, нс	30

Комбинационная схема, выполняющая логическую операцию сложения по модулю 2, выполнена на базе ИМС КР1533ЛП5 (зарубежный аналог 74ALS 86N). На принципиальной электрической схеме блока генерации M -последовательности микросхема имеет обозначение DD4.

Значения функции на выходе комбинационной схемы при различных наборах входных переменных приведены в таблице 2.3.

Таблица 2.3.

N	Входной сигнал X_1	Входной сигнал X_2	Значение выходной функции Y
1	0	0	0
2	0	1	1
3	1	0	1
4	1	1	0

Входы комбинационной схемы сложения по модулю 2 подключены к 19-му и 24-му входам сдвигового регистра, а ее выход подключен ко входу последовательного ввода данных сдвигового регистра.

Получение инверсно повторяющейся M -последовательности в блоке генерации M -последовательности осуществляется с помощью схемы логического умножения, которая выполнена на базе универсального D -триггера и логической схемы 2И-ИЛИ-НЕ. В качестве D -триггера использована ИМС

КР1533 ТМ2 (зарубежный аналог SN74ALS74), а в качестве логической схемы 2И-ИЛИ-НЕ ИМС КР1533ЛР1 (зарубежный аналог SN74AL51N), которые соответственно обозначены как DD5 и DD6.

Инвертирование сигналов в блоке генерации M -последовательности осуществляется в логических элементах НЕ DD7.1 и DD7.2, которые выполнены на базе ИМС КР1533ЛН1 (зарубежный аналог 74ALS04).

2.3.2. Разработка блока задержки двоичного сигнала

Основной микросхемой блока задержки двоичного сигнала является БИС ОЗУ КР565РУ6 (зарубежный аналог 2118). Конструктивно БИС ОЗУ КР565РУ6 оформлена в керамическом корпусе типа 2103.16.2 с 14 выводами. Микросхема БИС ОЗУ КР565РУ6 является динамическим ОЗУ с информационной емкостью 16 К однобитных слов со строчной регенерацией.

Микросхема питается от источников с номинальными значениями напряжений $U_{ИП} = 5$ в.

Параметры и характеристики микросхемы в рабочем диапазоне изменения температуры и питающего напряжения приведены в таблице 2.4.

Таблица 2.4.

№	Параметры и характеристики	Значения
1	Входной ток ($I_{ВХ}$) мкА	≤ 10
2	Напряжение источника питания ($U_{ИП}$) в	$+5,0 \pm 10\%$
3	Ток потребления в режиме хранения ($I_{ПХ}$) мкА	≤ 12
4	Ток потребления в режиме обращения ($I_{ПО}$) мА	≤ 5
5	Напряжение лог. «1» сигнала считывания ($U_{сч}^1$) в	$2,4 \div 5,25$
6	Напряжение лог. «0» сигнала считывания ($U_{сч}^0$) в	$0 \div 0,45$
7	Напряжение лог. «1» на входах A_0-A_6 , $ВМ$, $Зп-Сч$ (U^1) в	$2,4 \div 5,25$

8	Напряжение лог. «0» на входах A_0-A_6 , $ВМ$, $Зп-Сч$ (U^0) в	$-1 \div +0,6$
9	Напряжение тактового сигнала лог. «1» (U_{TC}^1) в	$2,4 \div 2,6$
10	Напряжение тактового сигнала лог. «0» (U_{TC}^0) в	$-1 \div +1$
11	Входная емкость входов A_0-A_6 , $U_{ВХ}$, $ВМ$ ($C_{ВХ1}$) пФ	≤ 6
12	Входная емкость входов $Зп-Сч$ ($C_{ВХ2}$) пФ	≤ 10
13	Входная емкость входа $ТС$ ($C_{ВХТС}$) пФ	≤ 25
14	Выходная емкость ($C_{ВЫХ}$) пФ	≤ 7
15	Период регенерации ($T_{РЕГ}$) мс	≤ 1
16	Время выборки относительно тактового сигнала ($t_{вТС}$) нс	≤ 150
17	Длительность тактового сигнала ($\tau_{ТС}$) нс	≤ 230
18	Минимальная длительность интервала между тактовыми сигналами ($\bar{\tau}_{ТС}$) нс	130
19	Время выборки относительно адреса ($t_{ВА}$) нс	≤ 150
20	Время цикла записи ($\tau_{Ц.ЗП}$) нс	≥ 360
21	Время цикла считывания ($\tau_{Ц.СЧ}$) нс	≥ 360
22	Время сдвига $ТС$ относительно адреса ($t_{СТСА}$) нс	≥ 0
23	Время удержания адреса относительно $ТС$ ($t_{УАТС}$) нс	≥ 60
24	Потребляемая мощность ($P_{ПОТ}$) мВт в режиме обращения в режиме хранения	150 20

На рис.2.4 приведено условное графическое изображение микросхемы КР565РУ6. В таблице 2.5 приведены режимы работы микросхемы КР565РУ6.

На рис.2.5. приведены временные диаграммы работы микросхемы памяти при записи и считывании информации.

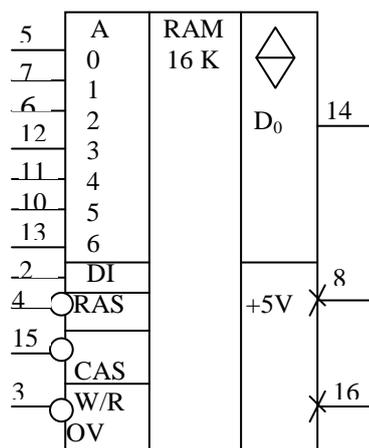


Рис.2.4. Микросхема памяти КР565РУ6.

Таблица 2.5

\overline{RAS}	\overline{CAS}	\overline{w} / R	A	DI	DO	Режим работы
1	1	x	x	x	Z	Хранение
1	0	x	x	x	Z	Хранение
0	1	x	A	x	Z	Регенерация
0	0	0	A	0	Z	Запись 0
0	0	0	A	1	Z	Запись 1
0	0	1	A	x	D	Считывание

Принцип построения блока задержки двоичных сигналов на микросхемах динамического ОЗУ иллюстрирует рис. 2.6.

Собственно элементом задержки является микросхема ОЗУ или несколько микросхем, объединенных для увеличения емкости по определенным правилам. Для обеспечения работы микросхемы памяти необходимы двоичный счетчик и другие узлы для формирования адресных и управляющих сигналов.

На схеме двоичный счетчик формируют последовательность адресных кодов с тактовой частотой $f_{макт}$ и, следовательно с периодом их следования $T_{ц} = 1 / f_{макт}$. Синхронно с адресным кодом формируются сигналы управления. Микросхема должна работать в режиме «Считывание-модификация-запись»,

при котором по одному адресу считывается бит информации и затем производится запись нового бита, поступившего на вход микросхемы.

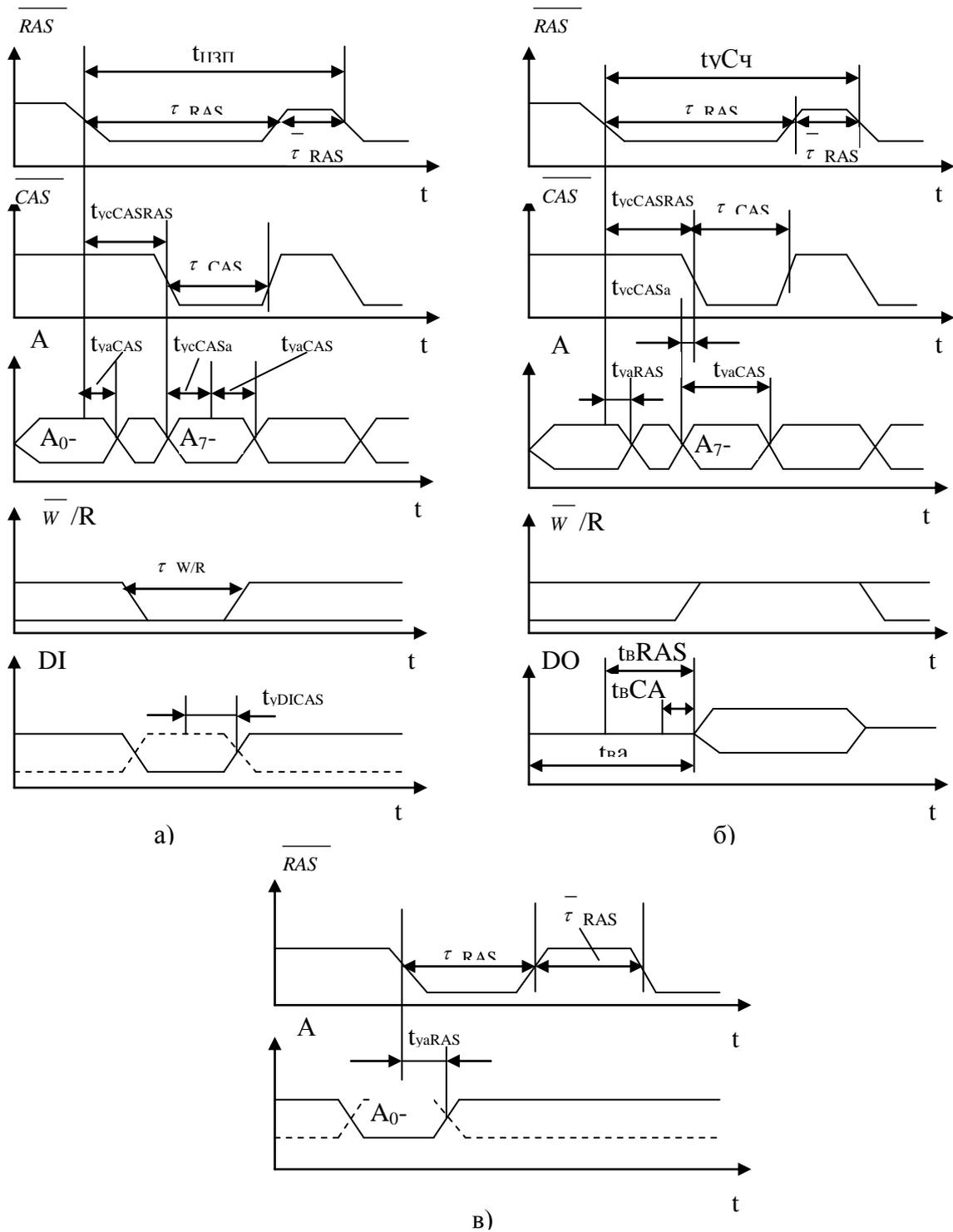


Рис.2.5. Временные диаграммы микросхемы КР565РУ6 в режиме записи (а), считывания (б), регенерации (в)

Таким образом, двоичные сигналы, записанные в накопитель при одном переборе всех адресов 2^m , где m -разрядность адресного кода, будут считаны из

него при следующем переборе адресов. Время заполнения накопителя $2^m T_c$ и составляет время задержки двоичных сигналов рассмотренным устройством.

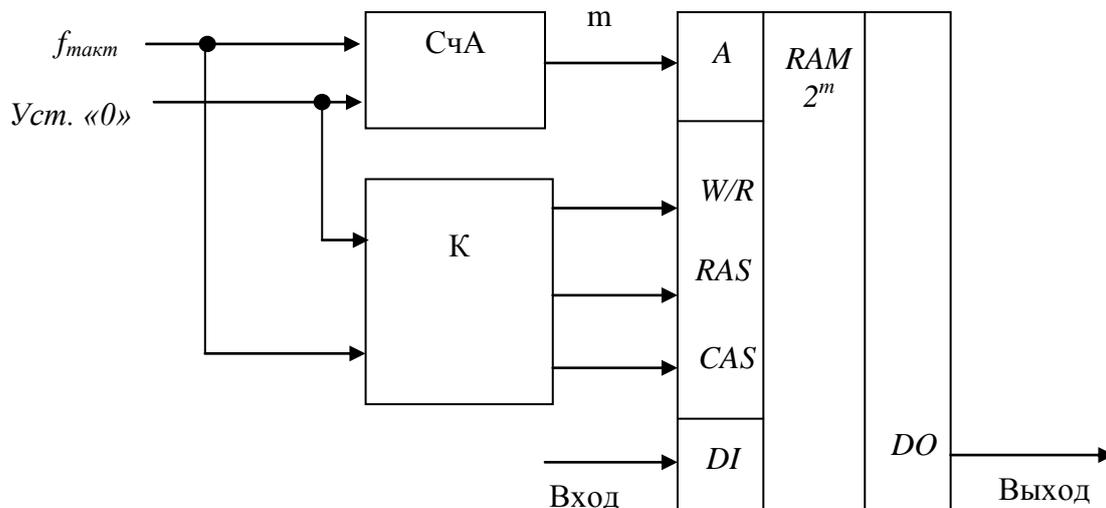


Рис. 2.6. Применение динамического ОЗУ для задержки двоичных сигналов

Временем задержки можно управлять, изменяя емкость накопителя и тактовую частоту.

Вариант реализации устройства задержки на микросхемах КР565РУ6 приведен на рис. 2.7. Четыре микросхемы памяти DDI5—DD18 объединены в модуль емкостью 64К бит. Модуль может быть запрограммирован на четыре значения времени задержки с помощью дешифратора DD14 двух старших разрядов адресного кода A_{15} , A_{16} , который реализован на микросхеме К555ИД5 (зарубежный аналог SN74ALS156) и переключателя SA1.

Формирование адресных сигналов $A_1 - A_{16}$ осуществляет двоичный счетчик DD6 - DD9 (ИМС серии К555ИЕ2 или ее зарубежный аналог SN74ALS90), причем в зависимости от положения переключателя SA1 два старших разряда могут принимать различные значения: при положении 4 счетчик формирует полный набор комбинаций 16-разрядного адресного кода. В этом режиме дешифратор DD14, имея на своих входах A , B все возможные комбинации сигналов A_{15} , A_{16} , формирует последовательно стробы CAS для всех четырех микросхем памяти. Таким образом, используется вся емкость модуля ОЗУ и тем самым обеспечивается наибольшая длительность задержки

сигналов. В другом крайнем положении 1 переключателя адресные сигналы A_{15} , A_{16} имеют нулевые значения и не участвуют в формировании адресных кодов. Поэтому сигнал выбора микросхемы формируется только на одном выходе дешифратора DD14 (вывод 7). Следовательно, в формировании длительности задержки участвует только одна микросхема памяти DD15 емкостью 16К бит. Промежуточные положения 3 и 2 переключателя SA1 обеспечивают включение в режим формирования задержки трех и двух микросхем соответственно.

При организации работы блока задержки используются тактовые импульсы частотой $f_{такт}$, которые формируются делителем частоты блока управления. Счетчик DD1, собранный на микросхеме KP1533IE5 (зарубежный аналог SN74ALS93) преобразует импульсы частотой $f_{такт}$ в четыре последовательности импульсов с частотами $f_{такт}/2$, $f_{такт}$, $f_{такт}/8$ и $f_{такт}/16$. Последовательность импульсов с частотой $f_{такт}/16$ является входной для адресного формирователя DD6 - DD9 и формирователя сигнала RAS на R5, C3, C4 и DD4.1 (ИМС серии K1533ЛН1 или ее зарубежный аналог SN74ALS04), задержанного на 200 нс относительно сигнала тактовой частоты для обеспечения надежной записи адреса в микросхему памяти. При использовании других микросхем в рассматриваемых функциональных узлах необходимо в расчет задержки сигнала RAS принимать требуемое значение временного параметра t_{yaRAS} микросхемы памяти.

Импульсные последовательности $f_{такт}/16$ и $f_{такт}/8$ используются для формирования сигнала W/R (DD4.2, DD3.4, DD4.3) и тактового сигнала для выходного буферного триггера DD19 (ИМС серии KP1533TM2 или ее зарубежный аналог SN74ALS74).

Адресный код подводится к микросхемам памяти через мультиплексор DD10 - DD13.1 (ИМС серии KP1533ЛР11 или ее зарубежный аналог SN74ALS51), управляемый сигналами, которые формируют элементы DD3.3 (ИМС серии KP1533ЛИ2 или ее зарубежный аналог SN74ALS09) и DD13.2. Вначале в микросхемы памяти вводится адрес строки $A_1 - A_7$, сопровождаемый сигналом RAS, затем адрес столбца $A_8 - A_{14}$, сопровождаемый

сигналом CAS при активном уровне сигнала RAS. Сигнал CAS здесь является и сигналом выбора микросхемы.

Регенерация содержимого микросхем памяти происходит в каждом цикле обращения. Длительность цикла 4 мкс. Следовательно, адресация всех строк микросхем осуществляется за время 0,5 мс, что значительно меньше максимально допустимого периода регенерации, равного 1 или 2 мс в зависимости от типа микросхемы.

Возможности рассмотренного устройства по задержке цифровых сигналов определяются положением переключателя SA1 и составляют 65,5; 131; 196,6; 262 мс при положениях от 4 до 1 соответственно. Очевидно, эти возможности могут быть легко расширены увеличением числа микросхем памяти и введением соответствующих изменений в схему контроллера: увеличением разрядности счетчика-формирователя адресов, дешифратора DD14 и числа позиций переключателя SA1.

Применение описанного устройства особенно эффективно при необходимости формирования длительных задержек, когда применение регистровых цепей становится нецелесообразным по ряду причин, в том числе из-за повышенной опасности сбоев. Действительно, для выполнения функций описанного устройства понадобятся регистровые линейки, состоящие из более 65 тыс. разрядов.

2.3.3. Разработка блока управления

При разработке БУ была произведена декомпозиция блока на две части. К первой части относится генератор тактовых импульсов опорной частоты f_{on} ; делитель частоты, на выходе которого формируются тактовые импульсы частотой $f_{такт} = f_{on}F$; счетчик циклов, предназначенный для задания числа периодов генератора псевдослучайного сигнала.

Кроме своих основных функций перечисленные выше устройства предназначены для формирования множества осведомительных сигналов X. Ко второй части блока относится логическое устройство, которое на основе

множества осведомительных сигналов X , а также сигналов «Сброс» и «Пуск»
по пред-

писанному алгоритму вырабатывает последовательность управляющих сигналов Y , распределенных во времени и по месту действия.

При разработке логического устройства, которое является цифровым управляющим автоматом, использовался метод канонического структурного синтеза цифровых автоматов [26].

На первом этапе была построена содержательная граф-схема алгоритма работы логического устройства, которая приведена на рис. 2.8.

Затем осуществлен переход к граф-схеме алгоритма путем замены множества операций в операторных вершинах множеством выходных сигналов Y логического устройства, и множества логических условий в условных вершинах множеством входных сигналов X логического устройства.

Граф-схема алгоритма приведена на рис. 2.9. Отмеченная граф-схема алгоритма, которая приведена на рис. 2.10, строилась для автомата Мура.

На следующем этапе осуществлялось кодирование внутренних состояний автомата, для чего использовался позиционный двоичный код.

Количество разрядов вычислялось по формуле $N \geq \log_2 n$, где N – число разрядов позиционного двоичного кода; n – число внутренних состояний автомата. При подсчете было получено $N \geq \log_2 5 = 3$.

При построении логического устройства в качестве элементов памяти был принят D – триггер.

На основе отмеченной граф-схемы алгоритма работы логического устройства и кодировки внутренних состояний автомата была построена прямая структурная таблица (табл. 2.6).

По прямой структурной таблице были построены функции выхода и возбуждения элементов пяти по каждому входу логического устройства:

$$y_1 = a_1; y_2 = a_1 V a_2; y_3 = a_2; y_4 = a_2; y_5 = a_3; y_6 = a_4; y_7 = a_4; \quad (2.10)$$

$$D_1 = a_3 x_3; D_2 = a_1 x_2 V a_2 V a_3 \overline{x_3}; D_3 = a_0 V a_2 V a_3 \overline{x_3}. \quad (2.11)$$

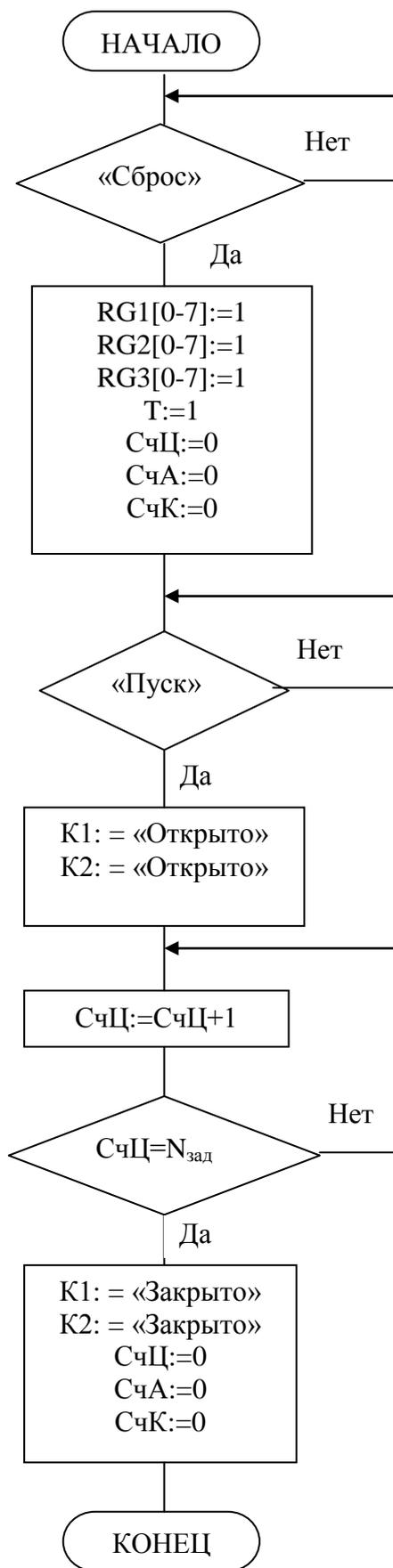


Рис. 2.8. Содержательная граф-схема алгоритма работы логического устройства

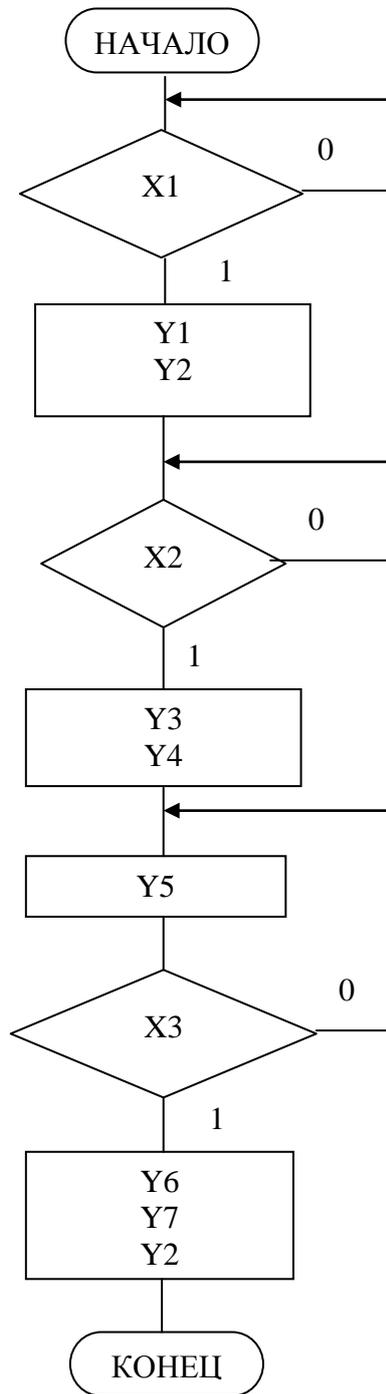


Рис. 2.9. Граф-схема алгоритма работы логического устройства

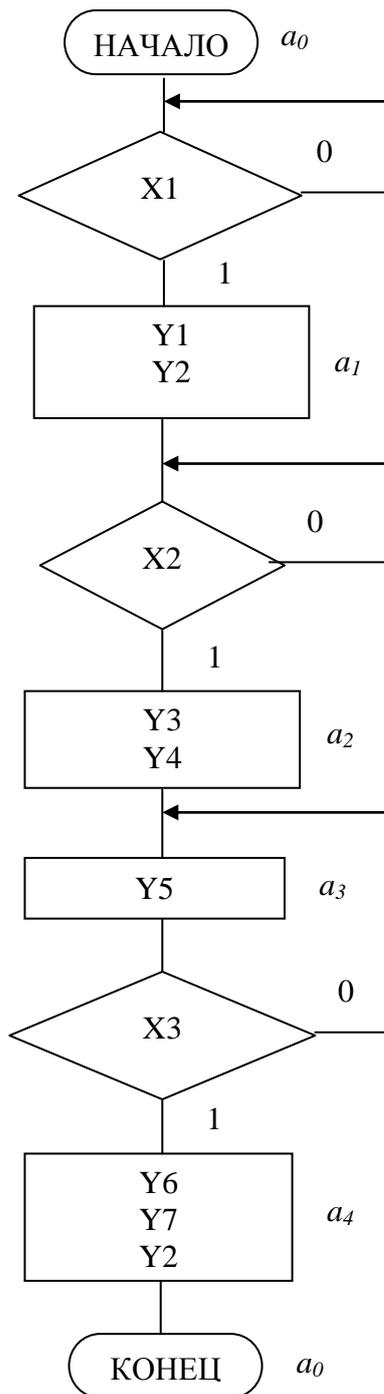


Рис. 2.10. Отмеченная граф-схема алгоритма работы логического устройства

Проведенный анализ функций (2.10) и (2.11) показал, что они являются минимальными.

На следующем этапе осуществлялось построение функциональной

схемы логического устройства, которая приведена на рис. 2.11.

Таблица 2.6

Исходное состояние	Код исходного состояния	Состояние перехода	Код состояния перехода	Входной сигнал	Функция возбуждения
a ₀	000	a ₀	000	$\overline{x_1}$	-
		a ₁	001	x ₁	D ₃
a ₁	001	a ₂	010	x ₂	D ₂
a ₂	010	a ₃	011	-	D ₂ , D ₃
a ₃	011	a ₃	011	$\overline{x_3}$	D ₂ , D ₃
		a ₄	100	x ₃	D ₁
a ₄	100	a ₀	000	-	-

Генератор тактовых импульсов опорной частоты f_{on} собран на логических элементах «И-НЕ» с использованием в обратных связях RC

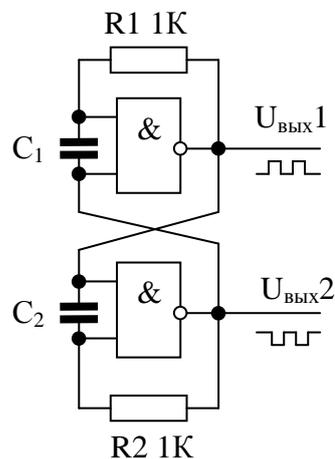


Рис. 2.12. Автогенератор с парафазным выходом цепочек (см. рис. 2.12).

Выходная частота автогенератора может быть установлена от 1 Гц до 10 МГц, если емкости конденсаторов C₁ и C₂ выбрать в пределах 50 мкФ - 10 пФ. В качестве схем DD1.1, DD1.2 может быть использована микросхема К1533ЛА3 (зарубежный аналог SN74ALS00).

Делитель частоты собран двоично-десятичных счетчиках DD1, DD2 и DD3, в качестве которых использованы микросхемы К555ИЕ5 (зарубежный аналог SN74ALS93).

Микросхема К555ИЕ5 является четырехразрядным асинхронным счетчиком пульсаций. Счетчик имеет две части: делитель на 2 (выход 1; тактовый вход С1) и делитель на восемь (выходы 2, 4, 8; тактовый вход С2). Режим работы счетчика приведен в табл. 2.7.

Таблица 2.7

Вход сброса		Выход			
&	R	1	2	4	8
В	В	Н	Н	Н	Н
Н	В	Счет			
В	Н	>>			
Н	Н	>>			

Если микросхема К555ИЕ5 применяется как счетчик-делитель на 16, необходимо соединить выводы 1 и 12. При этом последовательность счета от 0 до 15 будет соответственно табл. 2.8

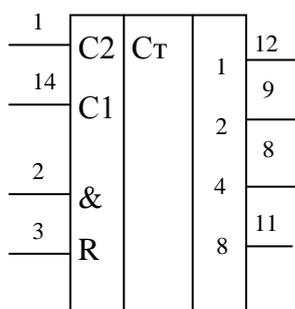


Рис. 2.13. Микросхема К555ИЕ5

В зависимости от положения переключателя «F» обеспечивается получение тактовых импульсов с частотой $2 f_{on}$, $4 f_{on}$, $10 f_{on}$, $20 f_{on}$, $40 f_{on}$. Выход переключателя «F» подключен ко входу элемента «И» DD4, который выполняет функцию вентеля и выполнен на базе микросхемы КР1533ЛИ2 (зарубежный аналог SN74ALS09).

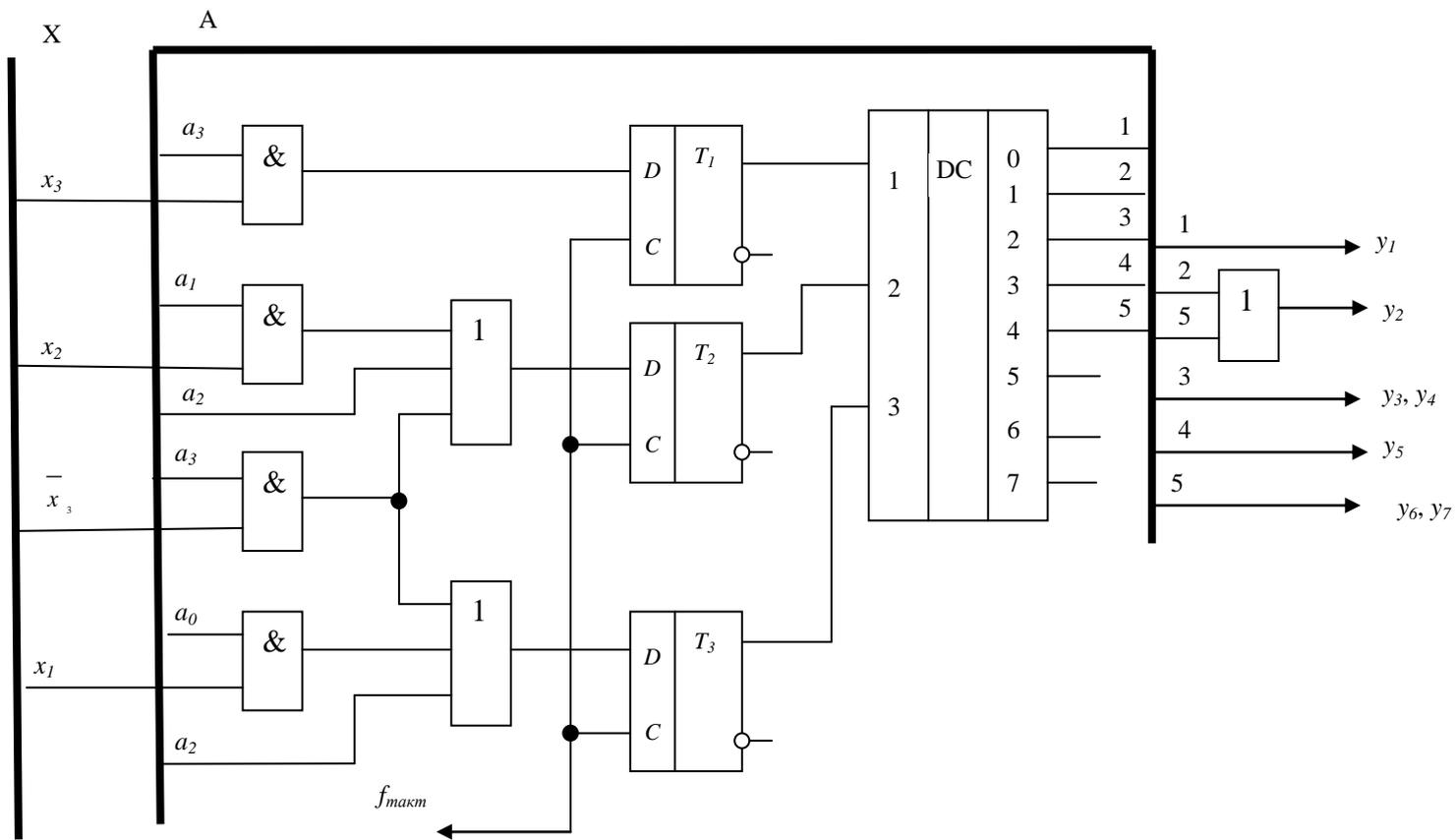


Рис. 2.11. Функциональная схема логического устройства

Таблица 2.8

Счет	Выход				Счет	Выход			
	1	2	4	8		1	2	4	8
0	Н	Н	Н	Н	8	Н	Н	Н	В
1	В	Н	Н	Н	9	В	Н	Н	В
2	Н	В	Н	Н	10	Н	В	Н	В
3	В	В	Н	Н	11	В	В	Н	В
4	Н	Н	В	Н	12	Н	Н	В	В
5	В	Н	В	Н	13	В	Н	В	В
6	Н	В	В	Н	14	Н	В	В	В
7	В	В	В	Н	15	В	В	В	В

Электрическая принципиальная схема делителя частоты приведена на рис. 2.14.

Счетчик циклов, так же как и делитель частоты, собран на двоично-десятичных счетчиках *DD1-DD6* (микросхема К555ИЕ5 или ее зарубежный аналог SN74ALS93) и для дешифрации сигнала используются логические элементы И-НЕ *DD7, DD9* (микросхемы КР1533ЛА2 или ее зарубежный аналог SN74ALS30), *DD8.1, DD8.2, DD11* (микросхемы КР1533ЛА1 или ее зарубежный аналог SNALS20), *DD10* (микросхема КР1533ЛА3 или ее зарубежный аналог SN74ALS00). Значение числа циклов $N_{зад}$ задается при помощи переключателя «*n*».

Электрическая принципиальная схема счетчика циклов приведена на рис. 2.15.

Определение номера ИПФ идентифицируемого объекта производится при помощи блока, электрическая принципиальная схема которого приведена на рис. 2.16. В состав этой схемы также входят: блок выработки сигнала «Сброс» и «Пуск», а так же электронный ключ.

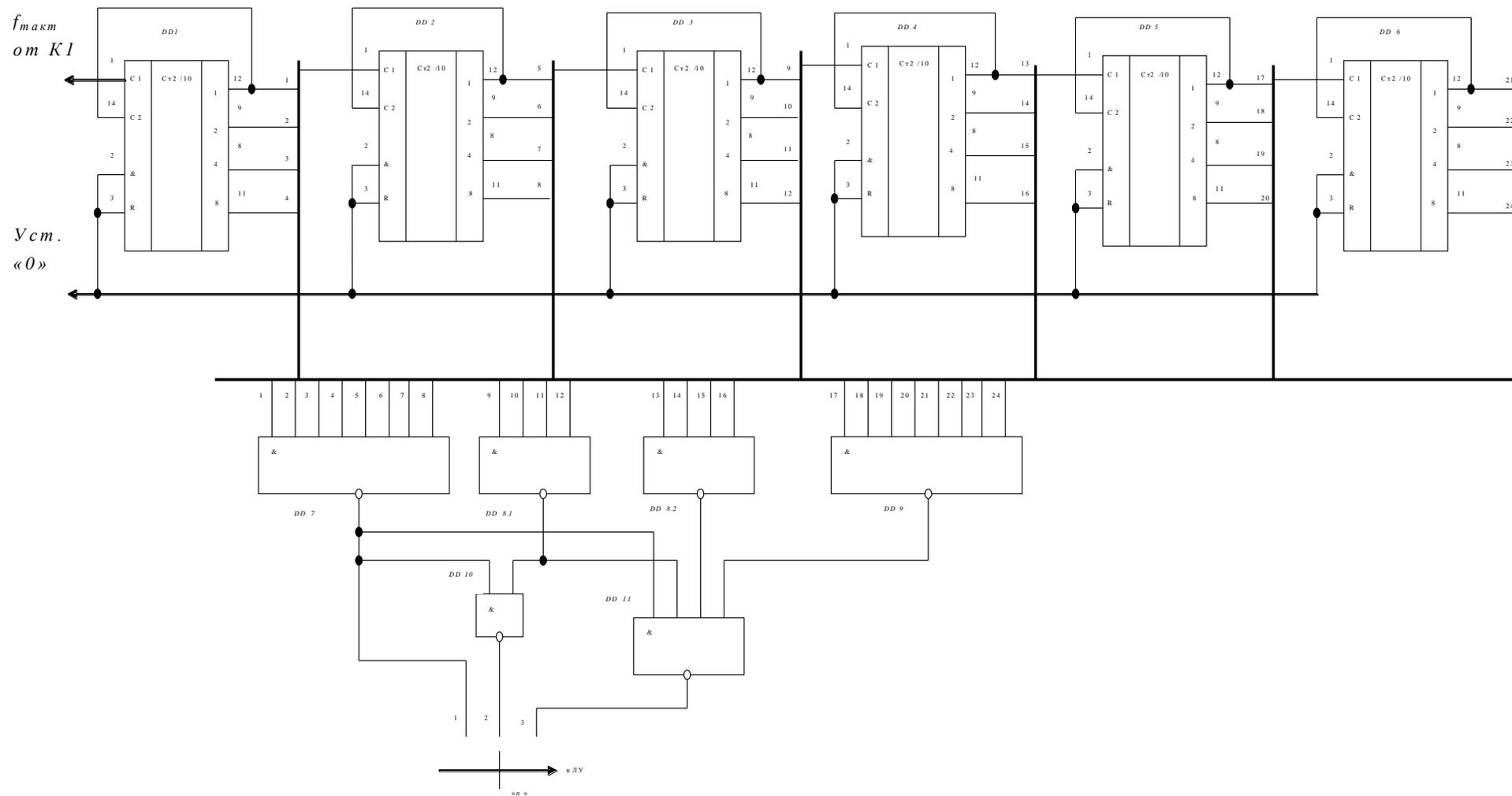


Рис. 2.15. Электрическая принципиальная схема счетчика циклов

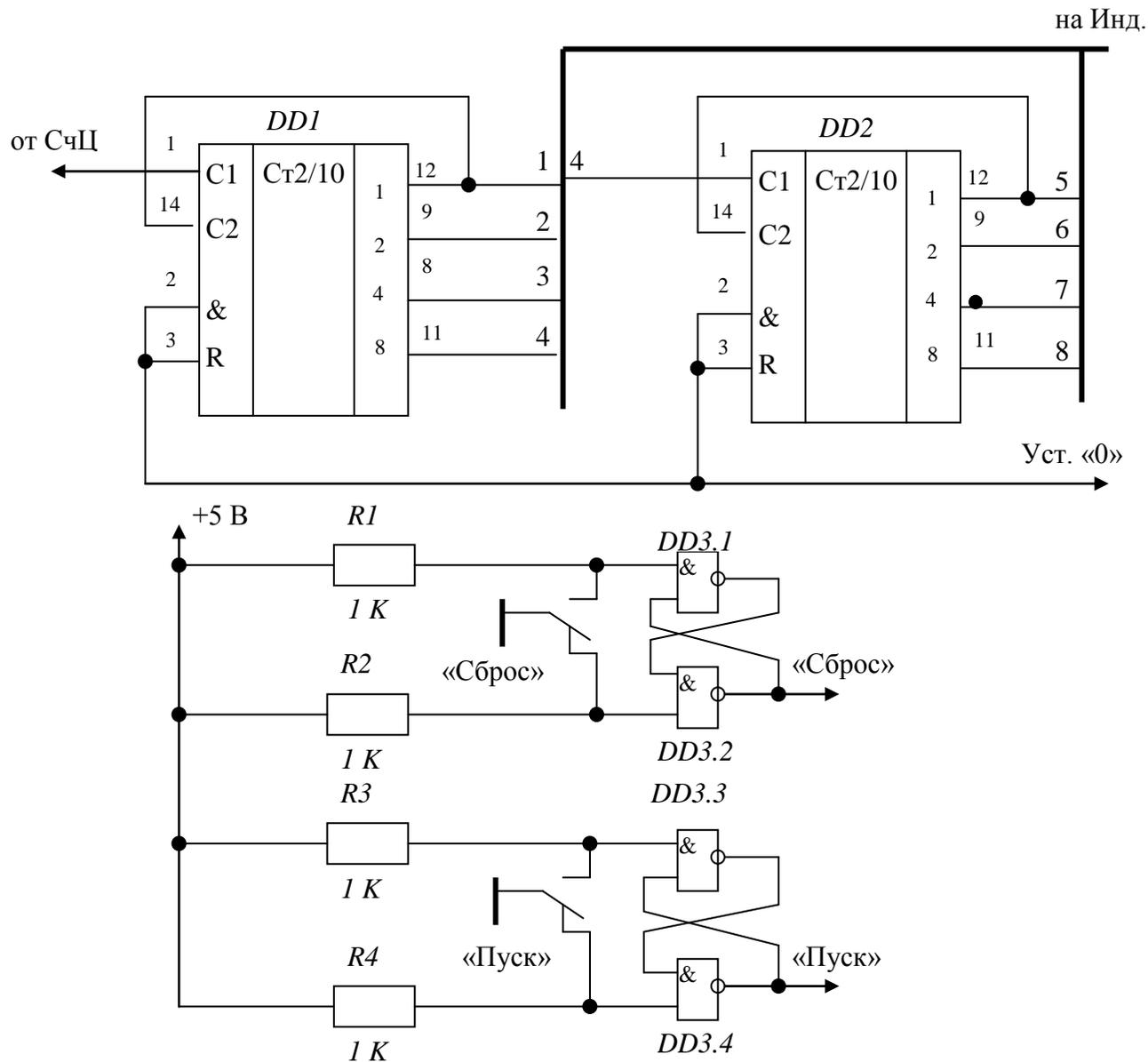


Рис. 2. 16. Электрическая принципиальная схема определителя номера значения ИПФ выработки сигналов «Старт» и «Пуск»

2.4. Разработка аналоговых блоков вычислителя импульсной переходной функции ЛСАУ

2.4.1. Разработка блока фильтров

Принципиальная электрическая схема блока фильтров вычислителя ИПФ ЛСАУ приведена на рис. 2.17.

Блок фильтров содержит одну схему сдвига уровней, выполненную на базе операционного усилителя $DA1$; фильтр нижних частот четвертого порядка с регулируемой полосой пропускания, выполненный на базе операционных усилителей $DA2$, $DA3$; масштабирующий усилитель, выполненный на базе операционного усилителя $DA4$.

В качестве операционного усилителя $DA1$ использована микросхема К553УД2. Фильтр нижних частот четвертого порядка с регулируемой полосой пропускания и масштабирующий усилитель собраны на микросхемах операционных усилителей КР140УД6.

2.4.2. Разработка множительно-интегрирующего блока

Принципиальная электрическая схема множительно-интегрирующего блока вычислителя ИПФ ЛСАУ приведена на рис. 2.18.

Множительно-интегрирующий блок содержит инвертирующий масштабирующий усилитель $DA1$, преобразователь уровней напряжений двоичного сигнала (ИМС $DA2$), множительное устройство, собранное на операционном усилителе $DA3$ и транзисторе $VT1$, интегратор, образованный операционным усилителем $DA4$ и RC -цепью ($R27$, $C2$). Этот блок содержит также усилители сигналов управления, выполненные на транзисторах $VT2$ и $VT3$, нагрузками для которых являются обмотки реле $K1$ и $K2$.

Перечень основных элементов, вошедших в множительно-интегрирующий блок вычислителя ИПФ ЛСАУ, приведен в таблице 2.9.

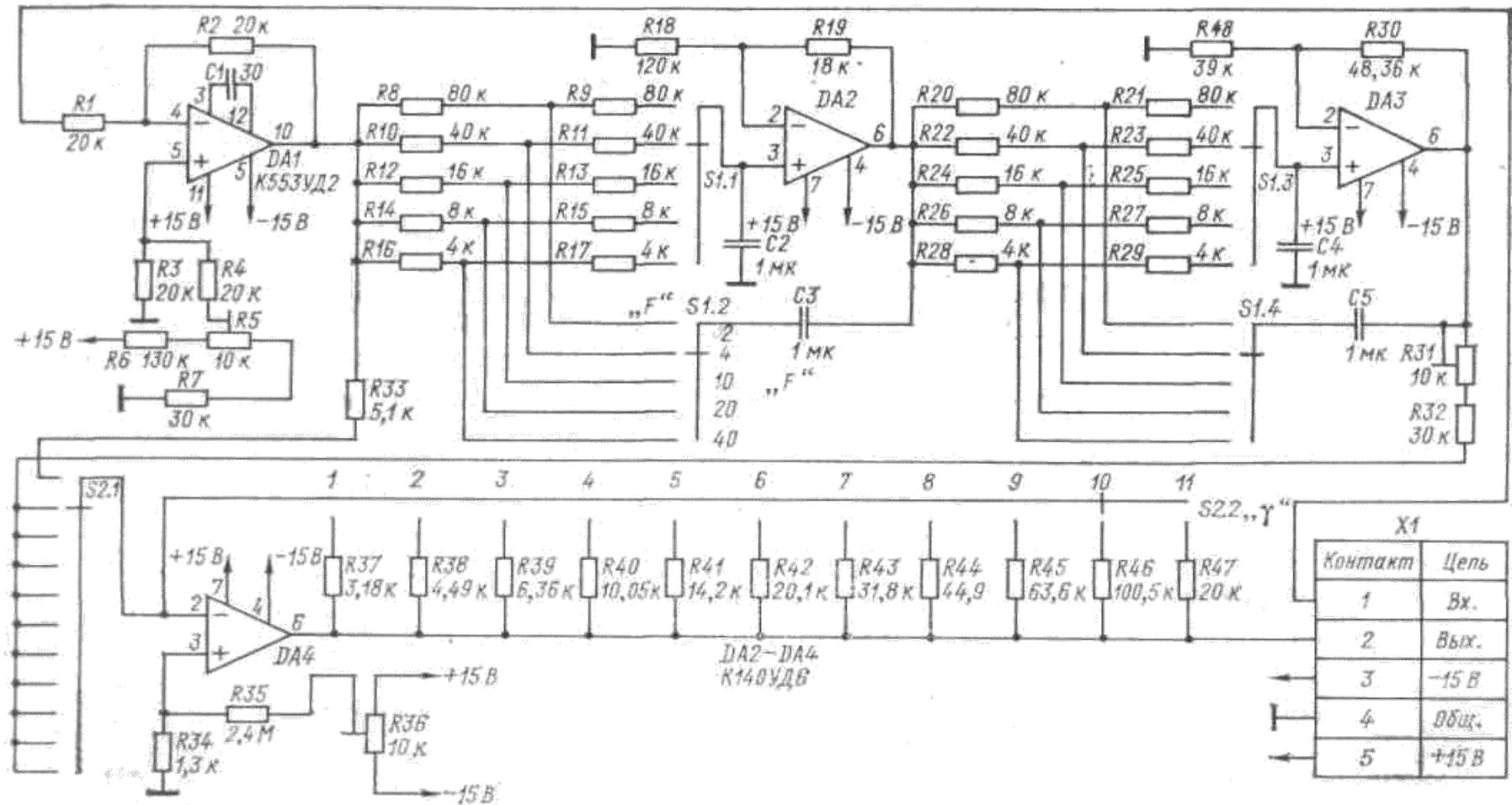


Рис. 2.17. Принципиальная электрическая схема блоков фильтров вычислителя ИПФ ЛСАУ

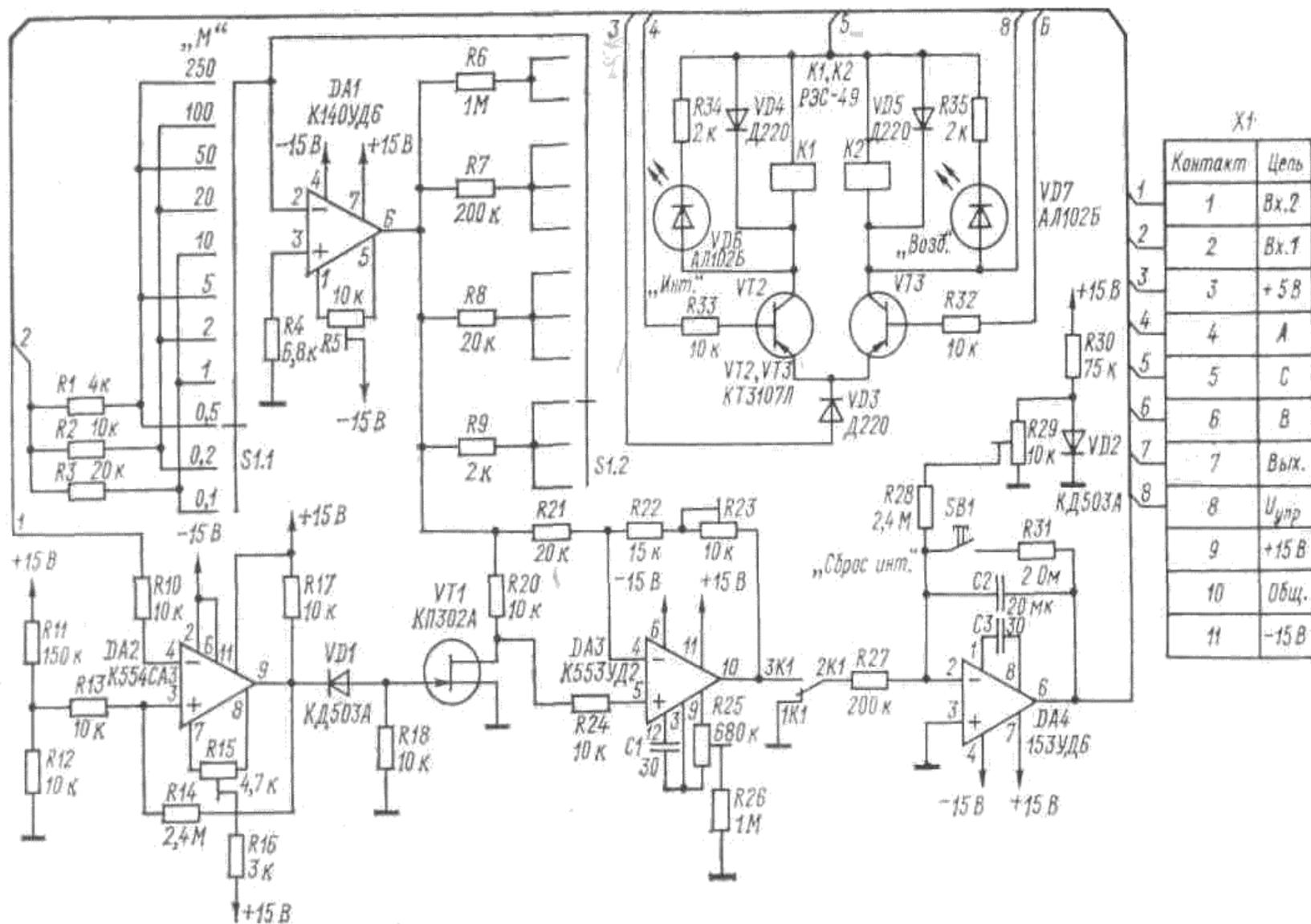


Рис. 2.18. Принципиальная электрическая схема множително-интегрирующего блока вычислителя ИПФ ЛСАУ

Таблица 2.9

Перечень основных элементов множительно-интегрирующего блока

№	Условное обозначение	Тип элемента	Серийный номер
1	<i>DA1</i>	операционный усилитель средней точности	КР140УД6 (заграничный аналог МС1456Р, МС1456СГ)
2	<i>DA2</i>	компаратор напряжения	К554СА3А (заграничный аналог IL311ANM)
3	<i>DA3</i>	операционный усилитель средней точности с внешней цепью частотной коррекции	К553УД2 (заграничный аналог LM201N)
4	<i>DA4</i>	операционный усилитель средней точности	К153УД6 (заграничный аналог LM301А)
5	<i>VT1</i>	полевой транзистор с n-каналом	КП302А
6	<i>VT2, VT3</i>	биполярные транзисторы р-п-р структуры	КТ3107Л
7	<i>K1, K2</i>	электронные реле	РЭС - 49
8	<i>VD1, VD2</i>	диоды	КД503А
9	<i>VD3, VD4, VD5</i>	диоды	Д220
10	<i>VD6, VD7</i>	светодиоды	АЛ102Б

К553УД2 - операционный усилитель средней точности с внешней цепью частотной коррекции. С целью увеличения частоты единичного усиления в схеме входного каскада ОУ К553УД2 применены двухколлекторные транзисторы. Зависимость коэффициента усиления ОУ от частоты корректируется одним внешним конденсатором.

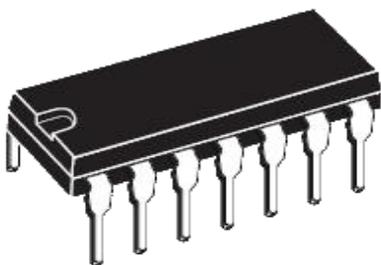


Рис. 2.19. Корпус: 201.14-1 DIP-14

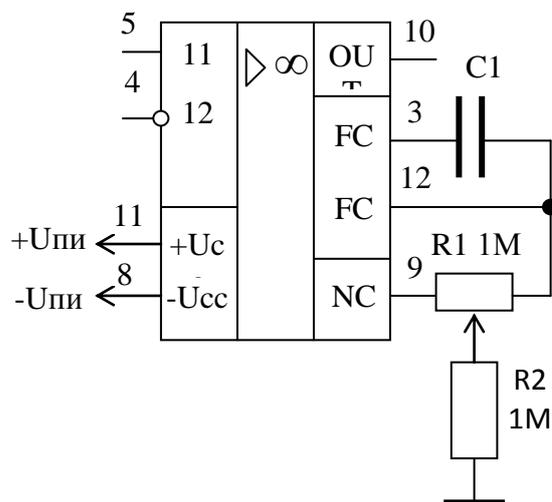


Рис. 2.20. Схема включения К553УД2

В таблицах 2.10 и 2.11 приведены назначение выводов и основные характеристики К553УД2.

Таблица 2.10

Назначение выводов К553УД2

3	Коррекция
4	Инвертирующий вход
5	Неинвертирующий вход
6	Минус источника питания
9	Балансировка
10	Выход
11	Плюс источника питания
12	Коррекция, Балансировка
1,2,7,8,13,14	Не используются

Таблица 2.11

Основные характеристики К553УД2

Напряжение питания (номинальное)	$\pm 15\text{В}$
Напряжение питания (допустимое)	$\pm 13,5.. \pm 16,5\text{В}$
Ток потребления, не более	$\pm 6,0\text{мА}$
Максимальное выходное напряжение ($U_{\text{пит}} = \pm 15\text{В}$)	$\pm 10\text{В}$
Максимальное синфазное входное напряжение	10В
Максимальное дифференциальное входное напряжение	10В
Напряжение смещения нуля	$\pm 7,5\text{мВ}$
Входной ток, не более	$\pm 1,5\text{мкА}$
Разность входных токов, не более	$\pm 0,5\text{мкА}$
Коэффициент усиления напряжения	> 20000
Минимальное сопротивление нагрузки	2КОм
Частота единичного усиления	1МГц
Коэффициент ослабления синфазных помех	$> 70\text{дБ}$
Скорость нарастания напряжения	0,5В/мкс
Корпус	DIP-14
Аналоги	LM201N

Микросхема КР140УД6 представляет собой операционный усилитель средней точности с высоким усилением, малым входным током, внутренней частотной коррекцией и защитой выхода от короткого замыкания. Корпус КР140УД6 типа 301.8-2 приведен на рис. 2.21, масса не более 1,3 г.

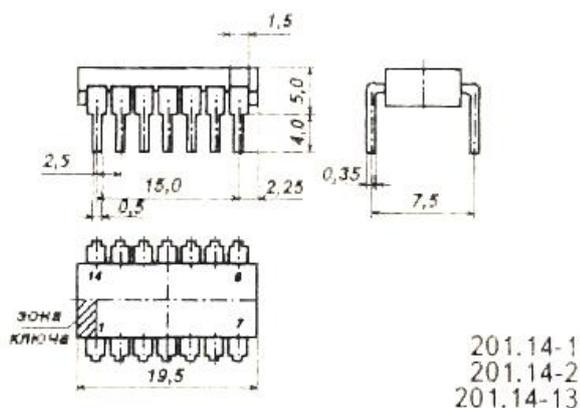


Рис. 2.21. Корпус КР140УД6

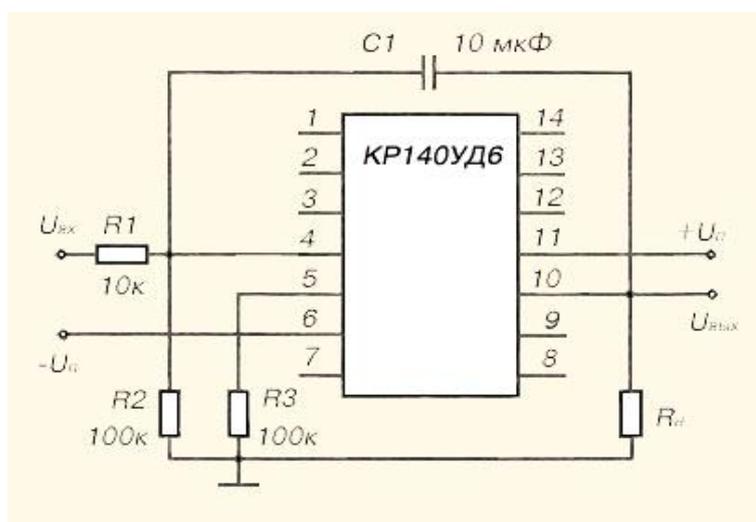


Рис. 2.22. Типовая схема включения КР140УД6

В таблицах 2.12, 2.13 и 2.14 приведены назначение выводов и основные характеристики КР140УД6.

Таблица 2.12 Назначение выводов КР140УД6

1,5	Балансировка
2	Вход инвертирующий
3	Вход неинвертирующий
4	Напряжение питания $+U_{п}$
6	Выход
7	Напряжение питания $+U_{п}$

Таблица 2.13 Электрические параметры КР140УД6

1	Напряжение питания	$\pm 15 \text{ В} \pm 10\%$
2	Выходное напряжение	не менее 11 В
3	Напряжение смещения нуля	$\pm 10 \text{ мВ}$
4	Входной ток	не более 100 нА
	Разность входных токов	не более 25 нА
6	Ток потребления	не более 4 мА
7	Коэффициент усиления напряжения	не менее 30000
8	Входное сопротивление	1 МОм
9	Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений	не менее 70 дБ
10	Скорость нарастания входного напряжения	не менее 0,5 В
11	Частота единичного усиления	не менее 0,35 МГц

Таблица 2.14 Предельно допустимые режимы эксплуатации

1	Напряжение питания	$\pm (5...18) \text{ В}$
2	Входное синфазное напряжение	$\pm 15 \text{ В}$
3	Входное дифференциальное напряжение	не более 30 В
4	Температура окружающей среды	$-10...+70 \text{ }^\circ \text{C}$

Микросхема К153УД6 представляет собой операционный усилитель средней точности, являющийся усовершенствованной модификацией усилителя К153УД2. Содержат 36 интегральных элементов. Корпус К153УД6 типа 301.8-2, масса не более 1,5 г.

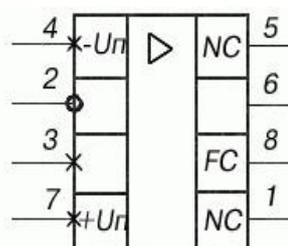


Рис. 2.23. Условное графическое обозначение ИМС К153УД6

В таблицах 2.15, 2.16 и 2.17 приведены назначение выводов и основные характеристики К153УД6.

Таблица 2.15 Назначение выводов К153УД6

1	Балансировка, коррекция
2	Инвертирующий вход
3	Неинвертирующий вход
4	Напряжение питания ($-U_{п}$)
5	Балансировка
6	Выход
7	Напряжение питание ($+U_{п}$)
8	Коррекция

Таблица 2.16 Электрические параметры К153УД6

1	Номинальное напряжение питания	$\pm 15 \text{ В} \pm 10 \%$
2	Максимальное выходное напряжение при $U_{п} = \pm 15 \text{ В}$, $U_{вх} = 0,1 \text{ В}$, $R_{н} = 2 \pm 0,04 \text{ кОм}$	$\leq \pm 10 \text{ В}$
3	Напряжение смещения нуля при $U_{п} = \pm 15 \text{ В}$, $R_{н} \leq 10 \text{ кОм}$	$\leq 2 \text{ мВ}$
4	Средний входной ток при $U_{п} = \pm 15 \text{ В}$, $R_{н} \leq 10 \text{ кОм}$	$\leq 75 \text{ нА}$
5	Разность входных токов при $U_{п} = \pm 15 \text{ В}$	$\leq 10 \text{ нА}$
6	Ток потребления при $U_{п} = \pm 15 \text{ В}$, $R_{н} \leq 10 \text{ кОм}$	$\leq 3 \text{ мА}$
7	Коэффициент усиления напряжения при $U_{п} = \pm 15 \text{ В}$, $R_{н} = 2 \pm 0,04 \text{ кОм}$,	≤ 50000
8	Скорость нарастания выходного напряжения	$0,5 \text{ В/мкс}$
9	Время установления выходного напряжения	2 мкс
10	Входное сопротивление	$\leq 1500 \text{ кОм}$
11	Выходное сопротивление	300 Ом
12	Коэффициент ослабления синфазных входных напряжений при $U_{п} = \pm 15 \text{ В}$, $R_{н} \leq 10 \text{ кОм}$	$\leq 80 \text{ дБ}$
13	Коэффициент влияния нестабильности источников	$\leq 35 \text{ Мкв/В}$

	питания на напряжение смещения нуля	
14	Средний температурный дрейф напряжения смещения нуля при $U_{\text{п}} = \pm 15 \text{ В}$, $R_{\text{н}} \leq 10 \text{ кОм}$	$\leq 15 \text{ мкВ/}^\circ \text{С}$
15	Средний температурный дрейф разности входных токов при $U_{\text{п}} = \pm 15 \text{ В}$, $R_{\text{н}} \leq 10 \text{ кОм}$	$\leq 0,2 \text{ нА/}^\circ \text{С}$

Таблица 2.17 Предельно допустимые режимы эксплуатации К153УД6

1	Напряжение питания	13,5...16,5 В
2	Входное напряжение	$\pm 30 \text{ В}$
3	Синфазные входные напряжения	$\pm 12 \text{ В}$
4	Сопротивление нагрузки при $U_{\text{вых}} \leq 10 \text{ В}$	$\leq 2 \text{ кОм}$
5	Статический потенциал	100 В
6	Температура окружающей среды	- 45...+ 85 $^\circ \text{С}$

К554СА3А - популярный компаратор напряжения. Имеет два выхода - с открытым коллектором и открытым эмиттером. Микросхема К554СА3А выпускается в пластиковом корпусе типа DIP-14, однако имеет ряд аналогов в 8-выводных корпусах, как в пластиковых, так и в металло-стеклянных.

Компаратор К554СА3А осуществляет переключение выходного напряжения, когда изменяющийся входной сигнал становится выше или ниже определенного уровня. Компаратор принадлежит к классу формирователей, предназначенных для перехода от аналоговых сигналов к цифровым. Поэтому оконечные каскады компараторов обычно конструируют таким образом, чтобы выходное напряжение соответствовало бы принятым логическим уровням распространенных цифровых микросхем. Универсальный компаратор напряжения К554СА3А может питаться от разнообразных источников питания как от $\pm 5 \dots \pm 15 \text{ В}$ так и от однополярных, например, только от +5В или -30В. В связи с этим применение компаратора К554СА3А может быть разнообразным.

Компаратор К554СА3А имеет два выхода: открытый коллектор (вывод 9) и эмиттерный (вывод 2). Из-за приведенных особенностей он может подключаться к любым цифровым микросхемам умеренного быстродействия. Выходной ток К554СА3А также достаточен для подключения реле.

В таблицах 2.18, 2.19 и 2.20 приведены назначение выводов и

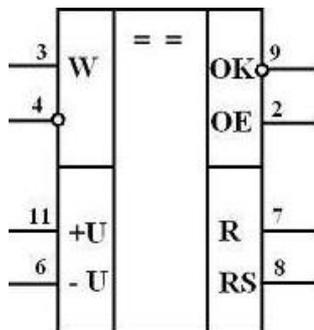


Рис. 2.24. Условное графическое обозначение ИМС К554СА3А
основные характеристики К554СА3А.

Таблица 2. 18 Назначение выводов К554СА3А

2	выход-коллектор
3	прямой вход
4	инверсный вход
6	-Uип2
7	баланс
8	баланс, строб
9	выход-эмиттер ("земля")*
11	+Uип1

Таблица 2.19 Электрические параметры К554СА3А

Uип1.номинальное	+15В±10%
Uип2.номинальное	-15В±10%
Ток потребления от Uип1, не более	6мА

Ток потребления от Uип2, не более	5мА
Напряжение смещения, не более	3В
Средний входной ток, не более	100нА
Разность входных токов, не более	10нА
Коэффициент усиления, не менее	$1,5 \cdot 10^5$
Падение напряжения на выходе в открытом состоянии, не более	1,5В
Время задержки переключения выходного сигнала, не более	300нС (200нС)

Таблица 2.20 Предельно допустимые режимы эксплуатации К554СА3А

Uип1	+16,5В
Uип2	-16,5В
Напряжение между выводами 2 и 11	4,5..33В
Синфазное входное напряжение	$\pm 15В$
Предельное входное напряжение	30В
Напряжение между выводами 9 и 2	33В
Мощность рассеивания при $T < 75 \text{ }^\circ\text{C}$	500мВт
Диапазон рабочих температур	-45..+85 $^\circ\text{C}$

3. Расчетная часть

3.1. Расчет надежности вычислителя импульсной переходной функции ЛСАУ

Общепринятые методы оценки надежности электронных устройств основаны, как правило, на использовании информации, полученной в результате статистических испытаний компонентов (деталей) аппаратуры.

Появление интегральных микросхем и их внедрение в аппаратуру существенно изменили подход к вопросам обеспечения и контроля надежности электронных схем и их деталей. Эксплуатационная интенсивность отказов, выпускаемых в настоящее время интегральных микросхем, может составлять 10^{-7} час⁻¹, а совершенствование технологии и исследование специальных методов отбраковки интегральных микросхем, позволяет довести этот показатель до 10^{-8} - 10^{-9} час⁻¹.

Опыт эксплуатации систем, реализованных с применением изделий интегральной техники, выявил следующие типы отказов:

- разрывы соединений между контактной зоной на поверхности подложки интегральной микросхемы и выводами корпуса;
- разрывы соединений печатной платы с каким-либо выводом корпуса;
- нарушение соединений (типа "обрыв") металлизации внутри интегральной микросхемы;
- дефекты однослойной печатной платы;
- нарушение типа "короткое замыкание" соединений (металлизации) внутри интегральной микросхемы вследствие дефектов травления при изготовлении контактных площадок и нарушения целостности подложки.

Обращает на себя внимание, и то, что надежность аппаратуры может определяться такими ее "пассивными деталями", как многослойная печатная плата, сварной паяный (в нашем случае паяный) или термокомпрессионный контакт, и значительно в меньшей степени зависят от интегральной

микросхемы как таковой (т.е. от активного прибора, выполненного в твердом теле).

Компонентами надежности считают составные части аппаратуры на основе интегральных схем:

- термокомпрессионные внутрисхемные контакты;
- сварные внутрисхемные контакты;
- сварные или паяные внешние контакты с печатной платой;
- золотые или медные проводники, используемые при внутрисхемных соединениях с выводами корпуса;
- внутрисхемный монтаж (металлизация);
- многослойные печатные платы;
- герметичность корпуса интегральной микросхемы;
- целостность и однородность подложки;
- дефекты в твердом теле (корпуса интегральных микросхем);
- состояние поверхности подложки интегральной микросхемы (качество обработки, защита).

Расчет надежности цифровых устройств при проектировании подразделяется на два этапа:

- ориентировочный расчет;
- расчет надежности с учетом режимов работы.

При выполнении ориентировочного расчета исходят из следующих положений.

1. Отказы отдельных компонентов схемы приводят к отказу всего узла цифрового устройства и представляют собой независимые случайные события.

2. Закон изменения вероятности при внезапных отказах - экспоненциальный, т.е. интенсивность отказов компонентов и узлов цифрового устройства не зависит от времени и является постоянной величиной.

3. Все однотипные компоненты и узлы равнонадежны.

4. Учет влияния условий работы не производится, считая, что цифровое устройство работает в номинальном режиме, предусмотренном техническими условиями.

При этом для определения надежности необходимо знать:

- вид соединения компонентов и узлов (параллельный или последовательный вид соединения);
- тип компонентов, входящих в цифровое устройство, число компонентов каждого типа;
- величины интенсивности отказов компонентов λ_i , входящих в состав цифрового устройства.

Непосредственно в данной выпускной работе проведен ориентировочный расчет надежности вычислителя импульсной переходной функции ЛСАУ.

При этом были проделаны следующие пункты расчета:

1. Сгруппированы однотипные компоненты (резисторы, микросхемы, диоды и т.д.).
2. Выбраны соответствующие значения интенсивности отказов по каждой из групп компонентов.
3. Определена для цифрового устройства, состоящего из r групп компонентов, общая интенсивность отказов λ по формуле:

$$\lambda = \sum_{i=1}^r N_i \lambda_i, \quad (3.1)$$

где N_i - количество компонентов элемента; λ_i - интенсивность отказов i -го компонента.

Для проведения расчета надежности, с учетом всех требований, перечисленных выше, была составлена программа на языке Borland Pascal for Windows, текст программы и результаты ее выполнения приведены ниже.

В программе рассчитывались следующие основные показатели надежности:

1. Вероятность безотказной работы

$$P(t) = e^{-\lambda t}, \quad (3.2)$$

где t - время работы.

2. Время наработки на отказ

$$T_0 = 1/\lambda. \quad (3.3)$$

3. Коэффициент готовности

$$K_r = \frac{T}{T + T_B}, \quad (3.4)$$

где: T - общее время работы устройства;

$T_B = T_L + T_{II}$ - время восстановления;

T_L - время локализации неисправности;

T_{II} - время устранения неисправности.

4. Коэффициент технического использования

$$K_m = \frac{T}{T + T_B + T_{II}}, \quad (3.5)$$

где T_{II} - время профилактики.

Исходные данные для расчета надежности систематизированы в таблице 3.5.

Таблица 3.5

№	Наименование компонентов	Количество N_i	Интенсивность отказов		Произведение $N_i \lambda_i \cdot 10^{-6} \text{ ч}^{-1}$
			λ_i	10^{-6} ч^{-1}	
1	БИС сумматора	5	0.7		3.5
2	Схема ускоренного переноса	1	0.5		0.5
3	Операционные усилители	7	0.5		3.5
4	Компаратор	1	0.5		0.5
5	Логические элементы	40	0.2		8
6	Триггеры	5	0.5		2.5
7	Микросхемы памяти	4	0.7		2.8
8	Счетчики	19	0.9		1.71

9	Регистры	3	0.9	2.7
10	Дешифраторы	2	0.9	1.8
11	Резисторы	150	0.01	1.5
12	Конденсаторы	15	0.03	0.45
13	Транзисторы	3	0.07	0.21
14	Диоды	7	0.05	0.35
15	Переключатели	3	0.01	0.03
16	Пайка	27000	0.001	27
17	Плата	3	0.01	0.03
18	Разъем	4	0.01	0.04
Итого				$57.12 \times 10^{-6} \text{ ч}^{-1}$

Листинг программы расчета надежности

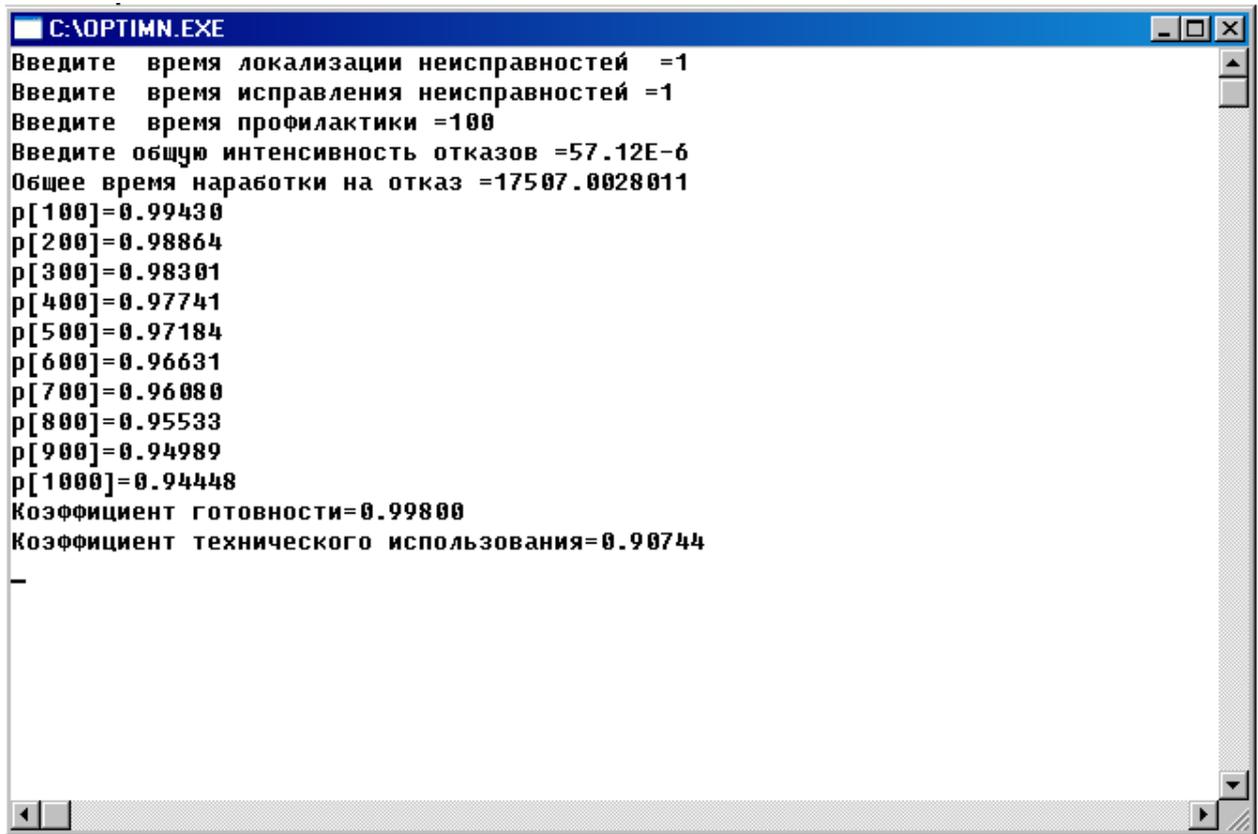
вычислителя импульсной переходной функции ЛСАУ

```
uses WinCrt;
var
p,t:array [1..10] of extended;
i: integer;
l0,t0,t1,t2,t3,t5,k1,k2:real;
begin
clrscr;
t0:=1000;
write('Введите время локализации неисправностей =');
readln(t1);
write('Введите время исправления неисправностей =');
readln(t2);
write('Введите время профилактики =');
readln(t3);
write('Введите общую интенсивность отказов =');
readln(l0);
t5:=1/l0;
writeln('Общее время наработки на отказ =',t5:7:7);
for i:=1 to 10 do
begin
t[i]:= 100+(i-1)*100;
p[i]:=exp(-t[i]*l0);
writeln('p[' ,t[i]:3:0, ']=' ,p[i]:1:5);
end;
k1:=t0/(t1+t2+t0);
k2:=t0/(t1+t2+t3+t0);
writeln('Коэффициент готовности=',k1:1:5);
writeln('Коэффициент технического использова-
ния=',k2:1:5);
```

```
readln;
```

```
end.
```

Листинг работы программы расчета надежности вычислителя импульсной переходной функции ЛСАУ



```
C:\OPTIMN.EXE
Введите время локализации неисправностей =1
Введите время исправления неисправностей =1
Введите время профилактики =100
Введите общую интенсивность отказов =57.12E-6
Общее время наработки на отказ =17507.0028011
p[100]=0.99430
p[200]=0.98864
p[300]=0.98301
p[400]=0.97741
p[500]=0.97184
p[600]=0.96631
p[700]=0.96080
p[800]=0.95533
p[900]=0.94989
p[1000]=0.94448
Коэффициент готовности=0.99800
Коэффициент технического использования=0.90744
```

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные в выпускной работе результаты, сводятся к следующему.

1. Произведен анализ основных положений теории статистической идентификации динамических систем, на основе которого показаны основные преимущества использования тестовых сигналов специальной формы при решении задачи идентификации.
2. Определено, что перспективным является применение генератора M-последовательностей в сочетании с универсальной линией задержки в составе аппаратуры статистической идентификации динамических систем.

3. Осуществлена разработка структурной схемы вычислителя импульсной переходной функции ЛСАУ.
4. Разработаны цифровые и аналоговые блоки вычислителя импульсной переходной функции ЛСАУ для статистической идентификации линеаризованных динамических систем в режиме нормального функционирования, имеющие высокую универсальность, повышенное быстродействие и точность решения задачи идентификации.
5. Произведен расчет основных показателей надежности вычислителя импульсной переходной функции ЛСАУ, показавший высокую степень надежности и ремонтпригодности разработанного вычислителя импульсной переходной функции ЛСАУ.

Литература

1. Каримов И.А. Узбекистан на пороге достижений независимости. - Ташкент: Узбекистон нашриёти, 2011.
2. Цыпкин Я. З. Основы информационной теории идентификации. - М.: Наука, 1984.
3. Райбман Н.С, Чадеев В.М. Построение моделей процессов производства. - М.: Энергия, 1975
4. Штейнберг Ш.Е. Идентификация в системах управления. - М.: Энергоатомиздат, 1987.
5. Лебедев А.Н., Недосекин Д.Д., Стеклова Г.А., Чернявский Е.А. Методы цифрового моделирования и идентификации случайных процессов в информационно-измерительных системах. - Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1988.
6. Льюнг Л. Идентификация систем. Теория для пользователя. - М.: Наука, 1991.
7. Дейч А.М. Методы идентификации динамических объектов. - М.: Энергия, 1994.
8. Верлань А.Ф. Приложения интегральных динамических моделей // Научный журнал Кимёвий технология назорат ва бошқарув, Ташкент, №1, 2009.
9. Тихонов А.Н., Арсенин В. Я. Методы решения некорректных задач. - М. Наука, 1986.
10. Элементы теории испытаний и контроля технических систем/В.Н. Городецкий, А. К. Дмитриев, В.М. Марков и др. Под ред. Р. М. Юсупова. - Л.: Энергия, 1978.
11. Василенко Г. И., Тараторин А.М. Восстановление изображений. - М. : Радио и связь, 1986.
12. Тихонов А. Н., Гончарский А. В., Степанов В.В., Ягола А. Г. Регуляризирующие алгоритмы и априорная информация. - М.: Наука, 1983.

13. Грановский В. А. Динамические измерения. Основы метрологического обеспечения. - Л. : Энергоатомиздат, 1984.
14. Гроп Д. Методы идентификации систем: Пер. с англ. - М. : Мир, 1979.
15. Моделирование процессов и систем: Учебное пособие / В.Л. Волков; Нижегород. Гос. Техн. Ун-т. Н. Новгород, 2005.
16. Волков В.Л. Моделирование процессов и систем в приборостроении. Учебное пособие для студентов технических специальностей дневной, вечерней и заочной форм обучения / Арзамас, АПИ НГТУ, 2008.
17. Пулков К.А., Капалин В. Н., Ющенко А.С. Функциональные ряды в теории нелинейных систем. - М.: Наука, 1976.
18. Катковник В. Я. Непараметрическая идентификация и сглаживание данных. - М.: Наука, 1985.
19. Бессонов А. А., Загашвили Ю. В., Маркелов А.С. Методы и средства идентификации динамических объектов. - Л: Энергоатомиздат, 1989.
20. Маклюков М. И., Прогиононов В. А. Применение аналоговых интегральных схем в вычислительных устройствах. - М.: Энергия, 1980.
21. Федоров Р.Ф., Яковлев В.В., Добрис Г.В. Стохастические преобразователи информации. - Л.: Машиностроение, 1988.
22. Методы классической и современной теории автоматического управления. Том 2. Статистическая динамика и идентификация систем автоматического управления / Под ред. К.А.Пупкова. - М.: Изд-во МГТУ Баумана, 2004.
23. Яковлев В.В., Федоров Р.Ф. Стохастические вычислительные машины. - Л.: Машиностроение, 1987.
24. Павлов С. П. Охрана труда в радиоэлектронной промышленности. - М.: Радио и связь, 1985.
25. Ганиев. С. И. Электрон хисоблаш машиналари ва системалари. - Укитувчи, 1990.
26. Глушко В.М. Глушков В.М. Синтез конечных автоматов. - М. 1962.

27. Хвоц С.Т., Варшинский Н.Н., Попов Е.А. Микропроцессоры и микро-ЭВМ в системах автоматического управления: Справочник/ Под ред. С.Т. Хвоца. - Л.: Машиностроение, 1987.
28. Прангшвили И.В. Микропроцессоры и локальные сети микроЭВМ в распределенных системах управления.- М.: Энергоатомиздат, 1985.
29. Интегральные микросхемы и их зарубежные аналоги: Справочник. Том 2. / А. В. Нефедов. - М.:ИП РадиоСофт, 1999.
30. Отечественные микросхемы и зарубежные аналоги: Справочник. Перельман Б.Л., Шевелев В.И. «НТЦ Микротех», 1998.
31. Интегральные микросхемы: Справочник. Тарабрин Б.В., Лунин Л.Ф., Смирнов Ю.Н. «Радио и связь», 1983.