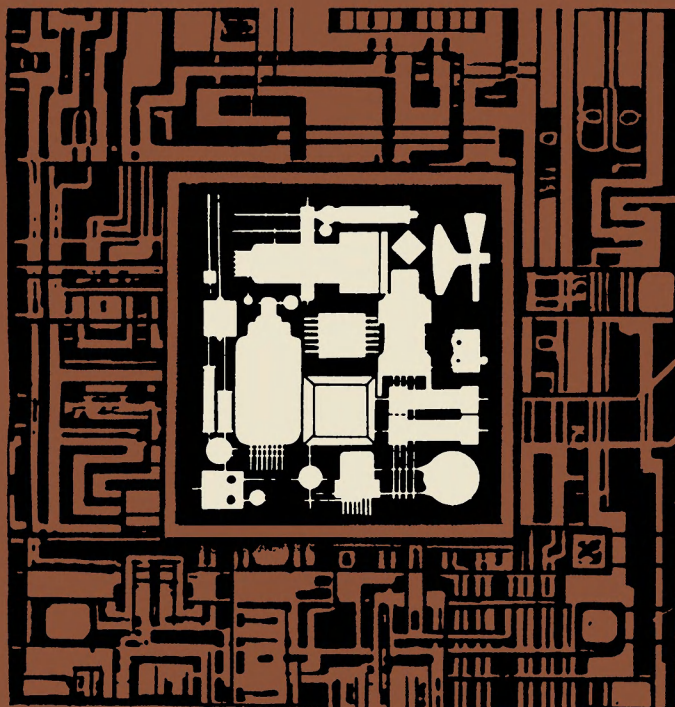


МАССОВАЯ БИБЛИОТЕКА ИНЖЕНЕРА

ЭЛЕКТРОНИКА

20

ИЗМЕРЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ
ПАРАМЕТРОВ
ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ



МАССОВАЯ БИБЛИОТЕКА ИНЖЕНЕРА

ЭЛЕКТРОНИКА

В. С. Сапрыкин, Н. И. Кузнецов,
Н. И. Докучаев, Б. В. Острецов

ИЗМЕРЕНИЕ
ДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ
ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ



МОСКВА «СОВЕТСКОЕ РАДИО» 1979



Scan AAW

ББК 32.842

С 19

УДК 621.382.82;621.317.7

С19 Измерение динамических параметров интегральных схем/ В. С. Сапрыкин, Н. И. Кузнецов, Н. И. Докучаев, Б. В. Острецов. — М.: Сов. радио, 1979. — 104 с., ил. — (Массовая библиотека инженера «Электроника»).

30 к.

Систематизированы методы измерения динамических параметров интегральных схем по основным принципам измерений: временной развертки, стробоскопическому, интегральному, временной трансформации и расширения импульсов.

Брошюра рассчитана на широкий круг специалистов, связанных с измерением динамических параметров ИС, а также на преподавателей и студентов вузов.

С 30407-023
046(01)-79 43-79 2403000000

ББК 32.842

6Ф0.3

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

В. М. Пролейко (отв. редактор), *К. А. Валиев, В. М. *Вальков, А. А. Васенков, Б. Ф. Высоцкий, В. И. Котиков, И. В. Лебедев, Э. А. Лукин, В. П. Лукьянов, А. Ю. Малинин, Ю. Р. Носов, В. Ф. Садов, В. И. Стафеев, В. Н. Сретенский* (зам. отв. редактора), *Ю. Б. Степанов, Г. Г. Татаровская, А. Ф. Трутко, В. Н. Филатов*

Редакция литературы по электронной технике

ИБ № 462

ВЛАДИМИР СТЕПАНОВИЧ САПРЫКИН
НИКОЛАЙ ИЛЬИЧ КУЗНЕЦОВ
НИКОЛАЙ ИВАНОВИЧ ДОКУЧАЕВ
БОРИС ВЛАДИМИРОВИЧ ОСТРЕЦОВ

Измерение динамических параметров интегральных схем

Редактор Л. В. Голованова Художественный редактор А. Н. Алтунин
Технический редактор И. В. Орлова Корректор И. Г. Зыкова

Сдано в набор 16.08.78 Подписано в печать 02.01.79 Т-03104

Формат 84×108/32 Бумага типографская № 2

Гарнитура литерат. Печать высокая. Объем 5,46 усл. печ. л.

6,26 уч.-изд. л. Тираж 16 000 экз. Зак. 797 Цена 30 к.

Издательство «Советское радио», Москва, Главпочтамт, а/я 693

Московская типография № 10 «Союзполиграфпрома»
Государственного Комитета СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли.
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

© Издательство «Советское радио», 1979 г.

Предисловие

Известно, что интегральные схемы (ИС), работающие в наносекундном диапазоне и входящие в состав радиоэлектронной аппаратуры, характеризуются динамическими параметрами. Измерение динамических параметров ИС позволяет оценить их качество и, учитывая их инерционность, рассчитать временные диаграммы логических устройств, построенных на ИС. Инерционность ИС при их работе определяется длительностью переходных процессов включения и выключения диодов и транзисторов, составляющих схему, величинами входной и выходной емкостной и индуктивной составляющих нагрузок, внутренних емкостей, обусловленных структурой ИС. Например, такие временные параметры, как время задержки включения и выключения ИС $t^{10\%}$, $t^{90\%}$, объясняются наличием паразитных LC -цепей, а также процессов накопления и рассасывания неосновных носителей заряда в базовых областях активных приборов, составляющих ИС.

Если величины данных временных параметров превысят нормы, установленные в технических условиях на данную ИС, то это может привести к нарушению синхронности работы отдельных каскадов быстродействующей аппаратуры и, в конечном счете, к ненадежной работе всей аппаратуры. Поэтому несомненный практический интерес представляет рассмотрение и анализ методов измерения динамических параметров ИС в наносекундном диапазоне и на их основе разработка рекомендаций по использованию наиболее перспективных из них при конструировании контрольно-измерительной аппаратуры для контроля определенных динамических параметров ИС. Решению этих вопросов посвящена настоящая работа.

Для облегчения дальнейшего восприятия материала под динамическими параметрами следует понимать временные параметры, характеризующие быстродействие ИС, а также амплитуду измеряемого импульса.

Брошюра состоит из трех глав. Главы 1 и 2 включают классификацию и описание основных методов измере-

ния временных и амплитудного параметров одиночных и повторяющихся импульсов наносекундной длительности на входах и выходах интегральных схем. Наиболее интересные узлы и элементы структурных схем рассмотрены подробно со ссылкой на принципиальные схемы.

В главе 3 дан краткий обзор основных технологических характеристик некоторых моделей отечественной и зарубежной контрольно-измерительной аппаратуры, предназначенной для измерения статических, динамических параметров и проверки на функционирование ИС с малой, средней и высокой степенью интеграции. На основе анализа результатов обзора характеристик моделей аппаратуры сделаны обобщающие выводы о больших измерительных возможностях данной аппаратуры и принципах построения последней.

Таким образом, в брошюре впервые сделана попытка систематизировать материал по измерению динамических параметров интегральных схем. При этом основное внимание уделено наиболее перспективным методам измерения как временных, так и амплитудного параметров ИС в наносекундном диапазоне. Именно этим вопросам, несмотря на их актуальность, в литературе по радиоэлектронным измерениям отводится неоправданно малое место.

Авторы выражают благодарность канд. техн. наук В. И. Игнатенко за ценные замечания по содержанию книги.

Замечания и пожелания следует направлять по адресу: Москва, Главпочтамт, а/я 693, Издательство «Советское радио».

1. Измерение временных параметров ИС в наносекундном диапазоне

Временные параметры ИС подразделяются на следующие:

$t^{10_з}$, $t^{01_з}$ — время задержки включения и выключения ИС;

$t^{10_ф}$, $t^{01_ф}$ — время фронтов импульса;

t_{II} — длительность входного или выходного импульса, измеренная на установленных уровнях отсчета;

T_{II} — период следования импульсов.

В настоящее время известно пять основных принципов измерения временных параметров ИС: временной развертки, неосциллографический, стробоскопический, интегральный, временной трансформации. В свою очередь на каждом из принципов основан ряд методов измерения временных параметров ИС (рис. 1).

1.1. Принцип временных разверток

Этот принцип основан на измерении геометрического расстояния между интервальным и опорным импульсами, пропорционального измеряемому временному интервалу, при различных видах развертки электронного луча на экране ЭЛТ и используется в следующих методах.

Метод калиброванной линейной развертки является разновидностью метода, используемого в импульсных осциллографах и отличается от него, главным образом, линейной и калиброванной по длительности разверткой [1]. Данный метод применяется для измерения временных интервалов между опорным (О) и интервальным (И) импульсами (рис. 2,а). Изображение опорного импульса получается в начале развертки. Из набора имеющихся в наличии калиброванных фиксированных величин длительностей развертки устанавливается такая величина, при которой на экране электронно-лучевой трубки (ЭЛТ) видны изображения обоих импульсов: опорного и интервального, разнесенные на максимально возможное рас-

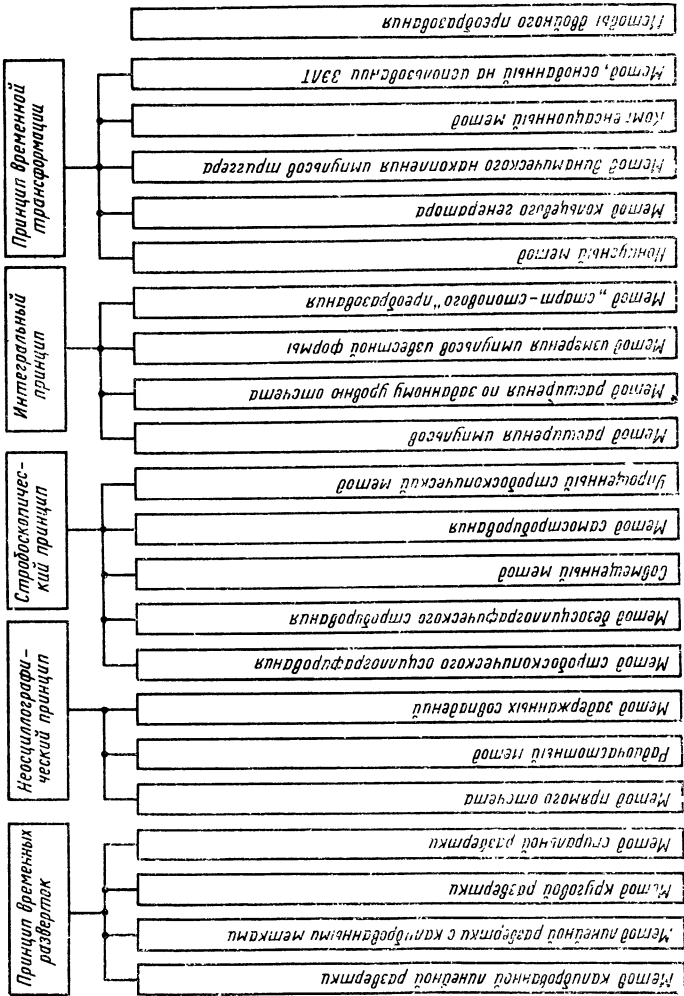


Рис. 1. Классификация принципов измерения временных параметров интегральных схем в наносекундном диапазоне длительностей импульсов.

стояние l . Последнее измеряется с помощью масштабной сетки, установленной перед экраном ЭЛТ. В виду того, что скорость развертки $v_{\text{разв}}$ известна, измеряемый временной интервал Δt определяется однозначно по формуле

$$\Delta t = l / v_{\text{разв}}. \quad (1)$$

Метод линейной развертки с калиброванными метками предполагает использование некалиброванной линейной развертки [1]. Измеряемый временной интервал определяется по числу калибровочных импульсов или меток, помещающихся на экране ЭЛТ между опорным и интервальным импульсами.

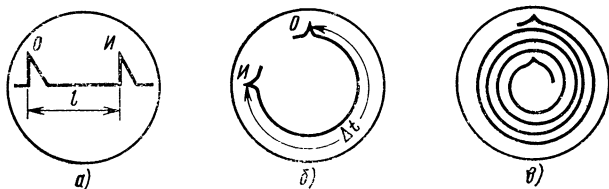


Рис. 2. Методы, использующие принцип временных разверток: а — калиброванная линейная; б — круговая; в — спиральная.

Метод круговой развертки основан на движении луча по окружности экрана ЭЛТ [1]. Так как длина окружности экрана в π раз больше его диаметра, при одинаковых измеряемых временных интервалах геометрическое расстояние между изображениями опорного и интервального импульсов на окружности получится значительно большим (рис. 2, б), чем на прямой линии при линейной развертке. При данном методе в момент появления опорных и интервальных импульсов на управляющем электроде ЭЛТ на экране появляются четкие изображения двух ярких светящихся точек. За один период следования синусоидального напряжения луч ЭЛТ описывает полную окружность, а за измеряемый временной интервал он переместится на угол ϕ . Измерив угол между этими светящимися точками с помощью специальной шкалы, можно определить величину временного интервала по формуле

$$\Delta t = T_{\pi} \phi / 360. \quad (2)$$

Метод спиральной развертки использует то обстоятельство, что к моменту подачи на вход прибора интер-

вального импульса, запаздывающего по отношению к опорному на определенный временной интервал, луч успевает пройти некоторую часть спирали на экране ЭЛТ [1]. Измеряемый временной интервал определяется по числу полных витков и части неполного витка, разделяющих опорный и интервальный импульсы, так как известно время, за которое луч проходит виток (рис. 2,в). Осциллограммы, получаемые на экране ЭЛТ, регистрируются с помощью фотографирования на пленку. Метод спиральной развертки имеет наилучшие характеристики по сравнению с другими методами, которые рассмотрены выше. С помощью этого метода можно измерить временные интервалы в диапазоне 0—250 мкс с разрешающей способностью 0,03 мкс.

Следует отметить, что основными недостатками методов, использующих принцип временных разверток, являются: невозможность автоматизации измерений; калиброванные развертки должны обладать высокой линейностью, которую очень сложно реализовать; вследствие применения визуального отсчета погрешность измерения имеет существенную величину.

1.2. Неосциллографический принцип

Этот принцип основан на прямом счете коротких импульсов заполнения измеряемого временного интервала. Измерительные устройства, выполненные на этом принципе, имеют только цифровой выход. Принцип используется в следующих методах.

Метод прямого отсчета основан на дискретном преобразовании длительности измеряемого импульса $t_{и}$ в короткие калиброванные импульсы с малым фиксирован-

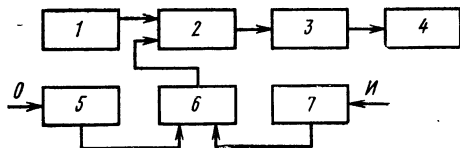


Рис. 3. Структурная схема метода прямого отсчета.

ном периодом следования $T_{п}$ путем заполнения интервала $t_{и}$ короткими импульсами и подсчета числа калибровочных импульсов [2]. Структурная схема представлена на рис. 3. Импульсы от генератора 1 поступают на первый вход временного селектора 2, затем — на

счетчик 3; после подсчета их число фиксируется на индикаторе 4 только при условии прихода на второй вход селектора 2 разрешающего импульса от триггера 6. Этот импульс на временной оси расположен между опорным и интервальным импульсами, которые усиливаются соответственно каналами 5 и 7.

Метод прямого отсчета характеризуется высокой производительностью, так как измерение параметра t_n происходит в реальном масштабе времени и не требуется многократного повторения измеряемого импульса. К недостаткам метода следует отнести значительную погрешность дискретности и трудность увеличения быстродействия пересчетных декад счетчика.

Радиочастотный метод использует режим ударного возбуждения кварцевых резонаторов для получения пакетов синусоидальных колебаний, «привязанных» к интервальным импульсам [3]. Как видно из рис. 4, опорные импульсы по каналу усиления 1 поступают на триггер 3, включающий схему запуска кварцевого резонатора 4. Пакеты колебаний, поступающие от кварцевого резонатора 6, подсчитываются счетчиком 7. После поступления интервального импульса по каналу усиления 2 срабатывает триггер 3. Он запускает схему остановки кварцевого резонатора 5, подсчет пакетов колебаний счетчиком 7 прекращается, а их число фиксируется индикатором 8.

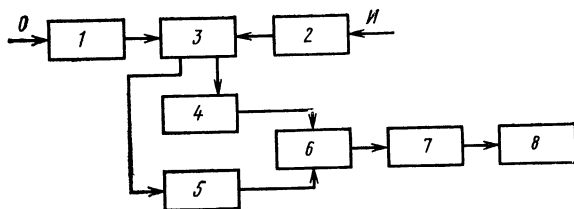


Рис. 4. Структурная схема радиочастотного метода.

Методу присущи следующие недостатки: повышенная погрешность дискретности, дополнительная погрешность измерения вследствие немоночастотности кварцевых резонаторов.

Метод задержанных совпадений [4]. На рис. 5 изображена структурная схема метода. Опорный импульс, поступая на первый вход триггера 2, переводит триггер в другое устойчивое состояние равновесия. При этом

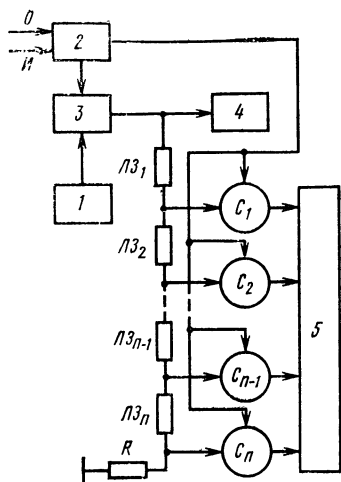


Рис. 5. Структурная схема метода задержанных совпадений.

импульсы от генератора 1 проходят через открытый клапан 3 и регистрируются счетчиком 4. Одновременно импульсы поступают на секционированную линию задержки $ЛЗ_1, \dots, ЛЗ_n$ и затем на входы схем совпадений $С_1, \dots, С_n$, у которых вторые входы заперты низким потенциалом, снимаемым со второго плеча триггера 2. Далее импульсы с выходов схем совпадений приходят на устройство дешифрирования и индикации 5. С приходом интервального импульса на второй вход триггера 2 последний переходит в новое устойчивое

состояние равновесия и запирает клапан 3. При этом счет импульсов, поступающих из клапана 3, прекращается.

Абсолютная погрешность данного метода определяется соотношением $T_{\text{п}}/n$, где $T_{\text{п}}$ — период следования импульсов генератора 1, n — число секций линии задержки.

1.3. Стробоскопический принцип

Этот принцип основан на том, что измеряемый импульс наносекундной длительности преобразуется в импульс с миллисекундной длительностью с помощью короткого стробирующего импульса, который сдвигается с каждым периодом измеряемого импульса в диапазоне развертки.

Метод осциллографического стробирования. Структурная схема метода [5, 6] показана на рис. 6. Измеряемый импульс поступает на входы Вх 1 и Вх 2 стробоскопического преобразователя с генератором стробирующих импульсов 1. На выходе преобразователя импульс соот-

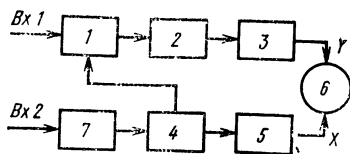


Рис. 6. Структурная схема метода стробоскопического осциллографирования.

ветствует по форме измеряемому, но растянут во времени в K раз. Импульс через коммутатор 2 подается на усилитель вертикального отклонения 3 и затем на индикатор 6. Импульс из синхронизатора 7 запускает устройство автосдвига и развертки 4, которое вырабатывает управляющий импульс для преобразователя 1 и ступенчатое напряжение, подаваемое на усилитель горизонтального отклонения 5. В последнем происходит суммирование «ступенек» напряжения. В результате на экране индикатора 6 образуется горизонтальная развертка, с помощью которой производят отсчет временных параметров измеряемого импульса.

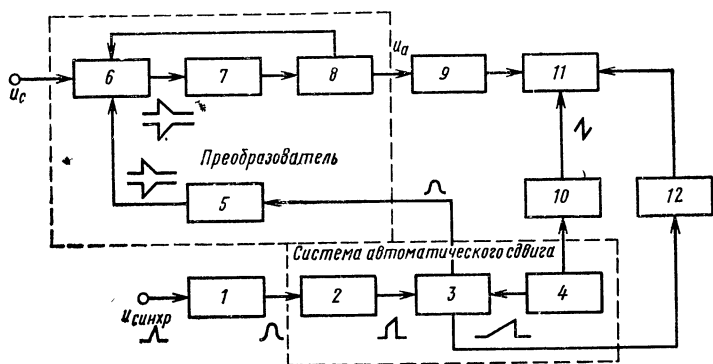


Рис. 7. Функциональная схема стробоскопического осциллографа: 1 — схема синхронизации; 2 — генератор «быстрого» пилообразного напряжения; 3 — схема сравнения; 4 — генератор «медленного» пилообразного напряжения; 5 — генератор строб-импульсов; 6 — смеситель; 7 — усилитель; 8 — расширитель импульсов (схема памяти); 9 — усилитель вертикального отклонения; 10 — усилитель горизонтального отклонения; 11 — электронно-лучевая трубка; 12 — каскад подсвета; u_c — напряжение сигнала; u_a — напряжение аналогового сигнала; $u_{\text{синхр}}$ — напряжение импульсов синхронизации.

Функциональная схема стробоскопического осциллографа приведена на рис. 7. Рассмотрим особенности практического выполнения функциональных блоков преобразователя стробоскопического осциллографа. Входное устройство осуществляет наиболее важную функцию: преобразование исследуемого сигнала в амплитудно-модулированную последовательность расширенных импульсов, несущих информацию о форме сигнала. Поэтому основные параметры преобразователя (полоса пропускания или время установления, чувстви-

тельность) в значительной мере определяются характеристиками входного устройства.

Входное устройство включает в себя смеситель и элементы, непосредственно формирующие стробирующие импульсы. Наибольшее практическое применение находят следующие схемы смесителей: однодиодная, двухдиодная (симметричная), мостовая схема симметричного смесителя и схема смесителя бегущей волны. Принципиальные схемы этих типов смесителей изображены соответственно на рис. 8, 10—12; а эпюры напряжений в контрольных точках, поясняющие работу схемы однодиодного смесителя, — на рис. 9.

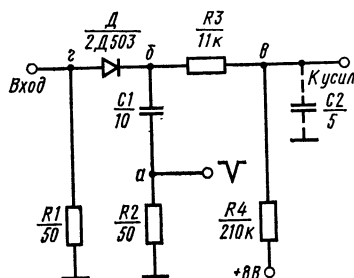


Рис. 8. Схема однодиодного смесителя с амплитудой строб-импульса около 9 В, длительностью 1 нс.

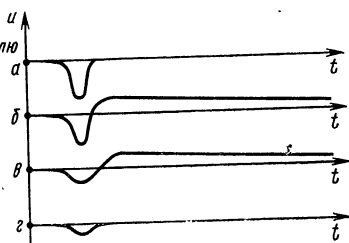


Рис. 9. Эпюры напряжений в точках а, б, в, з схемы рис. 8.

Строб-импульсы и сигналы подаются отдельно на анод и катод диода (рис. 8). Поэтому на входе схемы действует лишь небольшая часть напряжения строб-импульса, обусловленная падением напряжения на входном сопротивлении, и влияние его на исследуемую цепь незначительно. На рис. 10 смеситель представляет совокупность двух однодиодных схем с совмещенными попарно входными и выходными зажимами. В отсутствие сигнала на его входе приращения зарядов на конденсаторах $C1$ и $C'1$, возникающие под действием строб-импульсов, равны и противоположны по знаку; на выходе расширенные импульсы взаимно компенсируются, а напряжение равно нулю. Два диода, нормально запертые напряжениями, снимаемыми с делителя на резисторах $R4—R7$, одновременно отпираются строб-импульсами противоположной полярности. Строб-импульсы идентичны по форме, амплитуде и длительности; диоды оди-

наковы и напряжения смещения на них равны по абсолютной величине. При наличии сигнала симметрия плеч нарушается и на выходе смесителя возникает разностное напряжение в виде импульса с крутым фронтом и экспоненциальным спадом, с амплитудой, пропорциональной напряжению сигнала. На входе смесителя при условии симметрии схемы строб-импульсы взаимно компенсиру-

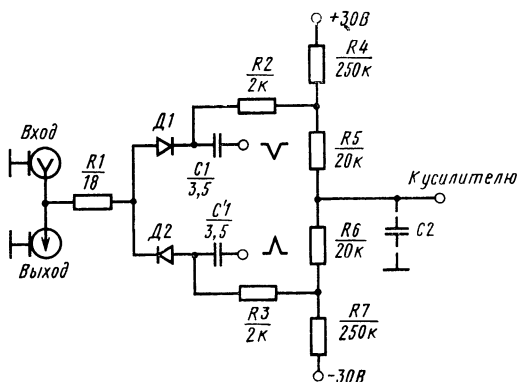


Рис. 10. Схема двухдиодного (симметричного) смесителя.

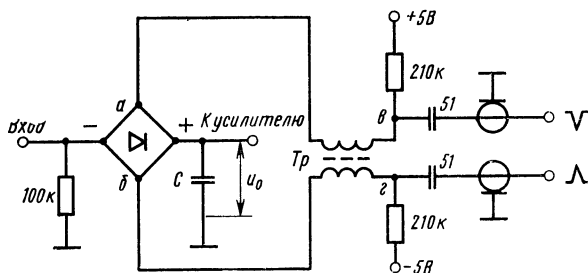


Рис. 11. Мостовая схема симметричного смесителя.

ются и подключение осциллографа не влияет на испытуемое устройство. В отличие от однодиодной схемы входное сопротивление симметричного смесителя может быть достаточно высоким, поскольку оно не связано с нагрузкой генератора строб-импульсов.

На рис. 11 показана симметричная схема смесителя, в которой используется мост из 4 диодов, подобранных попарно так, что в отсутствие сигнала напряжения на входе и выходе схемы равны нулю. На накопительном

конденсаторе C формируются расширенные импульсы. Схема работает следующим образом: когда ко входу смесителя приложено положительное напряжение (во время действия строб-импульса), потенциалы точек a и b диагонали моста повышаются. В результате конденсатор C заряжается до напряжения, пропорционального величине сигнала. По окончании строб-импульсов конденсатор медленно разряжается через обратное сопротивление диодов и входное сопротивление усилителя,

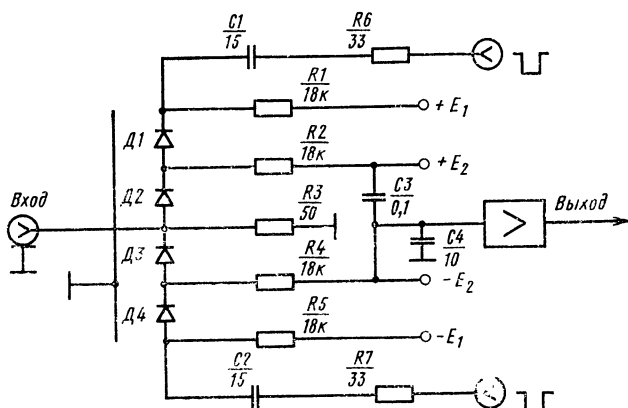


Рис. 12. Упрощенная схема смесителя типа бегущей волны.

образуя расширенный импульс. Трансформатор Tr в цепи передачи строб-импульсов выравнивает их амплитуды и выполняет функции однонаправленного элемента передачи. Рассмотренную схему применяют в стробоскопических осциллографах с полосой пропускания до 1—2 ГГц.

На рис. 12 изображен смеситель типа бегущей волны. Последовательно соединенные диоды включены в провод полосковой линии. Другим проводом является металлизированная поверхность диэлектрика, соединенная с корпусом прибора. В исходном состоянии диоды заперты. Поступающий на вход исследуемый сигнал поглощается в нагрузке $R3$. Вырабатываемые генератором управляющие импульсы, идентичные по форме и противоположные по знаку, открывая диоды, распространяются вдоль линии. На входе устройства они компенсируются. Длительность управляющих импульсов такова, что в течение некоторого промежутка времени открыты все диоды смесителя.

В это время исследуемый сигнал заходит в линию, разветвляясь на два направления. По окончании управляющего импульса диоды последовательно запираются (сначала $D1$ и $D4$, затем $D2$ и $D3$), а накопленный заряд, обусловленный сигналом, сохраняется в отрезках линии между диодами. Величина этого заряда тем больше, чем больше сигнал на отрезке считывания. Далее этот заряд, стекая через резисторы $R2$ и $R4$ на конденсатор $C4$, преобразуется в импульс напряжения, амплитуда которого измеряется.

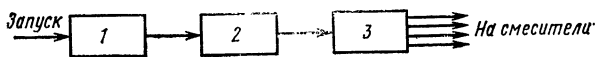


Рис. 13. Структурная схема генератора строб-импульсов:
1 — предварительный формирователь; 2 — обостритель; 3 — инвертирующее и расщепляющее устройство.

Разрешающая способность смесителя может быть 20—36 пс. Недостатком схемы является большое время, в течение которого открыты диоды смесителя (по сравнению с обычными схемами), и возможность в связи с этим отражения части исследуемого сигнала от входа осциллографа.

Структурная схема генератора строб-импульсов приведена на рис. 13, а принципиальная — на рис. 14.

Предварительное формирование необходимо для получения после обострителя перепада напряжения минимальной длительности. В качестве устройства предварительного формирования используется усилитель-ограничитель на лампе L с высокой крутизной. Генерирование крутого перепада осуществляется двумя диодами $D1$ и $D2$, укорачивающими фронт импульса примерно до 0,3—0,4 нс. Для образования короткого строб-импульса перепад напряжения дифференцируется конденсатором $C6$.

Генератор используется в двухканальном осциллографе, смесители которого построены по симметричной схеме. Поэтому на выходе генератора имеется устройство на отрезках разночастотных кабелей, расщепляющее и инвертирующее этот импульс. К дифференцирующему конденсатору $C6$ кабели подключены так, что сопротивление в точке a схемы относительно земли равно волновому сопротивлению каждого отрезка. Простое параллельное соединение их в точке a привело бы к уменьшению этого сопротивления в 4 раза, что не позволило бы

получить импульсы с требуемой амплитудой. Таким образом, схема формирует две пары разнополярных импульсов с амплитудами примерно 4 В и с длительностью около 0,8 нс. Для уменьшения длительности строб-импульсов используют генераторы с симметричной схемой включения обостряющего диода, а также с последовательным включением обострителей.

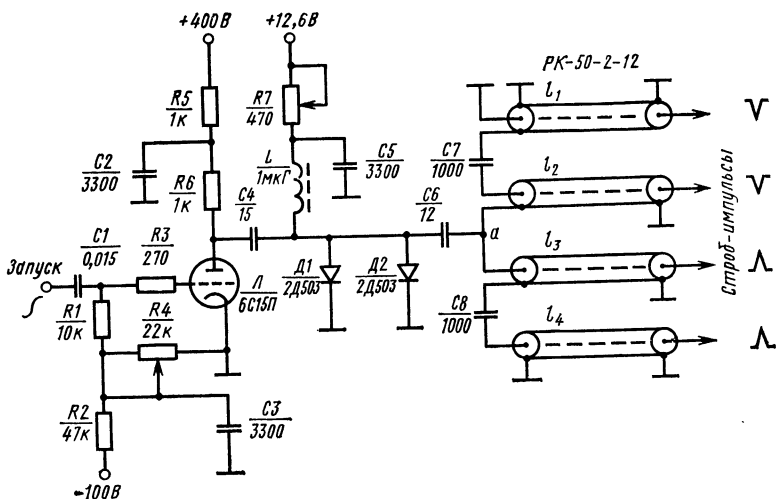


Рис. 14. Принципиальная схема генератора строб-импульсов двухканального стробоскопического осциллографа с симметричным смесителем.

На рис. 15 изображена схема расширителя с двумя ключевыми устройствами. Принцип ее работы заключается в следующем: в исходном состоянии ключ $K1$ разомкнут, ключ $K2$ замкнут. К моменту прихода импульса рассогласования от усилителя ключ $K1$ замыкается (время замыкания равно длительности управляющего импульса) и одновременно размыкается ключ $K2$. Конденсатор C заряжается до напряжения, пропорционального амплитуде импульса рассогласования. Постоянная времени заряда достаточно мала и определяется величинами емкости накопительного конденсатора и выходного сопротивления катодного повторителя (КП).

По окончании управляющего импульса на конденсаторе сохраняется заряд, утечка которого через входное сопротивление усилителя схемы памяти (УСП) и сопротивление ключа незначительна. На входе усилителя

образуется напряжение, постоянное в течение паузы между импульсами. Коэффициент передачи усилителя близок к единице, поэтому на выходе расширителя будет примерно такое же по величине напряжение, что и на конденсаторе.

Усилитель выполняет функции трансформатора сопротивлений и имеет высокое входное и малое выходное сопротивления. Одновременно с размыканием ключа $K1$ замыкается ключ $K2$, благодаря чему напряжение $u_{\text{вых}}$ поступает на вход катодного повторителя, а следовательно, и на разомкнутый ключ $K1$ слева. Если это напряжение в точности равно напряжению на конденсаторе,

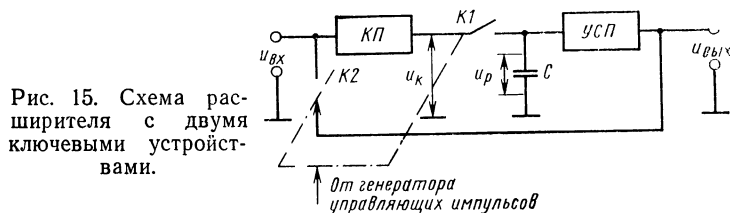


Рис. 15. Схема расширителя с двумя ключевыми устройствами.

то при последующем замыкании ключа $K1$ заряд конденсатора (или его разряд) будет обусловлен только импульсом рассогласования и приращение напряжения на выходе схемы будет пропорционально величине импульса рассогласования.

На рис. 16 приведена принципиальная схема расширителя с двумя ключевыми устройствами. Функции ключей выполняют мостовые схемы на диодах $D1, D3-D5$ и $D8, D9, D11, D12$. Диоды $D1, D3-D5$ в исходном состоянии проводят ток и запираются импульсами с блокинг-генератора, а диоды $D8, D9, D11, D12$ нормально заперты и открываются управляющими импульсами. Усилитель схемы памяти построен на лампе $L2$ и транзисторе $T1$. Вместо лампы может быть использован полевой транзистор.

Преимущества метода стробоскопического осциллографирования: высокая чувствительность (единицы милливольт), широкая полоса пропускания (тысячи мегагерц). К недостаткам метода следует отнести сложность автоматизации процесса измерения, малую производительность, измерение параметров t^{10}_3 и t^{01}_3 требует применения двухканального строб-осциллографа, что усложняет измерения.

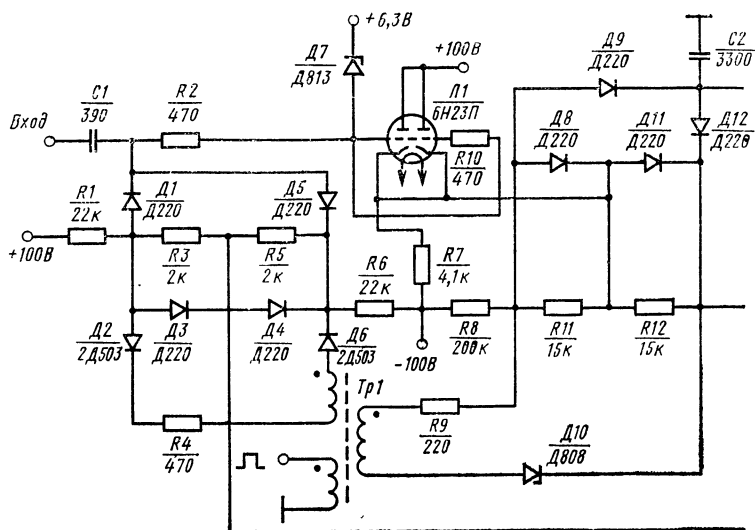


Рис. 16. Принципиальная

Метод бесциллографического стробирования [7, 8]. Структурная схема, реализующая данный метод, приведена на рис. 17. Импульсы от задающего генератора 1 запускают генератор тестовых импульсов 2, его выходные импульсы через коммутатор 3 поступают на измеряемую ИС 4. Выходной импульс ИС подается на входы смесителей 9 и 10. Тестовые импульсы со входа коммутатора 3 приходят на вход смесителя 11. Одновременно на смесители 9—11 поступают стробирующие импульсы от генератора стробирующих импульсов 6, последовательно сдвигаемые на шаг считывания с помощью схемы сдвига 5, а также импульсы от схемы установки отсчетных уровней 12. Смеситель 9 предназначен для измерения параметров ИС $t^{10}_з$, $t^{01}_з$, смеситель 10—параметров $t^{10}_ф$, $t^{01}_ф$, смеситель 11— параметра $t_{и}$.

Выходные импульсы смесителей 9—11 с заданными уровнями отсчета приходят на схему совпадений 13; их число соответствует измеряемому временному интервалу, индицируемому на индикаторе 15 после подсчета числа импульсов с помощью счетчика 14. Импульсы от генератора тактовых импульсов 7 управляют схемой сдвига

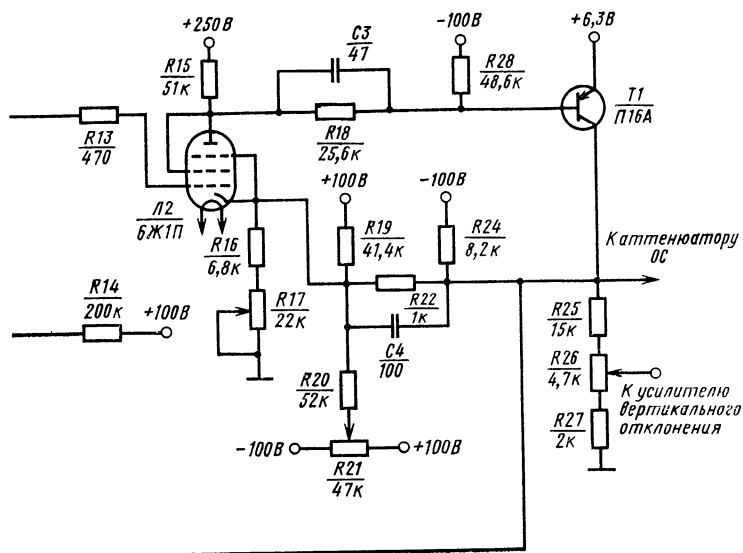


схема расширителя.

стробирующих импульсов 5 и работой счетчика 14 через посредство схемы сброса и засвета 8.

Представляют интерес некоторые специфичные узлы схемы рис. 17.

Рассмотрим схему генератора строб-импульсов (рис. 18). Высокочастотный транзистор T представляет собой ключ, управляемый от одновибратора на туннельном диоде. Перепад напряжения с выхода транзистора T подается на формирователь импульсов, выполненный на диодах $D1$ и $D2$ с накоплением заряда. На стадии сохранения заряда (t_1) диод $D1$ шунтирует транзистор T и на выходе напряжение имеет малую величину. По окончании времени t_1 диод быстро запирается за время резкого восстановления обратного сопротивления t_2 и фронт напряжения определяется только быстродействием диода. Режим диода выбран так, что $t_1 \geq t_\Phi$ (t_Φ — длительность фронта импульса с транзистора T). При $t_2 \ll t_1$ формируется крутой перепад напряжения длительностью 1—2 нс.

Полученный перепад напряжения поступает на диод $D2$, который обладает теми же свойствами, что и диод

Д1. За время сохранения заряда диода Д2 импульс проходит через него на выход схемы, а затем диод быстро запирается и отсекает оставшуюся часть перепада напряжения. Режим диода Д2 задан таким образом, чтобы отсечка импульса производилась до окончания перепада, сформированного диодом Д1, а поэтому, изменяя ток в прямом направлении через диод Д2, можно регулировать амплитуду строб-импульса, что используется при калибровке порога (на рис. 18 не показано).

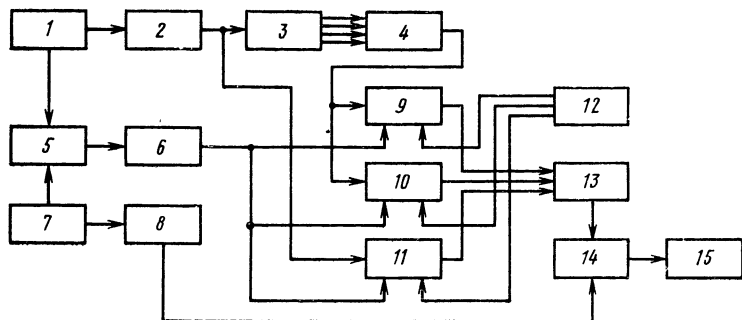


Рис. 17. Структурная схема безциклографического стробирования.

На выходе формирователя получается строб-импульс длительностью по основанию около 3—4 нс и амплитудой до 8 В, который через инвертирующий трансформатор Tr подается на схему смесителя.

Работу схемы формирователя рассмотрим на примере смесителя (рис. 19). Пороговая схема — одновибратор на туннельном диоде $ТД$ с усилителем на транзисторе T . Одновибратор срабатывает, когда сигнал со смесительного диода $Д$ превышает значение тока максимума

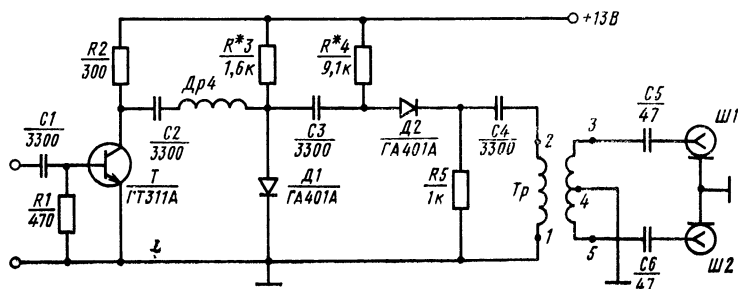


Рис. 18. Принципиальная схема генератора стробирующих импульсов.

туннельного диода. Исходный режим схемы: в отсутствие измеряемого сигнала при начальном смещении на диоде D и воздействии строб-импульса одновибратор находится на границе срабатывания.

Уровень отсчета измеряемого параметра задается на диоде D через резисторы $R6$, $R7$ и дроссель $Dp3$. Сигнал, поступающий с интегральной схемы, суммируется с заданным уровнем отсчета, но из-за малой амплитуды не проходит через диод и располагается в левой части его вольт-амперной характеристики. Если величина уровня отсчета не превышает амплитуду импульса с ИС, то импульс пересечет в какой-то точке фронта линию началь-

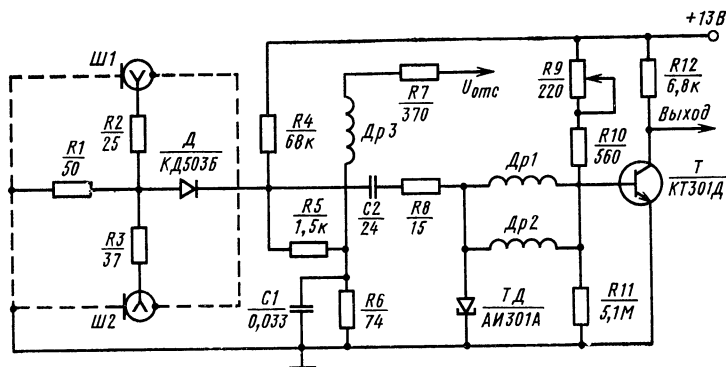


Рис. 19. Принципиальная схема смесителя

ного смещения. Строб-импульс, суммируясь с сигналом ИС, превышает линию уровня начального смещения. Пороговая схема будет срабатывать от всех строб-импульсов, лежащих выше этой линии. Задавая величину импульса отсчета от 0 до $U_{\text{имп}}$, можно произвести отсчет в любой точке на фронте исследуемого импульса. Разрешающая способность схемы 2—4 мВ.

При условии применения быстродействующих смесительных диодов с емкостью менее 1 пФ (при нулевом смещении) нижняя граница диапазона измерения будет 2—3 нс.

Совмещенный метод осциллографического стробирования с цифровым отсчетом [9]. Как видно из рис. 20, на котором изображена структурная схема метода, постоянное напряжение с выхода формирователя уровней зон 2, управляемого формирователем импульсов зон 4, поступает на точный резистивный делитель 5. Два по-

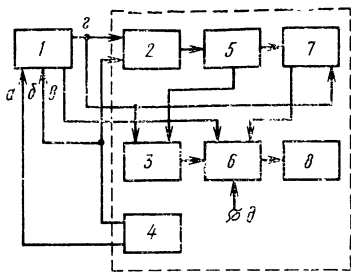


Рис. 20. Структурная схема совмещенного метода осциллографического стробирования с цифровым отсчетом:

α — медленное пилообразное напряжение X -тракта; δ — импульсы подсвечиваемых зон; θ — усиленные импульсы синхронизации; ε — аналоговый сигнал с Y -тракта; ϑ — импульс, определяющий время измерений.

стоянных напряжения с коэффициентами деления K_1 и K_2 , лежащими в диапазоне 0,1—0,9, с выхода делителя 5 подаются на первые входы компараторов начала и конца измерений 7 и 3. Выходные напряжения на компараторах 7 и 3 образуются в момент сравнения постоянного напряжения с аналоговым сигналом, выдаваемым стробоскопическим осциллографом 1 на вторые входы компараторов 7 и 3. Импульсный ventиль 6 из выходных напряжений компараторов 7 и 3 формирует пакет импульсов, поступающий на вход пересчетного устройства 8. Число импульсов в пакете равно величине измеряемого временного интервала при соответствующем шаге считывания.

Метод самостробирования предполагает использовать в качестве стробирующего импульса часть измеряемого импульса, задерживаемую на некоторую величину Δt

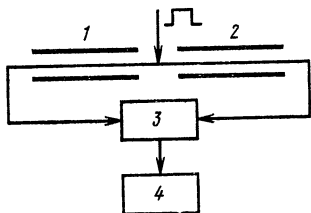


Рис. 21. Структурная схема метода самостробирования.

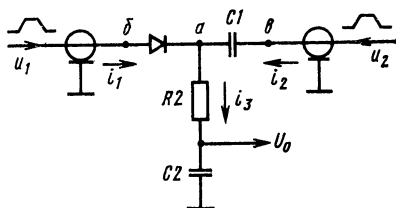


Рис. 22. Схема сравнения в установке для измерения длительности импульсов.

[10]. Структурная схема метода приведена на рис. 21. Измеряемый импульс после коаксиального разветвителя поступает на нерегулируемую и регулируемую коаксиальные линии 1 и 2, а затем на широкополосную схему сравнения 3. Изменяя длину линии 2, измеряют с помощью индикатора 4 различные значения напряжения U_0 , соответствующие разности времени задержки им-

пульса Δt в линии 2 относительно импульса в линии 1. По результатам измерений строят график зависимости $U_0=f(\Delta t)$ и с помощью его определяют временные параметры импульса.

Схема сравнения приведена на рис. 22. После коаксиального разветвителя одинаковые импульсы поступают на входы схемы (точки б и в). Коаксиальная линия, подсоединенная к точке в, имеет переменную длину. Схема сравнения состоит из высокочастотного диода, резистора R_2 и конденсаторов C_1 и C_2 .

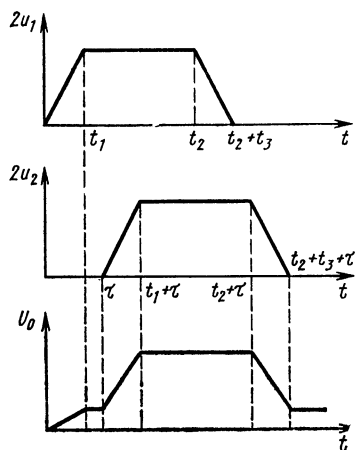


Рис. 23. Осциллограммы импульсов в схеме сравнения.

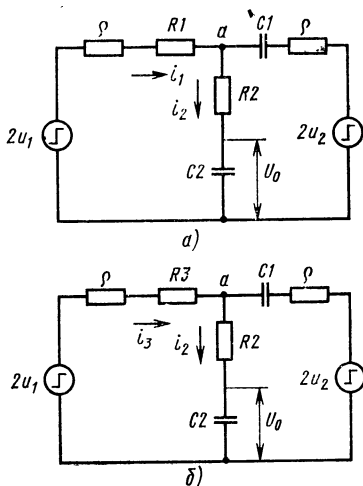


Рис. 24. Эквивалентные схемы, соответствующие схеме сравнения при прямой (а) и обратной (б) проводимостях диода.

Рассмотрим сравнение импульсов трапецидальной формы. На рис. 23 приведены осциллограммы импульса u_1 , поступающего к точке б, и импульса u_2 , поступающего к точке в и запаздывающего на время τ относительно импульса u_1 . В точке а схемы создается напряжение u_a . В зависимости от мгновенных значений импульсов u_1 и u_2 диод оказывается в состоянии прямой или обратной проводимости. На рис. 24 приведены эквивалентные схемы, соответствующие схеме сравнения при прямой и обратной проводимостях диода. Здесь ρ — волновое сопротивление линии, R_1 и R_3 — соответственно сопротивления диода при прямой и обратной проводимостях. Так

как сопротивление резистора R_2 значительно больше сопротивлений R_1 и R_3 , то ток i_2 меньше токов i_1 и i_3 . Определяя сначала напряжение в точке a , равное u_a , можно найти напряжение на конденсаторе C_2 , т. е. выходное напряжение U_0 .

Если вольт-амперную характеристику диода аппроксимировать кусочно-линейной функцией, то для напряжения u_a можно получить следующие выражения

$$u_a \approx 2u_1 - \frac{2(R_1 - \rho)}{R_1 + 2\rho} (u_1 - u_2) \text{ при } t \leq (t_1 + \tau)]$$

$$\text{и } u_a \approx 2u_2 - u_{c1} (t_1 + \tau) \exp \left[-\frac{t}{(R_3 + 2\rho)C} \right] \text{ при } t > (t_1 + \tau).$$

Амплитуда напряжения на выходе схемы сравнения определяется по формуле

$$U_0 = \frac{1}{R_2 C_2} \int_0^{\infty} u_a dt.$$

Зная величину напряжения U_0 для различных значений времени задержки τ , можно построить график $U_0 = f(\tau)$. При линейной аппроксимации характеристики

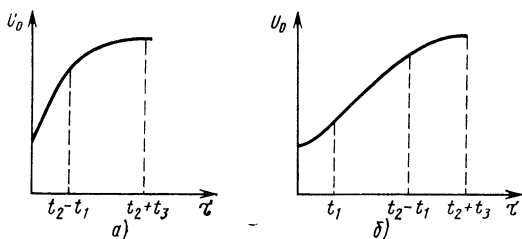


Рис. 25. Зависимость $u_0 = f(\tau)$ при линейной (а) и квадратичной (б) характеристиках диода.

диода из этого графика можно найти две характеристики импульса: сумму длительности фронта и спада импульса и длительность плоской вершины импульса (рис. 25,а). Если считать, что при прямой проводимости диода характеристика аппроксимируется по квадратичному закону, то при $0 < t < (t_1 + \tau)$ напряжение U_0 является нелинейной функцией от u_1 , u_2 , t_1 и τ и может быть определено графическим методом. Рассчитанная таким образом зависимость $U_0 = f(\tau)$ приведена на рис. 25,б. С помощью этого графика определяются три временных

параметра импульса: длительности фронта, спада и плоской вершины импульса.

Преимущества метода: разрешающая способность по времени в основном определяется только широкополосностью схемы сравнения; ничтожное влияния фактора нестабильности временного положения задержанного импульса относительно измеряемого на погрешность измерения.

Метод упрощенного стробирования [11]. В соответствии со структурной схемой метода (рис. 26) измеряемый импульс $U(t)$ поступает на один вход кристаллического

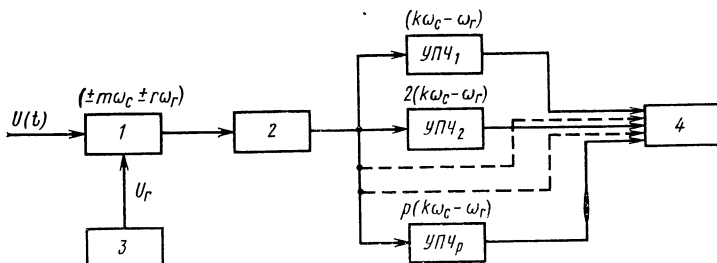


Рис. 26. Структурная схема упрощенного стробоскопического метода.

ского смесителя 1 ; на другой его вход от гетеродина 3 подается синусоидальное напряжение U_r с частотой ω_r . На выходе смесителя 1 образуются напряжения комбинарованных частот $(\pm m\omega_c \pm r\omega_r)$. При помощи гребенчатого фильтра 2 и ряда усилителей промежуточной частоты (УПЧ) выделяются комбинационные частоты $p(k\omega_c - \omega_r)$, где k — целое число, p — номер гармоники частоты. Суммируя напряжения на нагрузке 4 , можно получить преобразованный импульс, имеющий форму входного, но растянутого во времени в q раз (где q — коэффициент временной трансформации). Практически метод может применяться при малой скважности измеряемого импульса.

1.4. Интегральный принцип

Этот принцип основан на интегральных свойствах заряда емкости конденсатора предварительно расширенными импульсами и используется в следующих методах.

Метод расширения импульсов [12, 13]. Структурная схема метода помещена на рис. 27. Импульс наносекунд-

ной деятельности, пройдя широкополосные входные цепи, поступает на расширитель импульсов 1, который осуществляет линейное увеличение длительности импульса.

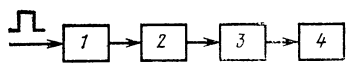


Рис. 27. Структурная схема метода расширения импульсов.

Расширенный импульс запускает генератор гармонических колебаний 2. Число колебаний, получаемых от генератора 2 за время действия измеряемого импульса, отсчитывается электронным счетчиком 3 и регистрируется на индикаторе 4.

Для уменьшения погрешности измерения частота колебаний генератора должна быть достаточно высокой, так как электронный счетчик регистрирует каждый полупериод колебаний.

Рассмотрим схему измерителя обобщенной амплитуды и длительности одиночных наносекундных импульсов, построенную на основе метода расширения импульсов с использованием логарифмических усилителей, а также схемы наиболее важных узлов [16]. Функциональная схема измерителя представлена на рис. 28.

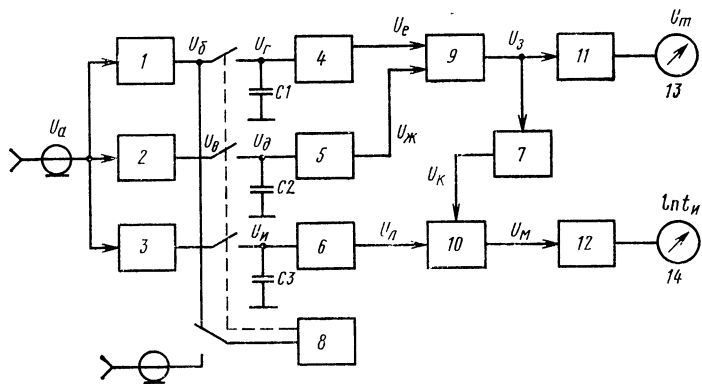


Рис. 28. Функциональная схема измерителя амплитуды и длительности одиночных видеоимпульсов.

Измеряемый импульс подается на входы расширителей 1, 2 и 3. В расширителях 1 и 2 используются нелинейные элементы, а в расширителе 3 — линейный элемент. На выходе расширителей импульсы действуют расширенные импульсы, форма которых приблизительно экспоненциальна (рис. 29). На выходе расширителей импульсов (рис. 28) стоят электронные ключи, управляе-

мые схемой 8 (схема управления) при подаче на ее вход запускаящего импульса. При замыкании ключей происходит заряд конденсаторов $C1—C3$ до напряжения, соответствующего напряжению на выходах расширителей импульсов в момент замыкания ключей. После размыкания ключей конденсаторы разряжаются через шунтирующие их сопротивления, причем разряд происходит строго по экспоненциальному закону. Постоянные времени разряда выбираются равными и не зависят от длительности импульсов на выходах расширителей импульсов. Эти импульсы подаются на входы трех идентичных логарифмических усилителей 4—6. С выходов усилителей 4 и 5 импульсы поступают на схему вычитания 9 (дифференциальный усилитель). На выходе этой схемы действует импульс, амплитуда которого пропорциональна обобщенной амплитуде измеряемого импульса. Амплитуда этого импульса запоминается с помощью схемы памяти 11 и измеряется выходным прибором 13.

Импульсы с логарифмического усилителя 6 подаются на первый вход схемы вычитания 10, на второй вход поступают импульсы с выхода схемы вычитания 9, усиленные логарифмическим усилителем 7. Амплитуда импульсов со схемы вычитания 10, пропорциональная логарифму длительности измеряемых импульсов, запоминается схемой памяти 12 и измеряется прибором 14, шкала которого проградуирована в величинах длительности импульсов.

Принципиальная схема одного из расширителей приведена на рис. 30. Режим транзистора по постоянному току выбран таким, что ток коллектора в рабочей точке равен 100 мкА, а за счет глубокой отрицательной обратной связи его величина остается практически неизменной в широком интервале температур. Переключение

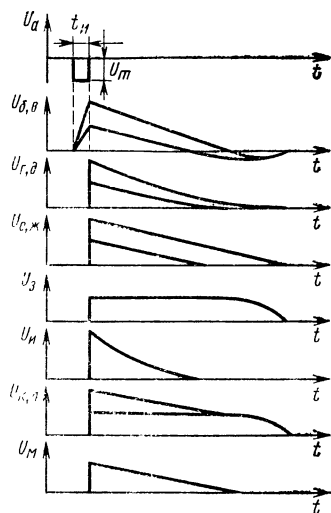


Рис. 29. Эпюры напряжений в различных точках схемы, изображенной на рис. 28.

диапазонов длительностей производится изменением емкости конденсатора $C3$, величина которой равна 100, 300, 1000 и 3000 пФ соответственно для диапазонов 10—35; 30—100; 100—350 и 300—1000 нс. Постоянная времени разряда конденсатора $C3$ равна 1, 2, 3, 6, 12 и 36 мкс.

Схема электронного ключа приведена на рис. 31. В исходном состоянии диоды $D1$ и $D2$ заперты и отпираются управляющими импульсами на время их действия, а входной сигнал проходит на выход ключа. Симметрия

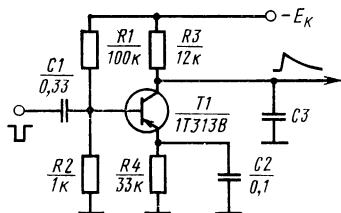


Рис. 30. Схема расширителя импульсов на транзисторе.

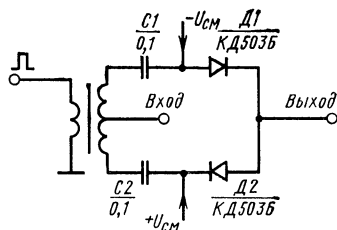


Рис. 31. Схема электронного ключа.

схемы по цепи управляющих импульсов позволяет уменьшить их величину на выходе до 1—2 мВ. За время действия управляющих импульсов заряжаются конденсаторы на выходе ключей.

Метод расширения импульсов по заданному уровню отсчета [14, 15]. Из принципиальной схемы метода (рис. 32) видно, что измеряемый импульс подается на

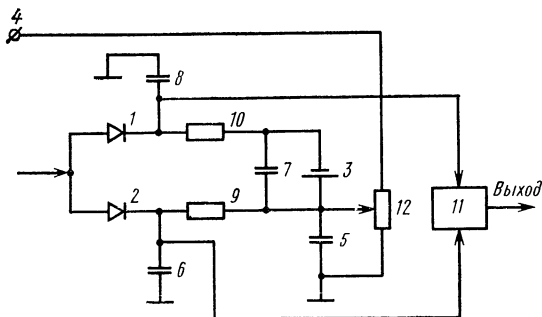


Рис. 32. Принципиальная схема метода расширения импульсов по заданному уровню отсчета.

балансный детектор, предназначенный для предварительного увеличения длительности импульса. В одно плечо детектора включен источник опорного напряжения 3, во втором плече детектора опорное напряжение создается источником, подключенным к клемме 4. Если амплитуда измеряемого импульса превышает напряжение на конденсаторе 5, то происходит заряд конденсатора 6 через диод 2. При превышении амплитудой импульса суммарного напряжения на конденсаторах 5 и 7 происходит заряд конденсатора 8 через диод 1.

После окончания измеряемого импульса конденсатор 6 разряжается через резистор 9, а конденсатор 8 — через резистор 10. Таким образом, на резисторах 9 и 10 образуются расширенные импульсы примерно треугольной формы, но с разными амплитудами. Эти импульсы поступают на входы схемы вычитания 11. На выходе схемы импульс имеет амплитуду,

пропорциональную длительности измеряемого импульса на заданном уровне отсчета. Данный метод пригоден при значительной амплитуде измеряемых импульсов, когда ее величина превышает нелинейный участок вольт-амперной характеристики диода балансного детектора.

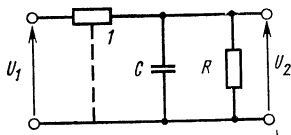


Рис. 33. Структурная схема метода измерения параметров импульса известной формы.

Метод измерения параметров импульсов известной формы

[17]. Простейшая структурная схема метода содержит расширитель импульсов с нелинейным элементом 1 (рис. 33). Во время действия импульса напряжения с амплитудой U_1 происходит заряд (или разряд в зависимости от полярности измеряемого импульса) конденсатора C . После окончания импульса конденсатор разряжается (заряжается) до исходного напряжения через резистор R и внутреннее сопротивление нелинейного элемента 1. При этом измеряется амплитуда расширенного импульса. Для расширения импульса подбирается надлежащее соотношение между временем заряда и разряда конденсатора. Таким образом, амплитуда расширенного импульса является линейной функцией длительности измеряемого импульса. По измеренной амплитуде и известной форме измеряемого импульса по данным таблиц [18, 19] определяется его длительность.

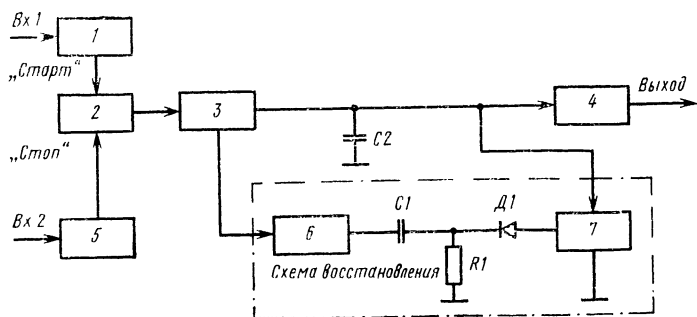


Рис. 34. Структурная схема метода «старт-стопового» преобразования.

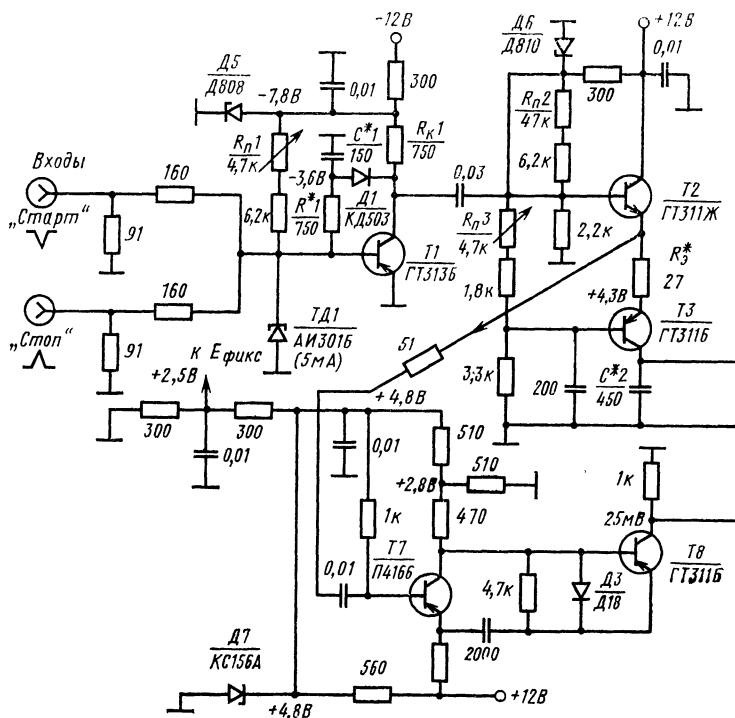
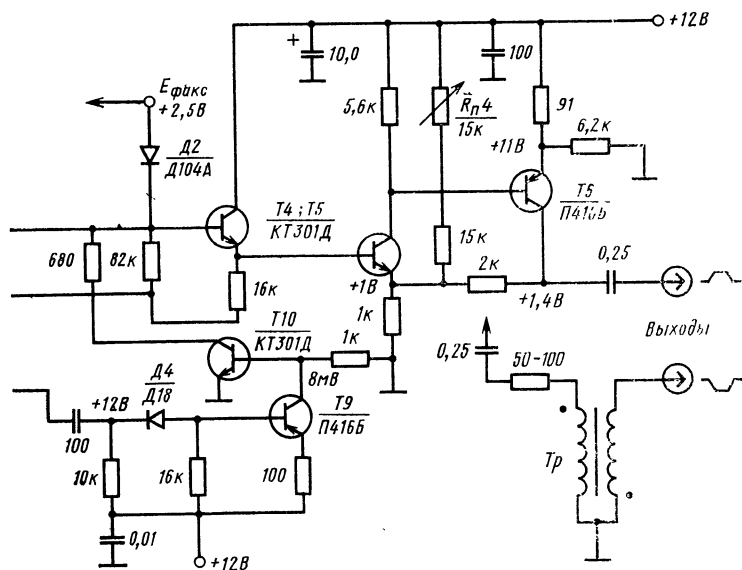


Рис. 35. Принципиальная схема

Метод «старт-стопового» преобразования [20, 21]. Структурная схема изображена на рис. 34. Измеряемый импульс подается на входы Вх1, Вх2 формирователей-

дискриминаторов 1 и 5, которые преобразуют начало и конец импульса соответственно в «старт»- и «стоп»-импульсы. Эти импульсы управляют ключом 2, формирующим импульсы заданной длительности $\Delta t_{\text{изм}}$. Последние запускают одновибратор 6 схемы восстановления и схему заряда 3 конденсатора $C2$. Напряжение заряда конденсатора $C2$, пропорциональное длительности измеряемого импульса, после усиления в выходном усилителе 4 поступает на вход анализатора и на его индикаторе индицируется величина длительности измеряемого импульса. Выходное напряжение одновибратора 6 дифференцируется цепочкой $RIC1$, и во время спада импульса запускается формирователь восстанавливаемого импульса 7, который возвращает схему в исходное состояние (разряжает конденсатор $C2$).

Принципиальная схема время-амплитудного преобразователя приведена на рис. 35. Длительность выходного импульса мультивибратора ($TД1$, $T1$, $D1$, $C*1$, $R1$), создаваемого схемой при отсутствии стопового импульса, устанавливается примерно на 10—20% больше длительности измеряемого диапазона. Транзисторы $T2$ и $T3$ включены по каскодной схеме (ОК—ОБ), что повышает входное и выходное сопротивления и улучшает характере-



время-амплитудного преобразователя.

ристку в области самых нижних частот, обеспечивая неискаженную передачу плоской вершины импульса. Для создания режима генератора тока входного сигнала эмиттер транзистора $T3$ соединен с эмиттером $T2$ через резистор R^*_3 , величина которого может меняться в пределах 20—1 000 Ом. Это повышает стабильность работы каскодной схемы при изменении температуры, замене одного транзистора другим и т. д.

При постоянной величине переключаемого тока амплитуда импульса напряжения на интегрирующем конденсаторе C^*2 прямо пропорциональна времени, в течение которого оба транзистора $T2$ и $T3$ открываются и проводят ток заряда этого конденсатора.

Выходной каскад ($T5, T6$) представляет собой стабилизированный усилитель ($K \approx 5$) с глубокой отрицательной обратной связью. Входное сопротивление усилителя велико благодаря включению эмиттерного повторителя $T4$. Для повышения быстродействия преобразователя необходим разряд конденсатора C^*2 после каждого запуска ждущего мультивибратора (схема восстановления начального заряда конденсатора). Схема восстановления

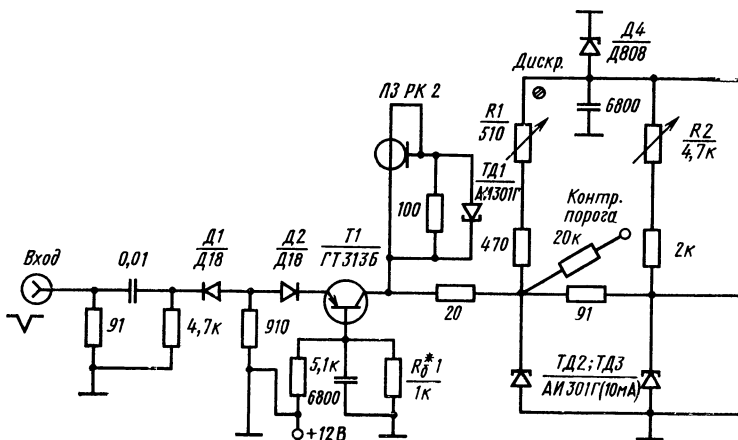
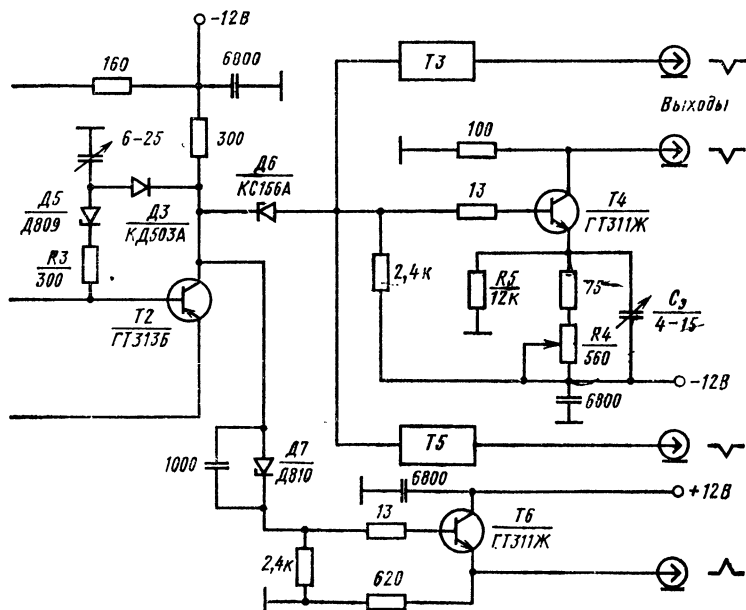


Рис. 36. Схема формирователя импульсов

($T7 - T10$). срабатывает, когда токовый переключатель ($T2 - T3$) приводится в действие импульсом с мультивибратора. Положительный импульс с эмиттера транзистора $T2$ подается на спусковую схему ($T7, T8$), которая создает прямоугольный импульс длительностью около 2 мкс. Этот сигнал дифференцируется, и скачок, соответствующий окончанию импульса, подается на усилитель $T9 - T10$. Отрицательный импульс с коллектора транзистора $T10$ разряжает интегрирующий конденсатор C^*2 до фиксированного значения $E_{\text{фикс}} = 2\text{В}$. Исходный режим схемы интегратора почти полностью восстанавливается примерно через 5 мкс после подачи стартового импульса. Для того чтобы уменьшить шунтирующее действие неустановившегося обратного сопротивления диода $D1$, сопротивление нагрузки коллектора транзистора $T1$ должно быть выбрано не более 1 кОм (в среднем 240—750 Ом).

Формирователь импульсов (рис. 36) состоит из ограничителя ($D1, T1$), собственно формирующего каскада ($TДЗ, T2$) и разветвителя ($T3 - T6$). Туннельный диод



с разветвлением на 4 выхода.

ТД1 включен для предварительного амплитудно-временного формирования входных сигналов, поступающих с ограничителя (*Д1*, *Д2*, *Т1*). Отрезок короткозамкнутого кабеля *ЛЗ* (РК-2; $\rho=100$ Ом; $l=0,5$ м) является общим для двух схем: ограничителя на *Т1* и одновибратора на *ТД2*. В первом каскаде отрезок *ЛЗ* служит нагрузкой транзистора *Т1* и ограничивает длительность входного сигнала. Во втором каскаде этот отрезок является «реактивным» элементом, осуществляющим переключение *ТД2* в исходное состояние. В формирователе применены высокочастотные транзисторы типа ГТ311Ж ($f_T=450-800$ МГц), туннельные диоды АИ301Г ($I_{\text{макс}}=10$ мА; $C=\approx 10$ пФ) и полупроводниковые диоды *Д18* и КД503А.

К преимуществам методов измерения параметров ИС, использующих интегральный принцип, следует отнести простоту реализации и высокую производительность.

1.5. Принцип временной трансформации

Этот принцип основан на временной трансформации калиброванного сигнала для сравнения с измеряемым и используется в следующих методах.

Нониусный метод [22]. Структурная схема метода и временные диаграммы, поясняющие принцип действия

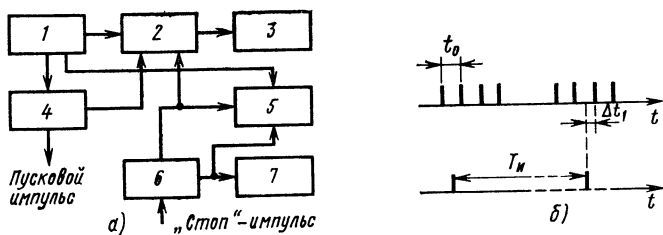


Рис. 37. Структурная схема (а) и временные диаграммы (б) нониусного метода:

T_n и Δt_1 — временные интервалы по шкале грубого и точного отсчета соответственно; t_0 — временной интервал следования импульсов генератора.

схемы, приведены на рис. 37. Выходные импульсы генератора квантующей последовательности импульсов *1* поступают на входы вентиля *2*, схемы совпадений *5* и делителя частоты *4*. Последний формирует пусковые импульсы для синхронного запуска измеряемых ИС с им-

пульсами генератора 1. Одновременно пусковые импульсы открывают клапан 2 и его выходные импульсы регистрируются счетчиком грубого отсчета 3. Генератор нониусных импульсов 6 запускается «стоп»-импульсом. Нониусные импульсы подаются на вход схемы совпадений и счетчик точного отсчета 7. Через некоторое время в схеме совпадений произойдет наложение (совпадение) импульсов квантующей и нониусной последовательностей, поступающих соответственно от генераторов 1 и 6. При этом импульс схемы совпадений 5 блокирует выход генератора 6. Очевидно, что число импульсов, зарегистрированных счетчиком 7, пропорционально величине временного интервала $t_0 - \Delta t_1$.

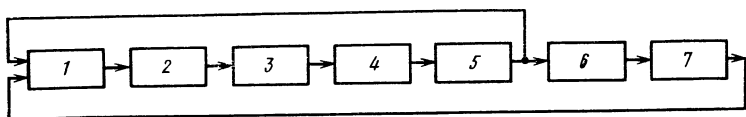


Рис. 38. Структурная схема метода кольцевого генератора.

Реализация метода затруднена из-за требования высокой стабильности частоты и параметров импульсов нониусной и квантующей последовательностей, вызывает неудобство отсчета результатов измерений по нескольким таблицам с последующими вычислениями.

Метод кольцевого генератора [23]. Данный метод основан на поочередной замене эталонных схем измеряемой ИС и измерении изменения периода частоты колебаний кольцевого генератора в результате замены. Структурная схема метода приведена на рис. 38. Известно, что входная часть ИС типа ДТЛ, ТТЛ и др. является одновременно схемой с логической функцией И по высоким и схемой с логической функцией ИЛИ по низким входным уровням импульса. Вследствие этого при работе генератора схема 1 поочередно переключается по первому и второму входам. Первый полупериод колебаний генератора равен времени прохождения импульса по меньшему кольцу (ИС 1—5), а второй — по большому кольцу (ИС 1—7). Весь период частоты генератора равен сумме параметров импульса t^{10}_3 и t^{01}_3 всех ИС в малом кольце, t^{10}_3 ИС 6 и t^{01}_3 ИС 7. Схемы 6 и 7 являются эталонными, причем первая работает в режиме измерения параметра t^{10}_3 , а вторая — параметра t^{01}_3 .

Эталонные схемы поочередно заменяются измеряемой ИС, и при этом определяется изменение периода частоты колебаний генератора Δt с помощью цифрового индикатора с малым шагом квантования. Величины параметров ИС t_3^{10} , t_3^{01} находятся в результате сложения (или вычитания) изменения периода частоты генератора Δt (в зависимости от знака этого изменения) с соответствующей, тщательно измеренной величиной параметров t_{33}^{10} , t_{33}^{01} эталонных схем.

Описанный выше метод реализован в приборе, построенном по схеме рис. 39. Импульсы с кольцевого генератора 1 через вентиль 4 пропускаются на счетчик 6. Вентиль 4 открывается прямоугольным импульсом, длительность которого задается кварцевым генератором 2, формирователем временного интервала 3 и равнона 400 мкс. Для выделенного количества импульсов Δn , пропорционального Δt , перед каждым измерением в счетчик заносится число, равное дополнению n_0 . Поэтому при измерении эталонной схемы на цифровом индикаторе отсчетного устройства 7 появляется показание 000,0. При замене эталонной логической схемы испытываемой схемой возможны два случая. Если $t_{\text{изм}} < t_0$, то частота кольцевого генератора возрастает и счетчик переполняется; при этом Δt регистрируется на цифровом индикаторе в прямом коде. Если же $t_{\text{изм}} > t_0$, частота уменьшается, счетчик не заполняется полностью и регистрируется в дополнительном коде. Стабильный интервал времени обеспечивается в приборе с помощью кварцевого генератора. Схема управления 5 определяет время работы счетчика.

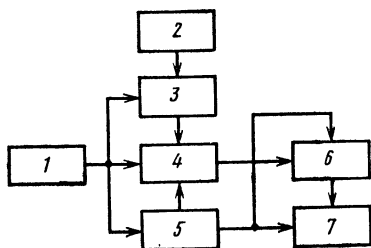


Рис. 39. Структурная схема кольцевого генератора для измерения времени задержки включения и выключения ИС.

генератора 1 через вентиль 4 пропускаются на счетчик 6. Вентиль 4 открывается прямоугольным импульсом, длительность которого задается кварцевым генератором 2, формирователем временного интервала 3 и равнона 400 мкс. Для выделенного количества импульсов Δn , пропорционального Δt , перед каждым измерением в счетчик

заносится число, равное дополнению n_0 . Поэтому при измерении эталонной схемы на цифровом индикаторе отсчетного устройства 7 появляется показание 000,0. При замене эталонной логической схемы испытываемой схемой возможны два случая. Если $t_{\text{изм}} < t_0$, то частота кольцевого генератора возрастает и счетчик переполняется; при этом Δt регистрируется на цифровом индикаторе в прямом коде. Если же $t_{\text{изм}} > t_0$, частота уменьшается, счетчик не заполняется полностью и регистрируется в дополнительном коде. Стабильный интервал времени обеспечивается в приборе с помощью кварцевого генератора. Схема управления 5 определяет время работы счетчика.

Функциональная схема кольцевого генератора, который определяет в основном точность измерительного устройства, приведена на рис. 40. Интегральные схемы 1—5 образуют кольцо; схемы 6 и 7—эталонные.

Реле $P1$ служит для подключения измеряемой схемы вместо эталонной при измерении времени задержки

включения, а реле $P2$ — при измерении времени задержки выключения. Реле $P3$ подключает конденсаторы C_{H1} и C_{H2} , которые имитируют емкостную нагрузку в режиме измерения ИС с нагрузкой. У ИС 2—4 предусмотрено изменение напряжения смещения.

В кольцевом генераторе применяются реле типа РЭС-9, которые имеют емкости между контактами и корпусом около 2 пФ. При монтаже должны быть обеспечены идентичные цепи подключения эталонной и измеряемой ИС. Вся цифровая часть прибора выполнена на ИС-ДТЛ типов 1МД42Б и 10МД1—10МД4.

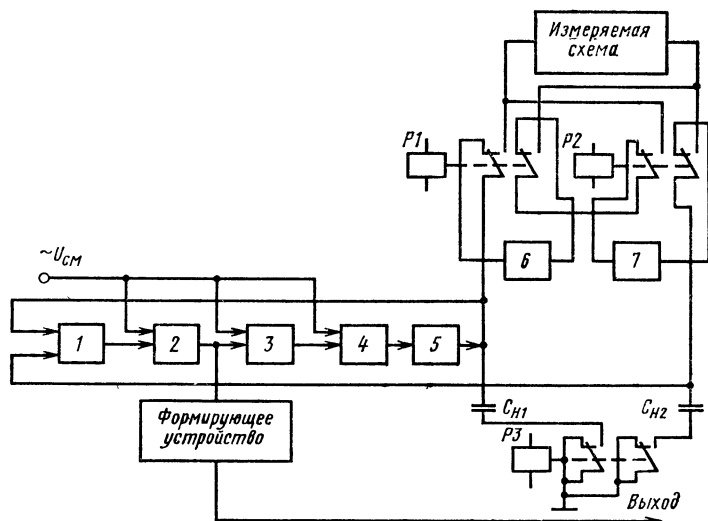


Рис. 40. Функциональная схема кольцевого генератора.

Быстродействующая декада счетчика (рис. 41) выполнена по классической схеме на 4-х счетных триггерах с обратной импульсной связью с 4-го триггера на единичные входы 2-го и 3-го триггеров без использования навесных элементов на 12 корпусах 10МД2 и имеет разрешающую способность 35 нс. В качестве счетного триггера использован триггер, с различных точек которого можно снять задержанные относительно друг друга сигналы, что позволяет осуществить временное разделение входного импульса и импульса обратной связи.

Преимущества метода: простота и удобство эксплуата-

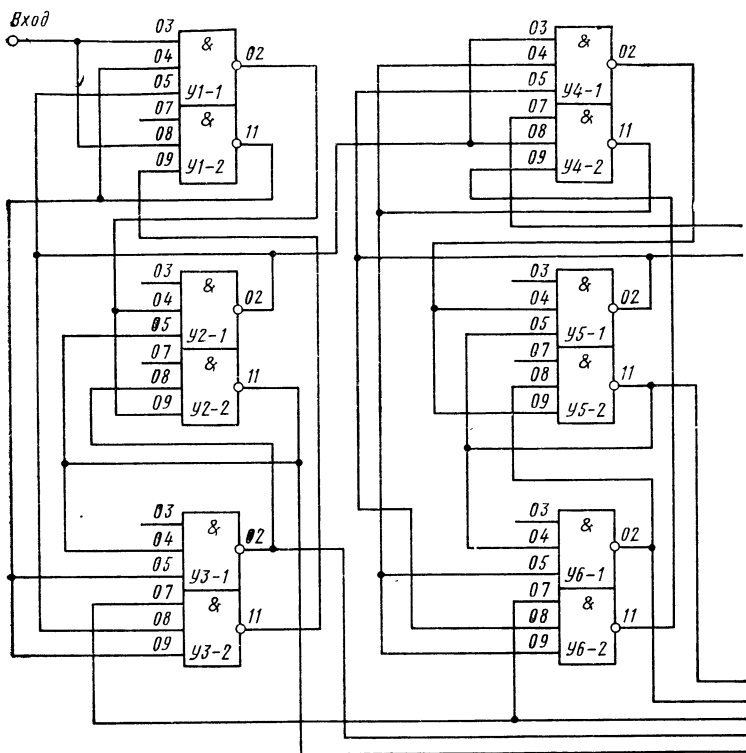
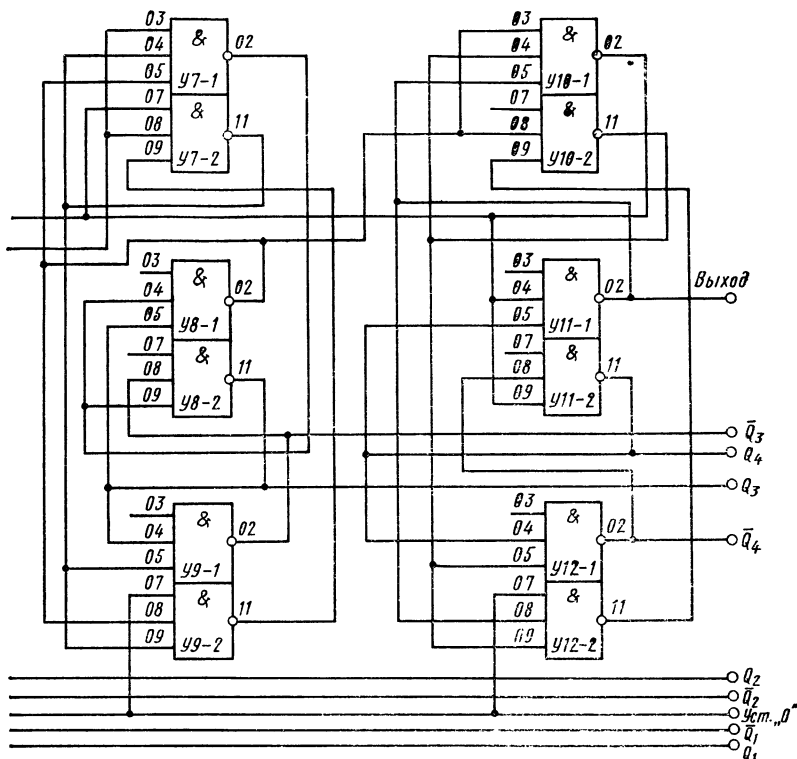


Рис. 41. Быстродействующая

тации кольцевого генератора, возможность автоматизации процесса измерения. Недостатки: параметры t_3^{10} , t_3^{01} являются интегральными, так как в качестве установленных уровней отсчета величин параметров используются пороговые напряжения, определяемые параметрами ИС кольца, режимом работы и конструкцией генератора; сравнительно большая погрешность измерения обусловлена малой стабильностью параметров эталонных ИС и необходимостью частой их проверки.

Метод динамического накопления импульсов триггера [24]. Данный метод, структурная схема которого изображена на рис. 42, основан на измерении временного интервала между импульсами после динамического накопления первоначальных импульсов триггера и рас-



декада счетчика.

ширении этого интервала более чем в 250 раз. При достижении определенной минимальной временной разности между импульсами запуска и сброса вследствие обратной связи логическая схема обратной установки триггера (4) включает схему триггера 1. Указанный «вернерный» эффект зависит от точности установки схемы 4, так как эта точность определяет наименьший разрешимый временной интервал. Линия задержки 2 определяет время запуска декодера (3).

Компенсационный метод [25]. В основе метода лежит сравнение измеряемого временного интервала с калиброванным. Структурная схема метода приведена на рис. 43. «Старт»-и «стоп»-импульсы поступают на два входа триггера 1 от разных источников сигнала с фиксирован-

ным периодом повторения. В результате двух переключений триггера 1 с помощью этих импульсов на его выходе формируется положительный прямоугольный импульс с длительностью, равной измеряемому временному интервалу. «Старт»-импульс одновременно с переключением триггера 1 запускает одновибратор 2, вырабатывающий отрицательный прямоугольный импульс. Импульсы разной полярности от триггера 1 и одновибратора 2 подаются на суммирующую схему 3. При этом регулировкой длительности импульса одновибратора до-

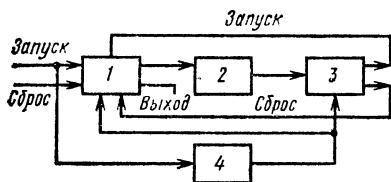


Рис. 42. Структурная схема метода динамического накопления импульсов триггера.

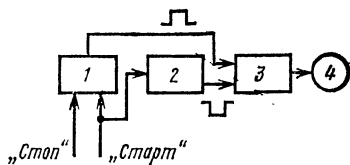


Рис. 43. Структурная схема компенсационного метода.

бываются того, чтобы ток на выходе суммирующей схемы стал равным нулю (фиксируется с помощью индикатора 4). Орган регулировки длительности импульса одновибратора снабжен отсчетным устройством, по которому определяется величина $t_{и}$.

Метод, основанный на использовании запоминающих ЭЛТ [26]. Для измерения временных параметров ИС обычно используются двухлучевые запоминающие ЭЛТ, позволяющие измерять целую и дробную часть временного интервала (см. рис. 37,б). Дробная часть интервала путем записи на линии быстрой круговой развертки мишени запоминающей ЭЛТ и последующего считывания с помощью медленной круговой развертки преобразуется в импульс, который в сочетании с импульсом от целой части интервала позволяет отсчитывать величину интервала на экране ЭЛТ. Метод можно использовать при амплитуде импульса, превышающей 5 В.

1.6. Методы двойного преобразования

Эти методы используют двойное преобразование измеряемого временного интервала по одному или двум различным принципам.

Метод преобразования длительности переходного процесса в длительность измеряемого импульса [27] реали-

зуется с помощью схемы, изображенной на рис. 44. Импульс от генератора 1 через разветвитель 2 одновременно поступает на измеряемую ИС 3 и на ключ 4, который управляет генератором ударного возбуждения 5. При этом конденсатор ударного контура генератора 5 по синусоидальному закону заряжается до определенного напряжения. Импульс, несущий информацию о переходном процессе измеряемой ИС, подается на схему сравнения 6, использующую туннельный диод.

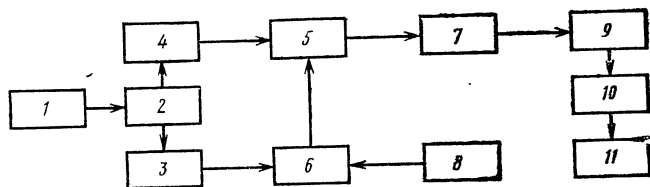


Рис. 44. Структурная схема метода двойного преобразования.

Схема установки уровня отсчета 8 выдает импульс на схему 6, фиксирующий уровень отсчета напряжения переходного процесса на выходе ИС. Схема сравнения 6 вырабатывает стробирующий импульс, имеющий начало, соответствующее началу переходного процесса. Этот импульс прерывает цепь заряда конденсатора ударного контура генератора 5. Затем данный конденсатор разряжается по закону затухающих колебаний, частота которых выбирается в диапазоне 10—20 кГц. Детектор высокочастотных колебаний 7 выделяет огибающую затухающих колебаний, которая усиливается усилителем 9, затем детектируется в постоянный ток детектором огибающей колебаний ударного контура 10. Величина постоянного тока, индицируемая на индикаторе 11, прямо пропорциональна длительности переходного процесса.

Метод находит применение в установках с малым быстродействием при величине длительности переходного процесса более 1 нс. Относительная погрешность метода составляет $\pm (3-5) \% + 1$ нс.

Дифференциально-аналоговый метод измерений [58, 28] реализован в схеме, приведенной на рис. 45. Схема состоит из линейных «ворот» наносекундного диапазона 1, формирователя 2, схемы импульсного заряда конденсатора 3, запоминающего устройства 4 и аналого-цифрового преобразователя 5. Устройство автоматического

управления 6 управляет запоминающим устройством и линейными «воротами». Основными узлами схемы дифференциально-аналогового метода являются формирователь 2 и схема импульсного заряда конденсатора 3, которые не следует рассматривать в отрыве друг от друга с точки зрения протекания физических процессов в ключевых устройствах, в цепях связи и т. д., хотя в схеме они выделены отдельно.

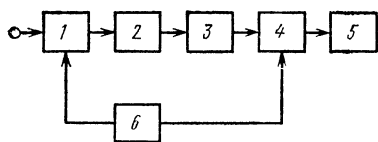


Рис. 45. Структурная схема дифференциально-аналогового метода.

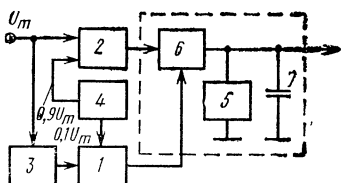


Рис. 46. Структурная схема формирователя.

Схема формирователя приведена на рис. 46 и включает в себя быстродействующие ключевые устройства 1 и 2, дифференцирующую цепь 3, блок установки уровней 4 и блок разряда конденсатора 5. Рассмотрим принцип работы формирователя. Предположим, необходимо измерить длительность фронта импульса t_{ϕ}^{10} . Устройство 4 задает уровни включения ключей 1 и 2 равными $0,1 U_m$ и $0,9 U_m$ соответственно. Ключ 1 включает схему импульсного заряда конденсатора 6 в тот момент, когда

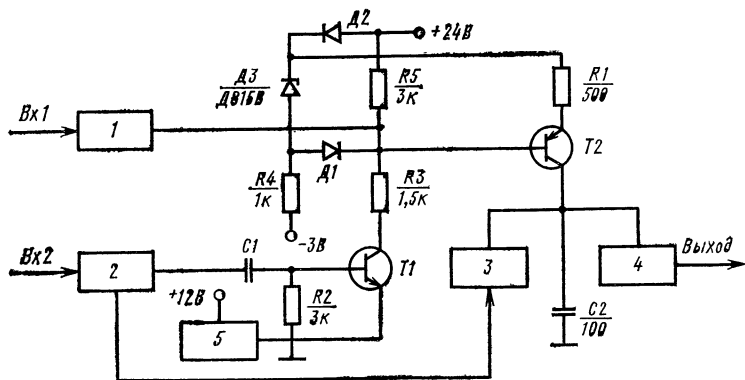


Рис. 47. Принципиальная схема линейного преобразователя, использующего заряд конденсатора.

прямо пропорционально измеряемому временному интервалу. Транзистор $T1$ нормально закрыт. В связи с этим напряжение на базе транзистора $T2$ достигает значения, примерно равного E_2 (24 В).

При поступлении импульса на $Bx1$ ключа 1 транзистор $T1$ открывается, ток через резистор $R5$ нарастает. В результате транзистор $T2$ открывается и ток через резистор $R5$ становится постоянным. При поступлении импульса на $Bx2$ через ключ 2 транзистор $T1$ закрывается и на базу транзистора $T2$ подается запирающий потенциал E_2 . Схема блокировки заряда конденсатора 3 и схема блокировки разряда 4 служат для сохранения потенциала на конденсаторе $C2$ на время, необходимое для обработки информации в аналого-цифровом преобразователе (АЦП). Для стабилизации рабочего режима транзистора служит блок 5 .

Данный метод позволяет по одному импульсу измерить любой временной параметр в диапазоне 3—300 нс при амплитуде от 30 мВ и частоте следования до 20 МГц. Число измерительных каналов должно соответствовать количеству измеряемых параметров. Упрощенная функциональная схема одного измерительного канала представлена на рис. 48.

Ждущий мультивибратор (10) служит для открытия (запирания) «ворот» 11 , а также для задания времени запоминания. Запоминающее устройство (ЗУ) включает в себя конденсатор 15 , схему разряда 13 конденсатора и схему блокировки разряда 14 конденсатора, а также выходную цепь 16 . Схема перегрузки 18 включает индикаторное устройство, если длительность измеряемого интервала больше 300 нс; при длительности меньше 300 нс работает индикатор на выходе АЦП 17 . Линейные «ворота» управляются импульсом синхронизации с усилительного устройства 12 . Широкополосный усилитель 2 позволяет расширить амплитудный диапазон измеряемых сигналов, а дифференцирующая цепь 1 — укоротить их, 9 и 7 — схемы включения и выключения генератора тока 8 соответственно. Уровни напряжения, по которым измеряется временной параметр интегральной схемы, задается с блока установки уровней 6 и делителя напряжения 4 . При калибровке измерителя уровни срабатывания ключей 3 и 5 устанавливаются автономно. Измерительные каналы других временных параметров ИС работают по аналогичному принципу.

Таблица 1

Основные характеристики методов измерения временных параметров интегральных схем в наносекундном диапазоне

Методы измерения	Характеристики измеряемых временных параметров ИС						Погрешность измерения, %
	Обозначение измеряемого параметра	Вид входных импульсов	Форма выходной информации	Диапазон изменения параметра, нс	Диапазон амплитуд импульса, В	Частота следования импульсов	
Временной раз- вертки	$t_n, T_n, t_{\phi}^{10}, t_{\phi}^{01}$	Повторяющиеся, два однократных	Визуальный отсчет по экрану ЭЛТ	$10-2 \cdot 10^6$	0,01—500	100 Гц—500 кГц	± 5
Неосциллографические	t_n, T_n	Повторяющиеся, одиночные	Цифровая	10^2-10^6	0,3—150	1 Гц—500 кГц	± 7
Стробоскопические	$t_n, t_{\phi}^{10}, t_{\phi}^{01}, t_{\phi}^{10}, t_{\phi}^{01*}$ $t_{\phi}^{10}, t_{\phi}^{01*}$ $t_{\phi}^{10}, t_{\phi}^{01}$	Повторяющиеся, одиночные	Цифровая	$5-10^5$	0,01—16	20 Гц—40 МГц	± 4
Интегральные	$t_n, t_{\phi}^{10}, t_{\phi}^{01}$	Повторяющиеся, одиночные**	Аналоговая, цифровая	$5-3 \cdot 10^3$ $10-3 \cdot 10^3$	0,01—10 0,01—10	50 Гц—100 кГц Меньше 100 Гц	± 10 ± 15
Временной трансформации	$t_n, T_n, t_{\phi}^{10}, t_{\phi}^{01}$	Повторяющиеся, одиночные	Визуальный отсчет по экрану ЭЛТ, аналоговая, цифровая	$30-2 \cdot 10^7$	0,3—100	250 Гц—100 кГц	± 5

* Параметры $t_{\phi}^{10}, t_{\phi}^{01}$ измеряются с помощью двухканального стробоскопического осциллографа.

** Скажность повторяющихся импульсов больше 1000.

Некоторые методы измерения временных параметров ИС в наносекундном диапазоне проанализированы в работе [29], а основные характеристики принципов их измерений приведены в табл. 1.

2. Измерение амплитудного параметра интегральных схем в наносекундном диапазоне

В процессе определения динамических параметров ИС важное значение имеет измерение амплитуды импульсного напряжения на входе и выходе измеряемой схемы. Быстрое измерение амплитуды импульса с помощью автоматической контрольно-измерительной аппаратуры (АКИА) при малой погрешности измерения

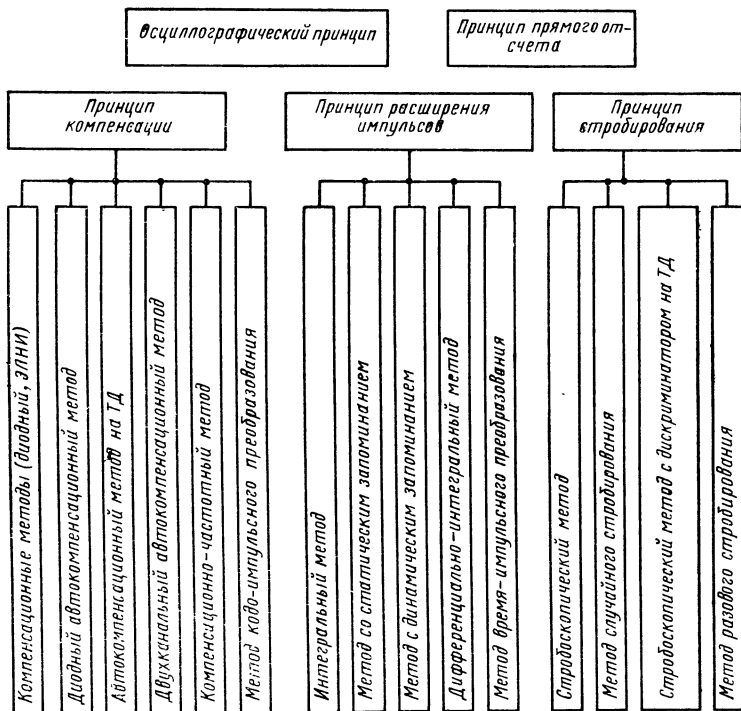


Рис. 49. Классификация принципов измерения амплитудного параметра интегральных схем в наносекундном диапазоне.

позволяет определить ряд других характеристик схемы: коэффициент передачи напряжения, динамический амплитудный диапазон, частотную характеристику и т. д. По мере уменьшения длительности измеряемых импульсов до единиц наносекунд при частотах следования последних 0—100 МГц и широком диапазоне амплитуд, лежащем от 1 мВ до 10 В возрастает сложность и стоимость АКИА, необходимой для контроля качества ИС. Поэтому необходимо разработать принципиально новые методы измерения амплитуды импульса, которые могли бы обеспечить малую погрешность измерения в достаточно большом интервале амплитуд и длительностей импульса.

На сегодняшний день существуют пять основных принципов измерения амплитуды импульса: компенсации, расширения импульсов, стробирования, прямого отсчета, осциллографический. На каждом из принципов основан ряд методов измерения амплитуды импульса (рис. 49).

2.1. Принцип компенсации

Этот принцип основан на сравнении амплитуды измеряемого импульса с калиброванным постоянным напряжением и используется в следующих методах.

Компенсационный метод с применением диодного дискриминатора основан на сравнении амплитуды измеряемого импульса с калиброванным постоянным напряжением [30, 1]. Структурная схема метода представлена на рис. 50. Измеряемый импульс, имеющий амплитуду, которая превышает величину компенсирующего напряжения, поступает на дискриминатор 1. При этом на его нагрузке выделяется расширенный импульс. Для уверенного запуска релаксатора 3, момент срабатывания которого фиксируется с помощью индикатора 5, применен усилитель 2. Методика измерения сводится к плавному увеличению компенсирующего напряжения формирователя 4 до величины, при которой прекратится срабатывание релаксатора 5. Амплитуда измеряемого импульса равна величине компенсирующего напряжения,

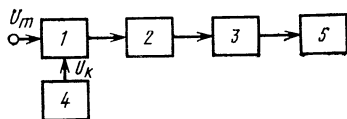


Рис. 50. Структурная схема компенсационного метода с применением диодного дискриминатора.

соответствующей моменту прекращения срабатывания релаксатора.

Компенсационный метод с применением электронно-лучевого нуля-индикатора (ЭЛНИ) предполагает применение ЭЛНИ в качестве сравнивающего устройства при сравнении измеряемого импульса с калиброванным постоянным напряжением [31]. ЭЛНИ (рис. 51) представляет собой электронно-лучевую трубку 1, в которой вместо люминесцирующего экрана установлен металлический экран 2 с отверстием в центре. Измеряемый импульс и постоянное компенсирующее напряжение проти-

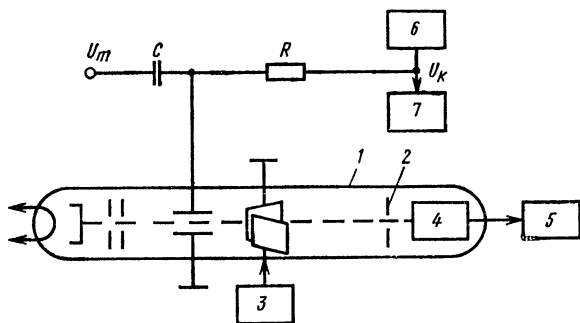


Рис. 51. Структурная схема компенсационного метода с ЭЛНИ.

воположной полярности подаются на вертикальные отклоняющие пластины трубки. В горизонтальной плоскости луч разворачивается с помощью генератора развертки 3. В момент, когда разность между амплитудой импульса и величиной компенсирующего напряжения близка к нулю, электроны попадают в отверстие экрана 2 и улавливаются электронным умножителем 4, формирующим выходные импульсы тока. Отсчет показаний производится по вольтметру постоянного тока 7, подключенному к источнику компенсирующего напряжения 6, при максимальном показании индикатора 5.

Рассмотренные выше методы имеют ручную настройку при измерении амплитуды импульса, поэтому они редко применяются в уникальных эталонных измерителях.

Диодный автокомпенсационный метод в своей основе имеет автоматическое регулирование постоянного компенсирующего напряжения, сравниваемого с измеряемым напряжением [30, 32]. Структурная схема метода

показана на рис. 52. Измеряемый импульс U_m , пройдя через диодный дискриминатор 1, образует на его нагрузке расширенный импульс, который поступает на усилитель 2 и интегрирующий каскад 3. Выпрямленное каскадом 3 напряжение расширенного импульса с помощью цепи обратной связи 4 подается на дискриминатор в качестве компенсирующего. В установившемся режиме напряжение на выходе интегрирующего каскада 3 равно амплитуде входного импульса U_m и измеряется индикатором 5.

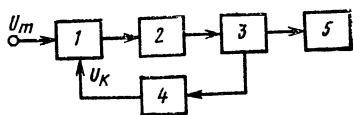


Рис. 52. Структурная схема диодного автокомпенсационного метода.

На рис. 53 представлена упрощенная схема автокомпенсационного вольтметра, которая состоит из дискриминатора $Д1$, импульсного усилителя рассогласования ИУ, интегрирующего каскада (выпрямителя) на $Д2$ и $Д3$ и цепи обратной связи (резистор $R1$).

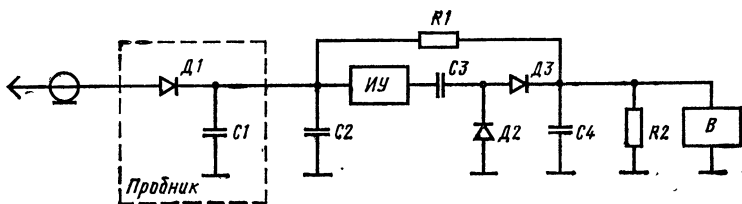


Рис. 53. Функциональная схема диодного автокомпенсационного вольтметра.

Импульсы, поступающие на вход схемы, через диод $Д1$ заряжают конденсаторы $C1$ и $C2$, которые по окончании действия импульсов разряжаются через резистор $R1$ и входное сопротивление усилителя. Полученные таким образом расширенные импульсы усиливаются усилителем и детектируются каскадом, состоящим из диодов $Д2$ и $Д3$, конденсаторов $C3$ и $C4$ и резистора $R2$. Выпрямленное напряжение через цепь обратной связи (резистор $R1$) поступает на диод $Д1$. Это напряжение (компенсирующее), равное с некоторой погрешностью амплитуде импульса, измеряется вольтметром постоянного тока B .

К недостаткам метода относятся: низкая чувствительность, линейная зависимость величины погрешно-

уровня напряжения, предусмотрено триггерное устройство 13, которое по сигналу с дискретного источника опорного напряжения 12 в момент начала установления очередного уровня E_k разрывает главную обратную связь, запирая пороговые устройства 10 и 11.

Для исключения ложной информации от фронта и спада измеряемого импульса и обеспечения измерения только амплитуды (вершины) предусмотрены развязывающее устройство 7, дифференцирующая цепь 8 и схема управления 9 высокочастотным клапаном 3. Эти элементы схемы блокируют прохождение сигнала перестраиваемого генератора 2 на частотный дискриминатор 6 на время действия фронта и спада измеряемого импульса.

Для необходимого исходного положения частоты перестраиваемого генератора 2 перед началом измерений предусмотрена подстройка частоты этого генератора с помощью вспомогательной системы автоматической подстройки частоты 5.

Малая погрешность измерения является одним из преимуществ метода; к недостаткам следует отнести сложность реализации схемы и зависимость величины погрешности измерения от формы измеряемого импульса.

Двухканальный автокомпенсационный метод имеет структурную схему, представленную на рис. 55 [30, 34, 35]. Измеряемый импульс U_m подается на два идентичных автокомпенсационных канала: непосредственно на первый и через омический делитель с отношением 1:2 — на второй. Дифференциальный усилитель постоянного тока 3 выделяет разность компенсирующих напряжений, которые получены на выходах каналов 1 и 2. Эта разность является отсчетной величиной и фиксируется индикатором 4.

Наличие двух каналов измерения позволило устранить составляющую погрешности измерения, обусловленную длительностью и частотой следования измеряемых импульсов.

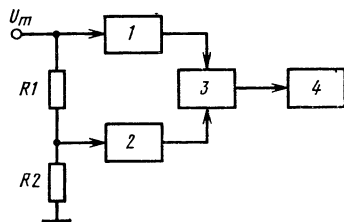


Рис. 55. Структурная схема двухканального автокомпенсационного метода.

импульсов, полоса его пропускания невелика (150—200 кГц).

При измерении сигнал на входы прибора подается через делитель $R1, R2$. С помощью дифференциального УПТ 3 и вольтметра постоянного тока измеряется разность напряжений компенсации, вырабатываемых каналами. Имея низкое входное сопротивление (75 Ом), вольтметр используется как нагрузка в согласованных линиях передачи.

Метод имеет следующие недостатки: низкая чувствительность, высокие требования к идентичности каналов по амплитудной и частотной характеристикам.

Автокомпенсационный метод на туннельном диоде.

В качестве дискриминатора используется туннельный диод, поставленный в двухстабильный режим [36, 37]. Структурная схема метода показана на рис. 57. Применение туннельного диода позволяет выполнить все остальные элементы структурной схемы узкополосными. Цель автоматического регулирования компенсирующего напряжения содержит дискриминатор 1, одновибратор 2, схему заряда накопительного конденсатора 3 и цепь обратной связи 5. Измеряемый импульс U_m переводит дискриминатор из одного устойчивого состояния в другое, вызывая запуск одновибратора. Входной импульс одновибратора повышает напряжение на выходе схемы заряда накопительного конденсатора и одновременно запускает генератор обратного переключения дискриминатора (4). Выходное напряжение схемы заряда накопительной емкости, повышающееся с приходом каждого последующего импульса, поступает на дискриминатор в качестве компенсирующего через цепь обратной связи. В установившемся режиме переключения дискриминатора не происходит и компенсирующее напряжение, измеряемое с помощью индикатора 6, равно амплитуде измеряемого импульса.

Принципиальная схема автокомпенсационного вольтметра на туннельном диоде для измерения амплитуды видеоимпульсов положительной полярности включает в себя следующие узлы (рис. 58):

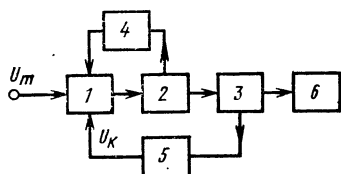


Рис. 57. Структурная схема автокомпенсационного метода на туннельном диоде.

- развязывающий каскад на транзисторе $T1$;
- диод-дискриминатор $TД1$;
- ключевой усилитель постоянного тока ($T3$) с интегрирующим каскадом;
- генератор компенсирующего тока ($T4—T7$);
- блокинг-генератор обратного переключения туннельного диода ($T2$);
- схему измерения компенсирующего тока с отсчетным прибором.

Принцип действия схемы заключается в следующем. С приходом измеряемого импульса положительной полярности туннельный диод $TД1$ переключается. В результате этого срабатывает туннельный диод $TД2$ и на вход ключевого усилителя (транзистор $T3$) подается напряжение. Это напряжение выводит транзистор $T3$ из насыщения и запирает его. В результате конденсатор $C6$ заряжается. Процесс заряда конденсатора продолжается до прихода импульса сброса, после чего все элементы схемы переходят в исходное состояние. Постоянная времени заряда конденсатора $C6$ выбирается таким образом, чтобы за время одного рассмотренного цикла напряжение на конденсаторе успевало возрасти на такую величину, которая обуславливала бы малое

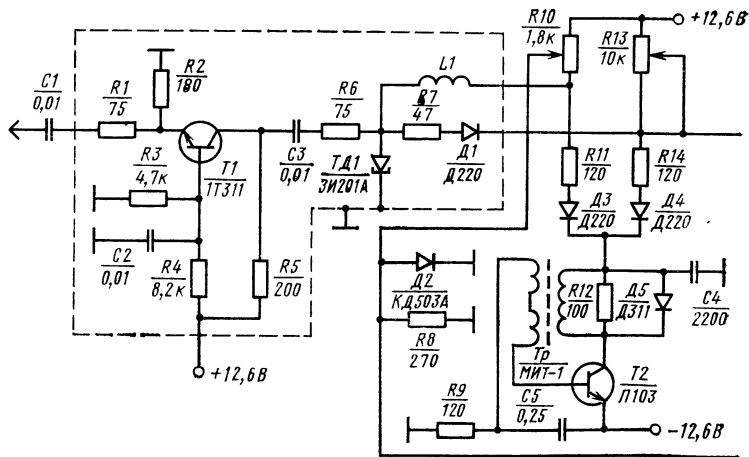


Рис. 58. Принципиальная схема автокомпенсации. $ДД1$, $ДД2$ — дискретные делители

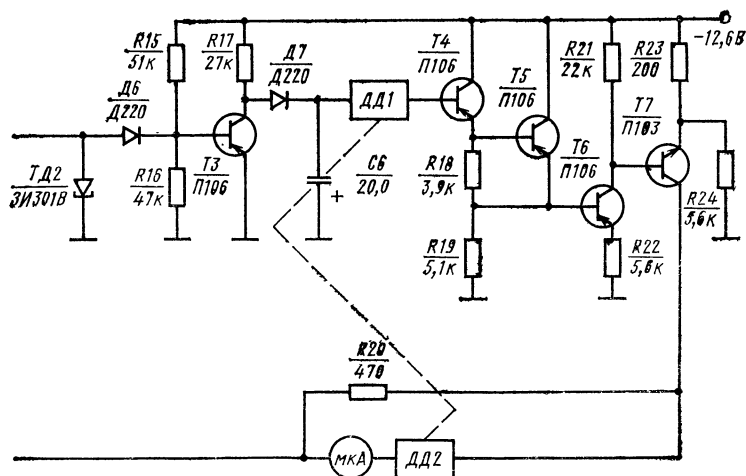
приращение компенсирующего тока по сравнению с входным током.

После прихода импульса сброса конденсатор *C6* медленно разряжается (большая постоянная времени цепи разряда). С приходом следующего измеряемого импульса напряжение на конденсаторе *C6* возрастет еще на некоторую величину, что приведет к соответствующему возрастанию компенсирующего тока.

Рассмотренные процессы повторяются до тех пор, пока к приходу *n*-го измеряемого импульса компенсирующий ток не станет равным по величине входному току или несколько превысит его. В этом случае *n*-й импульс не изменит состояния схемы и конденсатор *C6* будет разряжаться до тех пор, пока компенсирующий ток вновь не станет равным по величине входному току. Таким образом, схема начинает работать в режиме деления частоты входных импульсов и получающийся в результате компенсирующий ток примерно равен амплитуде измеряемых импульсов тока.

Преимущества метода: высокая чувствительность, широкополосность.

Недостатком метода является необходимость включения перед дискриминатором дополнительного транзисторного каскада для развязки измеряемой схемы от импульса туннельного диода.



сационного вольтметра на туннельном диоде: переключателя диапазонов.

Метод кодо-импульсного преобразования основан на сравнении амплитуды напряжения измеряемого импульса с образцовым компенсирующим напряжением, осуществляемым с помощью быстродействующего нуля-органа (НО) на лавинном транзисторе [38, 39]. Структурная схема метода приведена на рис. 59. Измеряемые импульсы U_m и E_k с цифроаналогового преобразователя

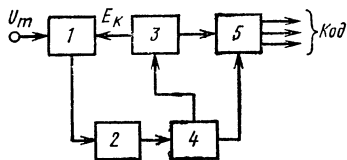


Рис. 59. Структурная схема метода кодо-импульсного преобразования.

ЦАП) 3 подаются на вход нуля-органа 1. В начальный момент времени на НО с ЦАП подается напряжение, равное порогу срабатывания первого. Если амплитуда измеряемого импульса превышает этот порог, то на НО вырабатывается импульс сравнения, поступающий на схему с переменным коэффициентом деления 2, которая формирует тактовые импульсы. Последние вызывают ступенчатое повышение напряжения на выходе 3 до тех пор, пока оно не станет равным величине амплитуды измеряемого импульса. При этом на счетчике ЦАП в цифровой форме будет зафиксирована амплитуда измеряемого импульса U_m .

Блок управления 4 обеспечивает рабочий цикл измерения, сброс показаний регистра памяти 5, перепись результата измерения в регистр памяти и установку ЦАП на нуль.

Основным элементом схемы, определяющим метрологические характеристики кодо-импульсного метода, является нуля-орган. Поэтому он должен быть не только широкополосным и чувствительным, но и удовлетворять следующим требованиям: иметь время восстановления не более времени минимального периода следования измеряемого сигнала и обеспечивать согласование с трактом передачи измеряемого сигнала и цепями подачи компенсирующего напряжения.

Этим требованиям удовлетворяет НО регенеративного типа на лавинном транзисторе $T1$ (рис. 60). В исходном состоянии в ждущем режиме транзистор $T1$ закрыт и к конденсатору $C2$ приложено напряжение коллектора. При подаче положительного измеряемого импульса с амплитудой, превышающей величину компенсирующе-

го напряжения, рабочая точка лавинного транзистора оказывается на участке отрицательного дифференциального сопротивления, что вызывает регенеративный процесс разряда конденсатора $C2$ через транзистор с выделением мощного импульса противоположной полярности на резисторе нагрузки $R4$. После окончания регенеративного процесса транзистор вновь закрывается и рабочая точка возвращается в исходное состояние.

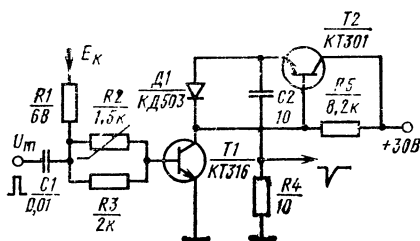


Рис. 60. Схема нуля-органа.

При измерении амплитуды повторяющихся наносекундных импульсных напряжений импульсы сравнения вырабатываются от каждого импульса последовательности, что вызывает постепенное повышение компенсирующего напряжения до тех пор, пока НО вновь не будет выведен на грань срабатываний. По полученному значению компенсирующего напряжения судят об амплитудном значении измеряемого сигнала.

Импульсы сравнения, вырабатываемые НО с частотой следования измеряемого сигнала, снимаются с резистора $R4$. Время восстановления уменьшено за счет динамического заряда конденсатора $C2$ через эмиттерный повторитель на транзисторе $T2$. Без принятия мер по температурной стабилизации дрейф порога НО может достигать до $1 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$. Включение в цепь базы термистора $R2$ позволяет снизить температурный дрейф порога до $50 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$.

Для дискриминации импульсов отрицательной полярности необходимо применение лавинного транзистора $n-p-n$ -проводимости с сопротивлением нагрузки в цепи эмиттера.

К преимуществам метода относятся: малая погрешность измерения и возможность получения результатов измерения в цифровой форме.

Недостатки метода: возможность измерения только периодической последовательности импульсов и высокие требования к НО по быстродействию.

2.2. Принцип расширения импульсов

Этот принцип основан на временном преобразовании измеряемого сигнала до длительности, необходимой для регистрации показаний измерителя, и используется в следующих методах.

Интегральный метод предполагает преобразование измеряемых импульсов в расширенные с помощью двух широкополосных расширителей, построенных на нелинейных элементах с различными вольт-амперными характеристиками [30, 40—42]. Структурная схема метода изображена на рис. 61. Измеряемый импульс одно-

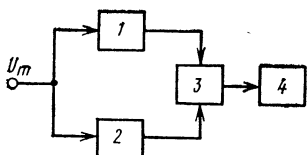


Рис. 61. Структурная схема интегрального метода.

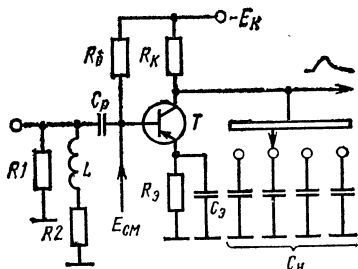


Рис. 62. Упрощенная схема расширителя импульсов.

временно поступает на расширители 1 и 2, режим работы которых подобран так, что отношение амплитуд расширенных импульсов не зависит от длительности импульса и является функцией амплитуды импульса при условии, что форма импульса известна. Величина, пропорциональная амплитуде измеряемого импульса, снимается с измерителя отношения амплитуд 3 и фиксируется индикатором 4.

Упрощенная схема расширителей импульсов, применяемых в интегральном методе, приведена на рис. 62. В них обычно применяются транзисторы различного типа проводимости. Цепь R_1, R_2, L является нагрузкой входа измерителя и за счет введения индуктивности частично компенсирует влияние входной емкости транзистора. Параметры расширенного импульса определяются постоянной времени коллекторной цепи $R_K C_n$. Поэтому при изменении диапазона длительностей измеря-

емых импульсов осуществляется коммутация конденсатора C_n . Обычно перекрытие по диапазону длительностей лежит в пределах 5—10.

В работе [41] рассмотрена разновидность интегрального метода — метод сравнения. Данный метод характеризуется тем, что смещением рабочих точек на характеристиках нелинейных элементов расширителей производят процесс уравнивания амплитуд расширенных импульсов. Амплитуда измеряемых импульсов определяется по величинам напряжения смещения рабочих точек нелинейных элементов.

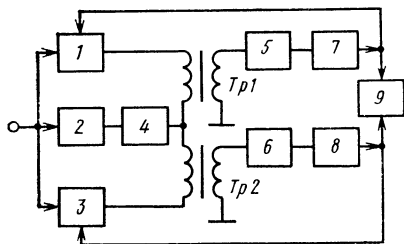


Рис. 63. Структурная схема интегрального измерителя амплитуды и коэффициента формы импульсов.

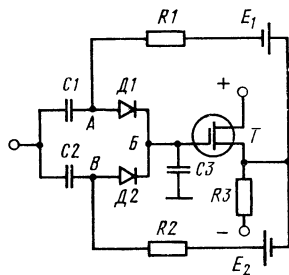


Рис. 64. Схема интегратора.

Структурная схема измерителя амплитуды видеоимпульсов, использующего способ сравнения, приведена на рис. 63. Импульсы с выходов расширителей импульсов 1 и 3 через интегрирующую цепь 2 и усилитель 4 подаются попарно на импульсные трансформаторы $Tr1$ и $Tr2$. Так как на первичные обмотки этих трансформаторов подаются синфазные импульсы, то при равенстве их амплитуд и одинаковой длительности и форме на вторичной обмотке импульсы отсутствуют. Если амплитуды импульсов не равны, на вторичной обмотке возникают импульсы, амплитуда которых пропорциональна разности амплитуд импульсов на концах первичной обмотки, а их полярность указывает, какой из этих импульсов имеет большую амплитуду.

Импульсы, снимаемые со вторичных обмоток трансформаторов, усиливаются одинаковыми усилителями 5 и 6 и подаются через интеграторы 7 и 8 на комбинированный двухстрелочный прибор 9. Назначение интеграторов — регулирование смещающих напряжений на рас-

ширители импульсов 1 и 3 таким образом, чтобы амплитуды импульсов на выходах расширителей были равны между собой.

Один из вариантов схемы интегратора представлен на рис. 64. Величины напряжений источников E_1 и E_2 подобраны так, что напряжения между точками А и Б, а также между точками Б и В равны и имеют полярность, при которой диоды Д1 и Д2 заперты. При подаче на вход интегратора, например, положительных импульсов, амплитуда которых превышает запирающее напряжение на диодах, происходит постепенный разряд конденсатора большей емкости С3 через диод Д1. При уменьшении амплитуды импульсов до величины, меньшей величины запирающих напряжений на диодах, перезаряд конденсатора прекращается и его потенциал, а следовательно, и выходное напряжение остаются почти неизменными. Фактическая скорость изменения выходного напряжения определяется постоянной времени разряда накопительного конденсатора С3 через шунтирующее его сопротивление утечки. Практически постоянная может быть получена достаточно большой (1 мин и более).

При подаче на вход интегратора импульсов отрицательной полярности с амплитудой, превышающей амплитуду запирающего напряжения диодов, происходит постепенный разряд конденсатора С3 через диод Д2, в результате чего выходное напряжение уменьшается.

Полярность напряжения на выходах интеграторов и направление их изменения выбираются так, чтобы уменьшить разность амплитуд расширенных импульсов, снимаемых с выходов расширителей 1,3 и выхода усилителя 4. При снижении амплитуд импульсов на входах интегрирующих каскадов до величин, меньших величины запирающих напряжений диодов, прекращается изменение выходных напряжений интеграторов. Эти напряжения измеряются комбинированным двухстрелочным прибором 9. По шкале этого прибора отсчитывается амплитуда импульса U_m и коэффициент формы ϕ .

Выгодно выбирать коэффициенты усиления усилителей 5 и 6 возможно большими, так как это позволяет точнее устанавливать смещение напряжения. Максимальная величина этих коэффициентов ограничивается неидентичностью формы импульсов с выходов расширителей. Практически удается использовать усилители с та-

ким коэффициентом усиления, при котором погрешность установки смещающих напряжений не превышает 1%.

К преимуществам интегрального метода относятся: высокая чувствительность, возможность измерения амплитуды и длительности одиночных и повторяющихся импульсов.

Недостатки метода: зависимость показаний на формы измеряемых импульсов, высокая погрешность измерения.

Метод аналогового преобразования со статическим запоминанием в качестве расширителей длительности измеряемого импульса использует диодно-емкостные преобразователи [43, 44]. Этот метод применяется только при измерении амплитуды одиночных импульсов. Структурная схема метода представлена на рис. 65. За время действия измеряемого импульса U_m накопительный конденсатор 2 заряжается через импульсный диод 1 до амплитудного значения сигнала, которое отсчитывается индикатором 4. Сброс показаний осуществляется с помощью разрядной цепи 3.

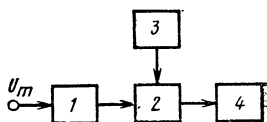


Рис. 65. Структурная схема метода аналогового преобразования со статическим запоминанием.

В наносекундном диапазоне длительностей применяются двухканальные диодно-емкостные преобразователи

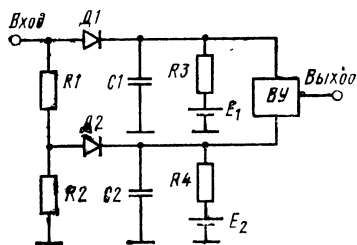


Рис. 66. Функциональная схема двухканального емкостного преобразователя. (ВУ — вычитающее устройство).

по аналогии с двухканальным автокомпенсационным методом [45]. Функциональная схема такого преобразователя представлена на рис. 66. Кроме импульсных диодов, в качестве зарядных элементов используются также стабилитроны и транзисторы.

К преимуществам метода относятся: простота реализации; погрешность измерения не зависит от формы импульса.

Недостатками метода являются: низкая чувствительность; зависимость величины погрешности измерения от длительности и амплитуды измеряемых импульсов.

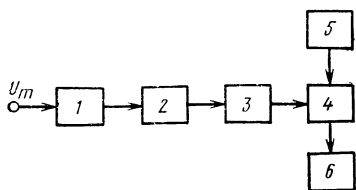


Рис. 67. Структурная схема дифференциально-интегрального метода.

Дифференциально - интегральный метод характеризуется предварительным дифференцированием измеряемого импульса с последующим зарядом накопительного конденсатора током, пропорциональным величине производной [46, 47]. Структурная схема метода показана на рис. 67. Измеряемый импульс U_m после

прохождения дифференцирующей цепочки 1 воздействует на генератор тока 2. Выходной импульс генератора тока через диод 3 заряжает накопительный конденсатор 4 до напряжения, пропорционального величине измеряемой амплитуды. Это напряжение фиксируется индикатором 6. Сброс показаний индикатора осуществляется с помощью выходного импульса разрядной цепи 5, который разряжает накопительный конденсатор.

Преимуществом метода является высокая чувствительность. К недостатку метода следует отнести зависимость погрешности измерения от величины фронта измеряемого импульса.

Метод аналогового преобразования с динамическим запоминанием в сущности состоит в сведении задачи измерения амплитуды одиночного импульса к задаче измерения квазипоследовательности импульсов, несущей в себе информацию о первоначальном импульсе [45]. Подобное преобразование осуществляется с помощью динамических запоминающих устройств, построенных на замедляющих системах (линиях задержки, коаксиальных кабелях и др.). Запоминающие устройства с разомкнутой замедляющей системой (без обратной связи) предназначены для преобразования одиночного импульса в пачку импульсов. Для увеличения количества квазипоследовательных импульсов замедляющая система может быть замкнута в петлю через усилитель, компенсирующий потери. Запоминающие устройства, имеющие петлю обратной связи, называют устройствами рециркулятивного типа.

Метод аналогового преобразования с динамическим запоминанием расширяет нижнюю границу измеряемых импульсов до единиц наносекунд, но при этом величина

относительной погрешности измерения возрастает до $\pm 10\%$.

Метод время-импульсного преобразования в своей основе имеет преобразование амплитуды предварительно расширенных импульсов в пропорциональный отрезок времени [49, 50]. Как видно из структурной схемы метода (рис. 68), измеряемый импульс U_m через открытый ключ *1* поступает в амплитудно-временной преобразователь (АВП) *2*, выполняющий одновременно и функцию расширителя длительности импульсов. Сформированный в АВП импульс длительностью t_x открывает

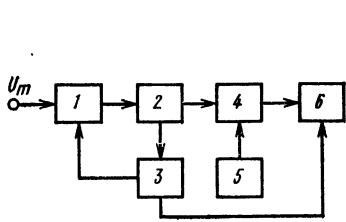


Рис. 68. Структурная схема метода время-импульсного преобразования.

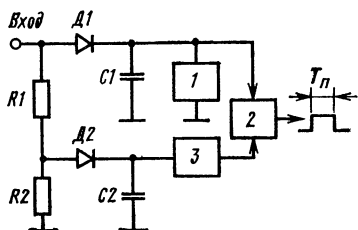


Рис. 69. Функциональная схема двухканального амплитудно-временного преобразователя.

ключ *4* и через него на счетчик *6* поступают импульсы от генератора опорной частоты *5*. Число импульсов генератора за время t_x пропорционально величине амплитуды измеряемого импульса.

Чтобы исключить попадание на вход АВП следующего импульса в момент обработки первого импульса, ключ *1* закрывается импульсом из устройства управления *3*. В связи с тем, что измерение амплитуды производится при обработке только одного импульса, данный метод пригоден для измерения одиночных и повторяющихся импульсов.

Функциональная схема АВП с плавающим порогом дискриминации представлена на рис. 69. Идея построения схемы сводится к тому, что уровень дискриминации интервала преобразования в АВП определяется напряжением расширителя, абсолютное значение погрешности которого одинаково с зарядной погрешностью АВП. При уменьшении напряжения на накопительном конденсаторе АВП из-за недозаряда уменьшается также и уровень, на котором осуществляется дискриминация интервала

преобразования, что в значительной степени устраняет зависимость характеристик преобразования от амплитуды, формы и длительности преобразуемых импульсов.

Преобразуемый сигнал заряжает через диод $D1$ накопительный конденсатор $C1$. По окончании импульса конденсатор $C1$ начинает разряжаться по линейному закону через стабилизатор тока I . Линейно-спадающее напряжение подается на вход интервального дискриминатора 2 . Одновременно с этим уменьшенный по амплитуде импульс через диод $D2$ заряжает накопительный конденсатор $C2$, напряжение которого запоминается расширителем 3 . Выходное напряжение расширителя 3 , используемое в качестве опорного, подается на второй вход интервального дискриминатора 2 .

Аналогом амплитуды измеряемого импульсного сигнала в данном преобразователе является интервал времени $T_{\text{ш}}$, который можно подавать на вход стандартных счетчиков частотомеров.

Преимуществом метода является возможность получения результатов измерения амплитуды импульса в цифровой форме.

Недостаток метода — высокие требования к ключу I (рис. 68) по быстродействию.

2.3. Принцип стробирования

Этот принцип в своей основе содержит последовательное измерение мгновенных значений амплитуды измеряемого импульса с помощью коротких стробирующих импульсов, автоматически сдвигающихся относительно периодически повторяющегося импульса.

Стробоскопический метод. Структурная схема метода [30, 51] изображена на рис. 70. Измеряемый импульс поступает на смеситель основного канала автокомпенсационного измерения 3 , где он смешивается со стробирующим импульсом, имеющим амплитуду $U_{\text{стр}}$. Одновременно этот импульс, пройдя через схему переменной задержки 1 , запускает генератор стробирующих импульсов 2 . Последний выдает импульсы на смеситель основного канала и автокомпенсационный канал измерения стробирующих импульсов 4 . Аналоговые сигналы, соответствующие импульсным с амплитудами $U_m + U_{\text{стр}}$ и $U_{\text{стр}}$, поступают на схему вычитания 5 . После выделения амплитуды измеряемого импульса в схеме вычитания они фиксируются на индикаторе 6 .

Метод самостробирования [52]. При этом в качестве стробирующих импульсов используется часть измеряемого импульса, задержанная на некоторую величину Δt с помощью линии переменной задержки. Длина этой линии при измерении наносекундных импульсов не превышает нескольких метров.

Существенными недостатками данного метода являются: высокие требования к симметрии обоих каналов и сложность измерительной аппаратуры. Высокая чувствительность и широкая полоса пропускания аппаратуры — преимущества стробоскопического метода по сравнению с другими.

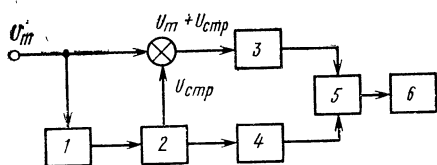


Рис. 70. Структурная схема стробоскопического метода.

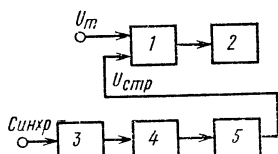


Рис. 71. Структурная схема стробоскопического метода с дискриминатором на туннельном диоде.

Метод случайного стробирования [53]. При применении данного метода стробирующий и измеряемый импульсы не синхронизируются. Ввиду того, что имеется конечная вероятность совпадения стробирующего импульса с пиковым значением измеряемого, то образующиеся на выходе смесителя расширенные импульсы содержат в своем составе те, амплитуда которых пропорциональна пиковому значению измеряемого импульса. Выделяя импульс с наибольшей амплитудой, получают пиковое значение измеряемого импульса.

Недостатком метода является зависимость погрешности измерения от частоты следования импульсов, так как вероятность совпадения стробирующего и измеряемого импульсов, особенно на низких частотах следования, снижается.

Стробоскопический метод, использующий свойства дискриминатора на туннельном диоде [54—56]. Структурная схема метода (рис. 71) содержит автокомпенсационный канал измерения 1 с дискриминатором на туннельном диоде и канал синхронизации. Последний содержит де-

литель частоты с жесткой привязкой 3, схему переменной задержки 4, генератор стробирующих импульсов 5 и служит для формирования строб-импульса, жестко связанного во времени с мгновенным значением измеряемого импульса. Перед началом измерения канал синхронизации находится в автоколебательном режиме и производится компенсация стробирующего импульса, воздействующего на вход канала измерения в отсутствие

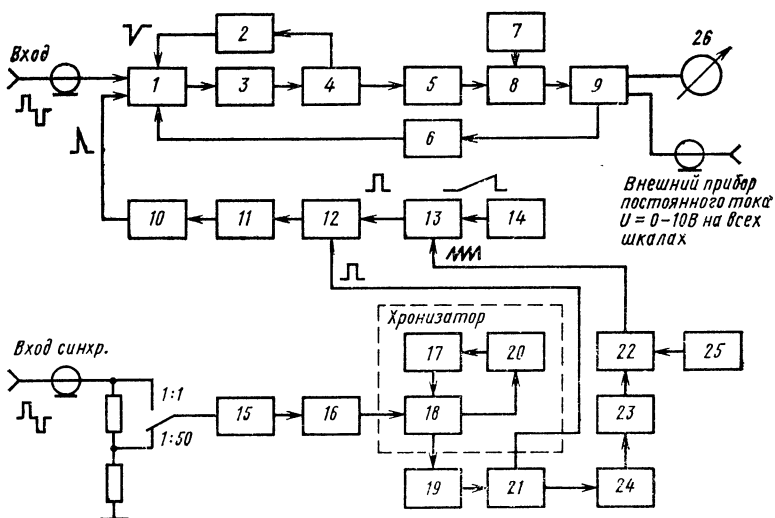


Рис. 72. Функциональная схема стробоскопического вольтметра:

1 — преобразователь; 2 — генератор импульсов тока сброса; 3 — эмиттерный повторитель; 4 и 17 — одновибраторы; 5 — генератор импульсов тока заряда; 6 — цепь обратной связи; 7 — схема разряда; 8 — емкостный накопитель; 9 — эмиттерный повторитель; 10 — генератор строб-импульсов; 11 — выходной каскад; 12 — усилитель импульса сравнения; 13 — схема сравнения; 14 — схема регулируемой задержки; 15 — каскад с разделенной нагрузкой; 16, 19 — усилители; 18 — триггер на туннельном диоде; 20 — генератор импульсов сброса; 21 — генератор быстрого пилообразного напряжения; 22 — блок емкостей; 23 — генератор тока; 24 — ключ; 25 — электронный переключатель; 26 — индикатор.

измеряемого импульса. Затем канал синхронизации переводится в ждущий режим. При одновременном воздействии измеряемого U_m и стробирующего импульса $U_{стр}$ на канал измерения он обрабатывает амплитуду измеряемого импульса только в точке, которая определяется схемой переменной задержки и фиксируется индикатором 2.

Функциональная схема стробоскопического импульсного вольтметра представлена на рис. 72. Прибор имеет

два самостоятельных канала: канал измерения и канал синхронизации. Начнем рассмотрение схемы с канала синхронизации, который служит для формирования строб-импульса, жестко связанного по времени с мгновенным значением сигнала.

Наличие на входе канала каскада с разделенной нагрузкой 15 обеспечивает возможность синхронизации от импульсов любой полярности. Импульс синхронизации (возможна синхронизация и самим измеряемым импульсом с включением тройника отбора импульса синхронизации и специальной линии задержки на 70 нс) запускает триггер хронизатора 18 через усилитель 16. Хронизатор представляет собой делитель частоты с жесткой привязкой и включает триггер, генератор импульсов сброса 20 и одновибратор 17. Триггер хронизатора не чувствителен к следующим импульсам синхронизации, пока его не вернет в исходное состояние одновибратор. Длительность импульса одновибратора равна примерно 9 мс, поэтому частота следования импульсов с хронизатора равна 100 Гц. Эти импульсы запускают через усилитель 19 генератор быстрого пилообразного напряжения 21, который через ключ 24 воздействует на генератор тока 23. С блока конденсаторов 22, который обеспечивает выбранный интервал измерений при помощи электронного переключателя 25, пилообразное напряжение подается на схему сравнения 13. Схема сравнения выдает импульс для запуска генератора строб-импульсов 10 через усилитель импульсов сравнения 12 и выходной каскад 11 при равенстве напряжения, подаваемого со схемы переменной задержки 14 и напряжения быстрого пилообразного напряжения.

Усиленный импульс схемы сравнения подается для переключения генератора быстрого пилообразного напряжения. Таким образом, положение строб-импульса в интервале времени, задаваемом блоком конденсаторов, определяется однозначно напряжением схемы переменной задержки и может легко перемещаться во всем интервале.

Схема генератора строб-импульсов, собранного на туннельном диоде, показана на рис. 73. Вся схема с отрезком короткозамкнутого коаксиального кабеля помещена в металлический экран цилиндрической формы, жестко соединенный с входным разъемом прибора. Длительность строб-импульса порядка 1—2 нс.

Канал измерения состоит из дискриминатора на ТД, поставленного в двустабильный режим. Перед измерением схема синхронизации переводится в автоколебательный режим и производится компенсация строб-импульса, воздействующего на вход канала измерения в отсутствие измеряемого импульса. Компенсация производится током установки нулевого уровня через туннельный диод преобразователя (стрелочный прибор показывает нуль). Затем схема переходит в ждущий режим и в преобразователе сразу действуют сигнал и строб-импульс. Прибор будет измерять исследуемый им-

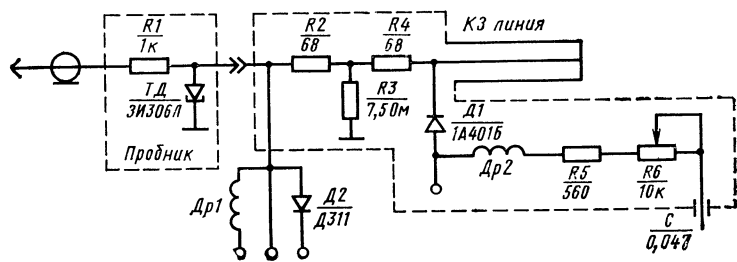


Рис. 73. Схема генератора строб-импульсов.

пульс при условии полной компенсации строб-импульса. При положительной полярности сигнала он будет складываться со строб-импульсом (будет выше условного нулевого уровня при компенсации строб-импульса), а при отрицательной полярности — вычитаться. Для отсчета показаний в последнем случае достаточно переключить полярность прибора.

Импульс с дискриминатора на туннельном диоде передается на одновибратор, который управляет одновременно генератором импульсов тока сброса и генератором импульсов тока заряда. Первый обеспечивает возврат туннельного диода в исходное состояние для индикации очередного импульса, а второй — ступенчатый заряд конденсаторного накопителя.

Автоматическая компенсация амплитуды исследуемого импульса осуществляется за счет цепи обратной связи, которая пропускает через туннельный диод компенсирующий ток обратного направления. Система импульсного авторегулирования работает с частотой 10—12 Гц в установившемся режиме. Максимальное время измерения составляет 100 мс. При этом для получения

установившегося режима необходимо обработать не более 10 импульсов с частотой следования строб-импульса.

Преимущества метода: малая погрешность, широкополосность.

Недостатком является малая производительность вследствие произвольного отсчета амплитуды измеряемого импульса, который определяется положением временной координаты стробирующего импульса.

Метод разового стробирования основан на применении быстродействующей схемы запоминания, подключаемой к измеряемой цепи на время действия стробирующего импульса [57, 58]. Структурная схема метода представлена на рис. 74. Измеряемый импульс U_m подается на высокочастотный ключ 1,

управляемый стробирующим импульсом от генератора импульсов 6. На время действия стробирующего импульса схема запоминания 2 подключается к измеряемой цепи и осуществляет обработку измеряемого импульса. Расширенный до необходимой длительности импульс с выхода схемы запоминания, пропорциональный амплитуде измеряемого импульса, преобразуется аналого-цифровым преобразователем (АЦП) 3 в цифровой код. Канал синхронизации, содержащий схему деления с жесткой привязкой 4, схему переменной задержки 5 и генератор стробирующих импульсов 6, служит для формирования стробирующего импульса. Положение последнего на оси времени задается схемой переменной задержки. Схема деления 4 формирует импульс для сброса выходного напряжения схем 2 и 3 после окончания цикла измерения.

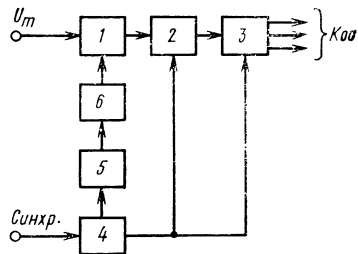


Рис. 74. Структурная схема метода разового стробирования.

Величина этого цикла определяется временем, необходимым для преобразования амплитуды измеряемого импульса в цифровой код в схеме 3. При этом канал синхронизации блокируется с помощью синхроимпульса, поступающего одновременно с измеряемым импульсом U_m .

Один из вариантов схемы запоминания для метода разового стробирования, представленный на рис. 75, со-

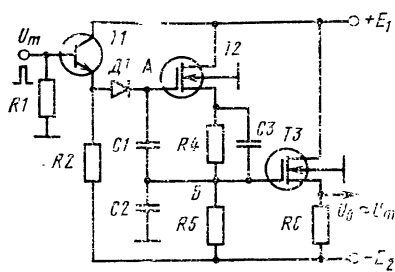


Рис. 75. Схема запоминания.

держит эмиттерный повторитель ($T1$), диодно-емкостный расширитель ($D1, C1$), истоковые повторители ($T2, T3$). Режим работы полевого транзистора $T2$ выбирается таким образом, чтобы в отсутствие измеряемого сигнала потенциал точки B равнялся нулю.

Измеряемое импульсное напряжение положительной полярности поступает на выход эмиттерного повторителя на высокочастотном транзисторе $T1$, потенциал эмиттера которого равен нулю. Выделенный на сопротивлении резистора $R2$ импульс детектируется импульсным диодом $D1$ и заряжает накопительный конденсатор $C1$. Потенциал затвора полевого транзистора $T2$ (точка A) поднимается до пикового значения измеряемого сигнала, увеличивая стоковый ток. В результате потенциал точки B практически будет равен потенциалу точки A , т. е. пиковому значению измеряемого импульса. Мерой измеряемой величины является потенциал точки B в цепи истока транзистора $T2$.

Таким образом, диодно-емкостный расширитель управляет истоковым повторителем с коэффициентом усиления K_0 . Ввиду высокого входного сопротивления МДП-транзистора $T2$ во время заряда практически отсутствует потребление энергии от измеряемого сигнала последующими цепями, а заряд конденсатора $C2$ в цепи истока осуществляется большим истоковым током. В результате диодно-емкостный расширитель работает на эквивалентную зарядную емкость, которая равна $C_0 = C_2(1 - K_0)$, где $K_0 \approx 1$. Это снижает постоянную времени заряда накопительного элемента и дает значительный выигрыш в быстродействии схемы запоминания. При условии применения в истоковом повторителе прибора с граничной частотой усиления 400—550 МГц время нарастания схемы составляет единицы наносекунд.

К основным параметрам схемы запоминания следует отнести время хранения информации. Пренебречь утечкой информации (разрядом накопительного элемента $C1$) можно при условии, что за время преобразования

аналоговой величины в цифровой код уменьшение напряжения в точке *Б* происходит не более, чем на 0,1%. Выполнение таких условий требует либо увеличения емкости конденсатора *С1*, что недопустимо в связи со снижением быстродействия схемы, либо подключения к точке *Б* второй схемы запоминания. При этом съем информации с выхода схемы запоминания должен осуществляться через истоковый повторитель на транзисторе *Т3* с большим входным сопротивлением, а также требуется применение в расширителе импульсного диода с большим обратным сопротивлением (не менее 3—5 МОм).

Преимущества данного метода: малая погрешность измерения, возможность измерять как одиночные, так и повторяющиеся импульсы. Недостаток метода — зависимость погрешности измерения от формы стробирующего импульса.

2.4. Принцип прямого отсчета

Известно, что принцип прямого отсчета предполагает непосредственное измерение или кодирование амплитуды входного сигнала без каких-либо промежуточных преобразований [49]. При этом весь процесс измерения осуществляется за время однократного воздействия сигнала за счет использования большого количества пороговых устройств.

В качестве примера рассмотрим дискретно-пороговый метод рис. 76. Исследуемые импульсы поступают

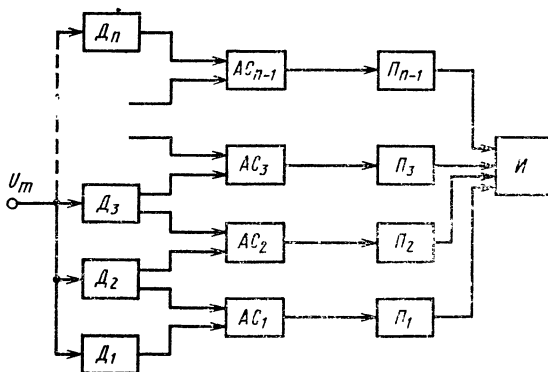


Рис. 76. Структурная схема дискретно-порогового метода: D_1 — D_n — дискриминаторы; AC_1 — AC_{n-1} — схемы антисовпадений; Π_1 — Π_{n-1} — пересчетные схемы; И — цифровой индикатор.

Таблица 2

Основные характеристики методов измерения амплитудного параметра интегральных схем в наносекундном диапазоне

Метод измерения	Вид входных импульсов	Характеристики измеряемого амплитудного параметра				Погрешность измерения, %
		Форма выходной информации	Длительность импульса, нс	Диапазон измеряемых амплитуд импульса, В	Частота следования импульсов	
Компенсационный	Повторяющиеся	Цифровая	≥ 20	1—150	10 кГц	$\pm(0,1-0,3)$
Двухканальный автокомпенсационный		≥ 2	1—20	100 Гц—100 кГц	± 7	
Компенсационно-частотный		10—1000	0,1—100	1—250 МГц	$\pm 0,1$	
Двухканальный автокомпенсационный		≥ 1	0,5—20	100 Гц—300 МГц	± 3	
Автокомпенсационный на туннельном диоде	Повторяющиеся, одиночные	•	≥ 6	0,02—20	100 Гц—50 МГц	± 4
Кодо-импульсный		•	≥ 2	0,02—10	100 кГц—50 МГц	$\pm(1-2)$
Интегральный	То же	Аналоговая	≥ 10	0,01—10	100 кГц	± 10
Аналогового преобразования со статическим запоминанием		•	≥ 20	1—20	0—100 Гц	± 5
Дифференциально-интегральный	•	Аналоговая	≥ 40	0,01—1	0—100 Гц	± 10
Аналогового преобразования с динамическим запоминанием		•	≥ 1	1—10	0—100 Гц	± 10
Время-импульсный	Повторяющиеся	•	≥ 20	0,5—10	0—1 МГц	± 5
Стробоскопический		•	≥ 2	0,02—10	>100 Гц	$\pm(5-10)$
Стробоскопический с дискриминатором на туннельном диоде	Повторяющиеся, одиночные	•	≥ 2	0,02—20	>100 Гц	$\pm(2-3)$
Разового стробирования		•	≥ 5	0,01—4	0—1 МГц	$\pm(1-2)$
Дискретно-пороговый (принцип прямого отсчета)	То же	•	≥ 50	0,05—0,1	0—100 Гц	$\pm 7,5$

на n схем дискриминаторов, пороги срабатывания которых отличаются на ΔU (ΔU — шаг квантования). Дискриминаторы подключены к схемам антисовпадений. Каждая из $n-1$ схем антисовпадений соединена со «своим» и вышестоящим дискриминатором. При поступлении на вход анализатора некоторого импульса срабатывает k дискриминаторов, начиная с нижнего, имеющих пороги меньше амплитудного значения импульса U_m . При этом на каждую из $k-1$ схем антисовпадений поступает два импульса и, следовательно, они не срабатывают. На k -схему антисовпадений поступает только один импульс, так как $(k-1)$ -й дискриминатор импульса сравнения не выдал. В результате срабатывает k -схема антисовпадений. Возникающий на выходе этой схемы импульс регистрируется подключенной к ней пересчетной схемой, которая связана с цифровым индикатором.

В качестве дискриминаторов применяются схемы на туннельных диодах. На их выходе, как правило, ставятся формирователи логических уровней, обеспечивающие четкую работу схем антисовпадений.

К недостаткам метода следует отнести: необходимость тщательного подбора туннельных диодов для дискриминаторов по пиковому току; значительное усложнение и удорожание аппаратуры за счет большого количества дискриминаторов. Поэтому данный метод в наносекундном диапазоне длительностей применяется крайне редко.

Основные методы измерения амплитуды импульсов описаны в работе [59], а основные характеристики этих методов приведены в табл. 2.

3. Контрольно-измерительная аппаратура для измерения статических и динамических параметров интегральных схем

Несмотря на многообразие контрольно-измерительной аппаратуры (КИА) можно произвести ее классификацию по способу управления, которое может быть ручным, полуавтоматическим и автоматическим. Классификацию целесообразно осуществлять по следующей схеме: способ загрузки → процесс измерения параметров ИС → способ выгрузки ИС.

В случае ручного управления ИС поштучно помещаются в контактирующее устройство и их параметры измеряются по командам, подаваемым оператором с пульта управления и контроля КИА. При этом оператор контролирует каждый отдельный тест. По окончании измерения ИС вручную извлекаются из контактирующего устройства. Такая КИА имеет небольшую стоимость, повышенную универсальность вследствие применения различных контрольных панелей, она проста в управлении. Перечисленные ниже недостатки не позволяют применять ее во многих областях измерений вследствие того, что процесс измерения использует только 17% всего рабочего времени; максимальная скорость измерения не превышает 0,7—1 тест/с; увеличение скорости измерения неизбежно ведет к увеличению погрешности измерения, так как увеличивается вероятность подачи оператором ошибочного теста или неправильной интерпретации полученного результата. Аппаратура экономически выгодна при измерении параметров не более 5000 интегральных схем в месяц.

При полуавтоматическом управлении КИА схемы поштучно загружаются в кассеты или вручную помещаются в контактирующее устройство, а измерение их параметров производится автоматически по соответствующей программе. После измерения ИС автоматически сортируются по группам, поступают в кассеты или вручную извлекаются из контактирующего устройства. Такая КИА, например, отечественные модели «Элекон-Дл-1», ИИС-II, ИИС-3 и чехословацкая модель Fatmo, находит ограниченное применение. Следует отметить, что стоимость и скорость измерений при использовании этой КИА в несколько раз выше, чем в случае КИА с ручным управлением.

Автоматический способ управления КИА предполагает автоматическую подачу ИС из бункера или магазина в контактирующее устройство, параметры схем автоматически измеряются в соответствии с программой. После окончания измерений ИС автоматически сортируются по группам и поступают в соответствующие бункеры. Автоматическая КИА (АКИА) управляется одним из трех элементов программирования: жесткое программирование, например с помощью постоянных запоминающих устройств; мини-ЭВМ; специализированные блоки управления (контроллеры). Вариант АКИА с управлением от

мини-ЭВМ, несмотря на высокую стоимость и свою рентабельность при измерении свыше 500 тысяч ИС в год, имеет следующие преимущества перед аппаратурой с элементами жесткого программирования: возможность накопления нескольких полных измерительных программ в памяти ЭВМ и быстрой модернизации этих программ при изменении условий измерения; увеличение скорости проверки по принципу «годен-не годен» до 10 000—100 000 тестов/с при одновременном уменьшении погрешности измерений; большая функциональная гибкость и универсальность применения; накопление и обработка статистических данных, измерений; анализ причин отказов ИС с целью уточнения технологического процесса изготовления схем.

3.1. Области применения АКИА

В связи с увеличением выпуска ИС повышенной степени интеграции и необходимостью измерения параметров этих схем возникла проблема высокопроизводительного измерения последних с малой погрешностью. Успешно справиться с этой проблемой можно с помощью АКИА, имеющей перечисленные выше преимущества.

В настоящее время при измерении статических и динамических параметров ИС, а также при функциональной проверке схем, широко используется АКИА, особенно на 5 следующих этапах.

1. Предварительная проверка годности ИС в процессе изготовления (функциональные измерения).

2. Снятие зависимости параметров вновь разрабатываемых ИС от изменения рабочего режима и температуры окружающей среды.

3. Выходной контроль и классификация ИС в корпусах по группам годности.

4. Определение показателей надежности ИС (интенсивность отказов, средняя наработка до отказа и др.).

5. Входной контроль у потребителя ИС.

Общие требования, предъявляемые к АКИА в каждой из перечисленных выше областей применения, приведены в работе [60].

3.2. Этапы процесса измерения параметров ИС

За последние годы удельный вес измерений параметров ИС составляет 50% общего времени изготовления

схем и имеет тенденцию к росту в связи с повышенном степени интеграции и функциональной сложности ИС, а также увеличением числа измерительных тестов. Сам процесс измерения параметров ИС с помощью АКИА содержит 5 последовательных стадий:

- а) подача ИС на позицию измерения;
- б) контактирование выводов ИС с измерительными электродами головки;
- в) коммутация, т. е. подача постоянных (смещающих) напряжений и токов на выводы ИС при измерении статических параметров, постоянного напряжения и тестового импульсного сигнала при измерении динамических параметров;
- г) измерение параметра и фиксация результатов измерения на одном из носителей информации (перфоленге, магнитной ленте и т. д.);
- д) разбраковка и классификация ИС по группам.

3.3. Основные технические характеристики

Основные технические характеристики некоторых моделей отечественной и зарубежной КИА для контроля параметров ИС приведены в табл. 3 [61—99].

В графе *Виды измерений* сведены следующие виды измерений: функциональные, параметрические и диагностические. Функциональные измерения, подразделяемые на статические и динамические, позволяют установить правильность функционирования схемы как на пластине, так и в герметичном корпусе. Эти измерения для схем с малой степенью интеграции производятся на постоянном токе по принципу «годен — не годен», а также при подаче на входы схемы всех возможных комбинаций напряжений и измерении требуемых состояний выходных напряжений (проверка по таблице истинности). Схемы со средней и большой степенью интеграции требуют для проведения функциональных измерений применение таблицы истинности с использованием тестовых комбинаций типа «бегущий 0» и «бегущая 1» с учетом минимизации количества входных кодовых возможных состояний. Для указанных выше схем наиболее эффективными являются функциональные динамические измерения, позволяющие проверять схемы в условиях, близких к эксплуатационным, на рабочей тактовой частоте. Несмотря на то, что функциональные измерения являются важным критерием оценки работоспособности

схемы и нашли широкое применение при контроле ИС, им свойственны существенные недостатки:

— измерения проводятся в идеальных условиях входных напряжений, нагрузок и т. д.;

— результаты измерений не содержат данных о поведении схем на границе параметров;

— некоторые серьезные дефекты схемы (загрязнение кристалла и др.) при этих измерениях не обнаруживаются.

При параметрических измерениях определяются статические и динамические параметры схемы, представляющие собой обширные и ценные данные о ее качестве, которые в дальнейшем используются при анализе отказов схемы. Данные измерения позволяют также выявить потенциально ненадежные схемы. Статические параметры (входные, пороговые и выходные напряжения логического 0 и логической 1, входные токи логического 0 и логической 1 и т. д.) измеряются с малой погрешностью при подаче на входы схемы калиброванных уровней тока или напряжения. При этом токовые параметры ($I_{\text{вх}}^0$, $I_{\text{вх}}^1$ — входные токи логического 0 и логической 1, $I_{\text{п}}^0$, $I_{\text{п}}^1$ — потребляемые токи при напряжении на выходе $U_{\text{вых}}^0$ и при $U_{\text{вых}}^1$ и др.) измеряются с помощью микро- или миллиамперметров, а также определяются после измерения падения напряжения на калибровочном точном резисторе, подключенном ко входу схемы, с помощью цифрового вольтметра и расчета величины тока по формуле закона Ома.

Статические параметры напряжения схемы измеряются с помощью цифрового вольтметра с большим входным сопротивлением. Погрешность измерения статических параметров схемы не должна превышать $\pm 5\%$ [100]. Структурные схемы измерения таких статических параметров ИС, как выходное напряжение логического 0 ($U_{\text{вых}}^0$) и входного тока логического 0 для инвертирующих ИС II группы помещены на рис. 77 и 78. При измерении параметра $U_{\text{вых}}^0$ все входные выводы схемы 1 (рис. 77) объединяются и на них подается напряжение $U_{\text{пор}}^1$, на выходе схемы обеспечивается режим насыщения выходного транзистора (низкий уровень напряжения) с помощью источника тока нагрузки 3. Параметр $U_{\text{вых}}^0$ измеряется с помощью цифрового вольтметра 2 с большим входным сопротивлением. Источником питающего напряжения является блок 4.

Основные технические характеристики отечественной и зарубежной аппаратуры интегральных схем с малой емкостью

Марка модели, фирма, страна	Виды измерений	Виды измеряемых схем	Способ ввода программы измерений
„Вахта-1“	Функциональные, статические	БИС биполярного типа и на МДП-приборах, ЦИС	Магнитное оперативное запоминающее устройство (МОЗУ) ЭВМ „Саратов“ емкостью 4096 12-разрядных слов
„Вероятность“	То же	АИС, ЦИС, СИС	То же
„Интеграл“	„	ЦИС в корпусах и на пластинках	„
„Электрон С-2М“	„	ЦИС	МОЗУ программного управления емкостью 2048 26-разрядных слов
„Электрон-СД“	Функциональные, статические, динамические	ЦИС, БИС биполярного типа и на МДП-приборах	ЗУ ЭВМ типа М-6000 на перфоленте емкостью 8192 16-разрядных слов
„Электрон-Дл-1“	Функциональные, динамические	ЦИС, БИС биполярного типа	Постоянное запоминающее устройство (ПЗУ) на полупроводниковых диодах емкостью 1024 бит
„Анаит-1М“	Функциональные, статические, динамические	ЦИС	ПЗУ емкостью 1024 адреса по 110 двойных разрядов в каждом адресе
ИИС-1М	Функциональные, статические	ЦИС	Четыре перфокарты емкостью около 6000 бит
ИИС-1 I	То же	ЦИС	Пять перфокарт емкостью 7040 бит
ИИС	„	ЦИС биполярного типа и на МДП-приборах, динамические сдвиговые регистры на МДП-транзисторах	Перфокарты (256 измерительных тестов)
Fat mo, Tesla, СССР	„	ЦИС, СИС	Две перфокарты

Таблица 3

бежной контрольно-измерительной аппаратуры для контроля средней и высокой степенью интеграции

Способ получения информации и возможность обработки результатов измерений	Число выводов ИС	Производительность модели, тест/с	Диапазон измерения постоянного напряжения (тока) на выводах схемы	Литература
Индикация „годен—брак“, перфоратор, цифровая печать, цифровой измерительный блок	64	100	0...±1,6 В, 0...±16 В, 0...±50 В; 8 диапазонов по току: от 0...±1 мкА до 0...±500 мА	[61]
Индикация „годен—брак“, перфоратор, цифровая печать, цифровой измерительный блок	24 для ЦИС, 14 для АИС	—	5·10 ⁻⁴ ...5·10 ⁻¹ В без делителя, 5·10 ⁻³ ...5 В с делителем	[62]
Индикация „норма—не норма“, перфоратор, цифровая печать	24	10—250	0...±1,6 В, 0...±16 В; 6 диапазонов по току: от 0...±1 мкА до 0...±100 мА	[63]
Индикация „годен—брак“, перфоратор, цифровая печать, возможность введения результатов измерения в память ЭВМ	20	4—50	0...±1 В, 0...±10 В, 0...±50 В; 3 диапазона по току: от 0...±1 мА до 0...±100 мА	[64]
Индикация „годен—не годен“, цифровая печать, цифровой вольтметр	96	10 ² —5·10 ²	0...±1 В, 0...±10 В, 0...±50 В; 6 диапазонов по току: от 0...±1 мкА до 0...±100 мА	[65]
Индикация „годен—не годен“—группа А—группа Б, стробосциллограф типа С7-5А	64	10	±(0,1...6)В; 1...100 мА; 3...5000 нс; 3...10 000 нс	[66,67]
Индикация „годен—не годен“, цифровая печать, цифровой вольтметр	12	720 ИС/ч	0,01...10 В; 50 нс...50 мкс	[68]
Индикация „годен—не годен“, цифровая печать, цифровой вольтметр	14	6,6	±(0,1...10)В, 0...±5В ±(5...10)В; 100 нА...100 мА	[69]
Индикация „годен—не годен“, цифровая печать типа ЭУМ-23П, цифровой вольтметр	14	1,25	0,1...20 В; 100 нА...100 мА	[70]
Индикация „годен—не годен“, цифровая печать типа МП-16П, функциональный импульсный генератор, цифровой вольтметр	16	5,5—10	0...±10 В, 0...±30 В; 7 диапазонов по току: 0...±100 мА	[71]
Индикация „годен—не годен“, цифровая печать, цифровой вольтметр	16	10	0...±8 В; 10 ⁻² ...100 мА	[72]

Марка модели, фирма, страна	Виды измерений	Виды измеряемых схем	Способ ввода программы измерений
Spectrum I, Xintel Corp., США	Функциональные статические	ЦИС, БИС биполярного типа и на МДП-приборах, комплементарные МДП-приборы	ЗУ ЭВМ типа Nova на магнитных сердечниках емкостью 8192 16-разрядных слов и на магнитных дисках емкостью 66560 слов
J283-SLOT, Teradyne Inc., США	То же	ЦИС, БИС биполярного типа и на МДП-приборах, неразрезанные пластины, схемные платы	ЗУ ЭВМ типа PDP-8/1 на магнитной ленте емкостью 4096 12-разрядных слов
PAFT-II, Redcor Corp., США	"	БИС на "МДП-приборах в корпусах и на пластинах	ЗУ ЭВМ типа RC-70 на перфоленте емкостью 4096 16-разрядных слов
MD-200, Macrodata Corp., США	"	ЦИС, БИС биполярного типа и на МДП-приборах в корпусах и на пластинах	ЗУ ЭВМ типа Interdata 4 на перфоленте емкостью 16384 16-разрядных слов или с телетайпа типа ASR-33
Sentry 400, Fairchild Systems Technology, США	Функциональные, статические	ЦИС, СИС, БИС	ЗУ ЭВМ типа F-24 на магнитной ленте емкостью 4096 24-разрядных слов и на магнитных дисках 18 млн. бит
Doctor 32, Adar Associates, США	Функциональные, статические, динамические	ЦИС, СИС биполярного типа и на МДП-приборах	Полупроводниковое ЗУ емкостью 16 12-разрядных микрокоманд, входящее в состав адресных генераторов, подключаемых к ЭВМ типа PDP-8/1
4400, Datatron, США	Функциональные, статические	ЦИС, СИС биполярного типа и на МДП-приборах	ЗУ ЭВМ типа Nova
4500, E—H Research Laboratories Inc., США	Функциональные, статические, динамические	ЦИС, АИС, БИС биполярного типа и на МДП-приборах, схемные платы	ЗУ ЭВМ типа IBM 1130 на магнитных дисках и магнитной ленте
S-3150, Tektronix Inc., США	То же	ЦИС	ЗУ ЭВМ типа PDP-8 на магнитных дисках емкостью 1080 испытательных тестов
J-259, Teradyne System, США	"	ЦИС, АИС, печатные платы	ЗУ ЭВМ типа PDP-8/S на магнитной ленте емкостью 4096 12-разрядных слов
S-3160, Tektronix Inc., США	Функциональные, статические, динамические	БИС и сдвиговые регистры биполярного типа и на МДП-приборах, ЗУ с произвольной выборкой, ПЗУ	ЗУ ЭВМ типа PDP-11 на магнитных сердечниках емкостью 8192 слов и на магнитных дисках емкостью 66560 слов
561, Texas Instruments, США	То же	ЦИС, СИС, БИС биполярного типа и на МДП-приборах, микромодули, печатные платы	ЗУ ЭВМ типа QPC на магнитных дисках емкостью 114000 слов

Способ получения информации и возможность обработки результатов измерений	Число выводов ИС	Производительность модели, тест/с	Диапазон измерения постоянного напряжения (тока) на выходах схемы	Литература
Индикация „годен—не годен“, устройство считывания с перфоленты, высокоскоростной перфоратор, цифровая печать	8—64	10 ⁴	0...±10 В; 0...±40 В	[73, 74]
Индикация „годен—не годен“, индикатор на запоминающей ЭЛТ, цифровая измерительная система типа М-359, цифровая печать	36—144	14 000—28 000 ИС/ч	0...±1,599 В, 0...±15,99 В; ±(10 ⁻⁶ ...0,1) мА	[75, 76]
Индикация „годен—не годен“, компараторы, цифро-аналоговые преобразователи, цифровая печать	64	—	0...—40,94 В, 0...—10,23 В, 0...+5 В	[77]
Индикация „годен—не годен“, строкопечатающее устройство, цифровой вольтметр	16—64	200	0...—100 В; ≤20·10 ⁻⁶ мкА	[78, 93]
Индикация „годен—не годен“, устройство считывания с перфокарт, цифровой вольтметр	30—240	250—286 000	0...±30,72 В; 0...±102,3 мкА, 0...±1,023 мА, 0...±10,23 мА, 0...±102,3 мА	[79]
Индикация „годен—не годен“, цифровая печать	32	100	0...±17,5 В, 0...—70 В; ±(2·10 ⁻⁴ ...10 ⁻²) мА	[80]
Индикация „годен—не годен“, цифровая печать, цифровой вольтметр	256	5·10 ⁴	0...±10 В, 0...±20 В; ±(1...100) мА	[81]
Индикация „годен—не годен“, преобразователь времени переключения, стробирующий цифровой вольтметр	20—250	5·10 ⁴	±(10 ⁻³ ...10 ²) В; ±(10 ⁻⁶ ...10 ²) мА	[82]
Индикация „годен—не годен“, осциллограф, перфолента, перфокарты, цифровой вольтметр	16—40	100	±(10 ⁻¹ ...10 ²) В; ±(5·10 ⁻³ ...10 ²) мА	[83]
Индикация „годен—не годен“, магнитная лента, цифровая печать, цифровой вольтметр	60	660	0...±159,9 В; 0...±119,9 мА	[84]
Индикация „годен—не годен“, графическое вычислительное устройство, высокоскоростной перфоратор-считыватель с бумажной ленты	64—128	250—10 ⁴	±(10 ⁻¹ ...10 ²) В; ±(5·10 ⁻³ ...10 ²) мА; 1 нс...1 мс	[85]
Индикация „годен—не годен“, блок параметрических измерений, ленточный перфоратор, цифровая печать, цифровой вольтметр	120	—	—	[86]

Марка модели, фирма, страна	Виды измерений	Виды измеряемых схем	Способ ввода программы измерений
Capable II, Computer Automation, США	Функциональные, статические, динамические	ЦИС, СИС, БИС биполярного типа и на МДП-приборах, схемные платы	ЗУ ЭВМ типа 208 на перфоленте емкостью 8192 слов
ATS-960, Texas Instruments, США	То же	ЦИС, АИС, схемные платы, цифровые и аналоговые суб-блоки	ЗУ ЭВМ типа 960А на МДП-приборах емкостью 65536 16-разрядных слов
1790, General Radio, США	Функциональные, статические	ЦИС, БИС биполярного типа и на МДП-приборах, схемные платы	ЗУ ЭВМ типа PDP-8/1 на перфоленте емкостью 4096 12-разрядных слов. Быстродействующее оптическое устройство считывания с ленты
7410, Digital Equipment Corp., США	Функциональные, статические, динамические	ЦИС	ЗУ ЭВМ типа PDP-7 на магнитной ленте емкостью 4096 12-разрядных слов
5000 C, Fairchild Instrumentation, США	То же	ЦИС (АИС с помощью дополнительного блока типа 5300)	ПЗУ ЭВМ типа 2116 В на магнитных сердечниках емкостью 32000 слов
BD1401, CRC Schlumberger, Франция	Функциональные, динамические	ЦИС, СИС, схемные платы и узлы	ЗУ на магнитной ленте или перфоленте
TTX 945A, ITT Metrix, Франция	Функциональные, статические, динамические	ЦИС, СИС, БИС биполярного типа, схемные платы	ЗУ с произвольной выборкой емкостью 4096 слов на магнитной ленте или перфоленте
6000A, Tokyo Shibaura Electric Co., Япония	Функциональные	ЦИС, СИС, БИС биполярного типа и на МДП-приборах	ЗУ ЭВМ типа PDP-8 на магнитных сердечниках емкостью 4096 12-разрядных слов
SM-8001, Kokuuo Electric, Япония	Функциональные, статические	ЦИС, неразрезанные пластины, в корпусах	ЗУ ЭВМ типа PDP-8 на магнитных сердечниках емкостью 4096 12-разрядных слов
T320/10, Takeda Riken, Япония	Функциональные, статические, динамические	ЦИС, СИС, БИС биполярного типа и на МДП-приборах, ЗУ	ЗУ ЭВМ типа HITAC-10 или Nova на МДП-приборах емкостью 16384 16-разрядных слов и 773000 16-разрядных слов

Способ получения информации и возможность обработки результатов измерений	Число выводов ИС	Производительность модели, тест/с	Диапазон измерения постоянного напряжения (тока) на выводах (схемы)	Литература
Индикация „годен—не годен“, цифровая печать, цифровой вольтметр	16—256	600—6 000	—	[87]
Индикация „годен—не годен“, импульсная измерительная система, строчное печатающее устройство, лентопротяжное устройство с магнитной лентой	256	—	0...±100 В при токе 0...±137 мА; 0...±137 мА при напряжении 0...±32 В	[88]
Индикация „годен—не годен“, буквенно-цифровое устройство с индикацией на запоминающей ЭЛТ, телетайп, цифровой вольтметр	240	4·10 ³	0...±30 В	[89, 90]
Индикация „годен—не годен“, стробосциллограф, телетайп, построчно-печатающее устройство на 20 столбцов	24	2500 ИС/ч	—	[91]
Индикация „годен—не годен“, осциллограф, цифровой вольтметр, перфолента, магнитная лента	16—100	200—1000	0...±100 В при токе 0...±1 А; импульсное напряжение 0...±15 В при токе 20 мА	[92, 93]
Индикация „годен—не годен“, визуальная индикация на экране осциллографа, ленточный перфоратор, телетайп	16	—	0...±1 В, 0...±10 В, 0...±50 В; 6 диапазонов по току: от 0...±1 мкА до 0...±100 мА; 0,6 нс...100 мс	[94]
Индикация „годен—не годен“, телетайп, цифровой вольтметр, динамический анализатор	234	—	0...±6 В, 0...±30 В, 1 мкА...1 А	[95, 96]
Результаты измерения можно ввести в память ЭВМ в реальном масштабе времени и вывести их на цифровую печать с необходимой скоростью	60	1—10 ³	—	[97, 98]
Индикация „годен—не годен“, цифровая печать, цифровой вольтметр	20	10—50	0...±100 В; ±(10 ⁻³ ...10 ²) мА	[98]
Индикация „годен—не годен“, цифровой дисплей, телетайп, цифровой вольтметр	96	200	0...±9,999 В, 0...±32 В; 7 диапазонов по току: от 0...±1 мкА до 0...±137 мА; 10...100 нс	[99]

Измерение параметра $I_{вх}^0$ (рис. 78) производится с помощью миллиамперметра 1, включенного на проверяемый вход схемы 2, на который подается напряжение $U_{вх}^0$. На остальные объединенные входы прикладывается напряжение $U_{вх}^1$. Выход измеряемой схемы остается свободным. Напряжение питания на схему поступает от источника питающих напряжений 3.

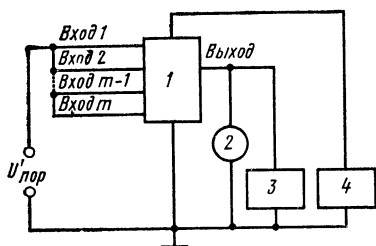


Рис. 77. Структурная схема измерения выходного напряжения логического 0.

1 — измеряемая схема; 2 — цифровой вольтметр; 3 — источник тока нагрузки схемы; 4 — источник питающего напряжения.

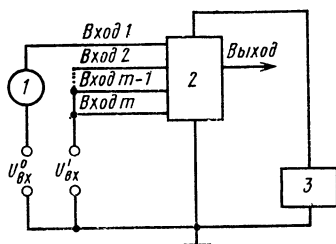


Рис. 78. Структурная схема измерения входного тока логического 0.

1 — миллиамперметр; 2 — измеряемая схема; 3 — источник питающего напряжения.

Динамические параметры (время задержки включения и выключения схемы $t_{з}^{10}$, $t_{з}^{01}$, время задержки распространения информации для двух уровней выходного напряжения схемы $t_{зр}^{10}$, $t_{зр}^{01}$ и т. д.) измеряются на выходе схемы, если на ее входы подаются импульсные сигналы или синусоидальное напряжение. При этом широко используются два метода: сравнение с выходным напряжением аналогичной эталонной схемы при возбуждении обеих схем одним источником сигналов и прямое измерение, при котором оценивается ответная реакция схемы на входной импульс определенной формы.

Для уменьшения времени и стоимости измерений можно создать оптимальную измерительную программу с минимальным числом измерительных тестов, позволяющую одновременно измерять статические и динамические параметры схемы. Методика таких статико-динамических измерений основана на теоретических исследованиях о связи скорости выполнения схемой логической функции со статическими параметрами, а также на результатах экспериментального статистического обследования конкретных типов схем. Метод статико-динамических

измерений осуществлен в советской модели АКИА марки «Элекон-СД» [65].

Кроме указанных выше видов измерений, существуют диагностические измерения схем со средней и большой степенью интеграции, которые позволяют анализировать тип неисправностей и локализовать последние. Тестовая таблица диагностического измерения имеет большую информацию по сравнению с обычными функциональными измерениями. Программы обработки результатов измерения весьма сложные и требуют много времени на их осуществление. Диагностические измерения за последнее время получили широкое распространение при контроле плат и блоков радиоэлектронной аппаратуры с последующим их ремонтом.

В графе *Виды измеряемых схем* приведены наименования ИС, подразделяемые по функциональному назначению на логические (цифровые) (ЦИС), линейные (аналоговые) (АИС) и цифро-аналоговые (ЦАИС). Все схемы изготавливаются по одной из степеней интеграции: малой, средней и большой (МИС, СИС, БИС). Схемы с малой степенью интеграции имеют 10 логических схем, со средней 100 и с большой степенью интеграции 1000 и более логических схем, помещенных в один корпус.

Одной из основных целей изготовления и применения ИС является их высокая надежность. Последняя объясняется целым рядом причин: совместимостью элементов схемы, меньшим числом межэлементных соединений, автоматизацией ручных операций при изготовлении, выполнением основных операций по созданию структур в едином технологическом цикле, защищенностью поверхности полупроводника, особенно в месте выхода $p-n$ -перехода на поверхность кристалла, защищенностью наиболее чувствительных элементов схемы, малыми мощностями рассеивания, отсутствием механизма изнашивания при нормальных условиях работы, конкретной областью применения элементов.

По конструктивно-технологическим признакам схемы делятся на полупроводниковые, пленочные и керамические. Первые два вида схем в зависимости от применяемых активных элементов подразделяются на биполярные и униполярные (на МДП-приборах). К полупроводниковым схемам относятся также совмещенные схемы, в которых активные элементы выполняются внутри по-

лупроводниковой подложки, а пассивные — на ее поверхности в виде наносимых на нее пленок. Сочетание пленочной интегральной технологии и технологии дискретных навесных элементов позволяет получить гибридные тонкопленочные или толстопленочные схемы. Если элементы схемы выполнены в виде керамического моноблока, то такая схема называется керамической.

Графа *Способ ввода программы измерений*. Известно, что программа измерения — информация, вводимая в АКИА для выполнения цикла измерения, т. е. числа тестов, достаточного для определения правильности функционирования ИС или определения ее группы. По форме обработки информации АКИА делится на аналоговую, цифровую и цифро-аналоговую. Первые не получили широкого распространения. Цифровые АКИА нашли большое применение, так как они обладают следующими преимуществами [101]:

- отсутствует необходимость в многочисленных источниках измерительных уровней и граничных значений, при этом число уровней не ограничено;

- на передней панели АКИА отсутствуют многочисленные органы управления для установки уровней и граничных значений:

- погрешность измерения устройства сравнения значительно меньше, чем в аналоговой АКИА;

- удобство ввода и вывода информации.

Основным назначением устройств ввода программы измерений является долговременное хранение комплексных программ измерений схем и последовательная подача их в АКИА. Выбор типа устройства ввода программ зависит от объема вводимой информации (количество информации, необходимое для выполнения одного цикла измерений) и необходимой скорости ее ввода. Комплексная программа позволяет моделировать логику измеряемой ИС и генерировать входные и выходные сигналы. Программа содержит классификационную и регистрационную части. Первая часть имеет логику, позволяющую пропускать лишние измерения, останавливаться на бракованных схемах, выбирать бункер для данной группы ИС, повторять измерения, составлять статистические данные измерений и т. д. С помощью второй части программы параметр схемы проходит через ряд сравнений, а его истинная величина регистрируется в соответствующих периферийных устройствах.

В настоящее время наблюдается тенденция к удешевлению стоимости устройств ввода, к снижению их быстродействия и широкому применению буферных запоминающих устройств (ЗУ), особенно при измерении параметров БИС. Отличительной чертой БИС является ее структурная сложность и очень высокий информационный уровень программ измерений, вызванный увеличением числа внешних выводов схемы. За последние годы созданы БИС на МДП-приборах, имеющие быстродействие, превышающее скорость работы ЭВМ в АКИА. Для производства измерений параметров этих БИС на рабочей частоте в состав АКИА включаются быстродействующие буферные ЗУ на сдвиговых регистрах, при этом на схему подаются входные воздействия с рабочей частотой БИС и производится временное стробирование выходных сигналов в заданный момент времени относительно входных воздействий. Буферное ЗУ перед измерением загружается через ЭВМ наборами входных кодов или ожидаемыми кодами для контроля выходных сигналов путем сравнения памяти буферного ЗУ с выходными сигналами измеряемой схемы. Измерения прекращаются при обнаружении первой же ошибки, однако ошибки, выявляемые компаратором, записываются в регистр ошибок для проведения анализа отказов БИС.

Примерами АКИА с буферными ЗУ на сдвиговых регистрах могут служить модели MD-200 и S-3160 (см. табл. 3). К устройствам ввода измерительной программы также относятся коммутационные поля, долговременные ЗУ, устройства ввода с перфолент, перфокарт, магнитных лент, дисков и т. д. Первые два вида устройств имеют большое быстродействие, но малый объем информации, хранимой в коммутационных полях, и сложность перезаписи, присущая долговременным ЗУ, ограничивают их применение. Устройства ввода с перфолент в сочетании с ОЗУ, в которое перед началом работы переписывается информация с перфоленты, являются самыми распространенными устройствами ввода программ. Также нашли широкое применение ЗУ на магнитных сердечниках и магнитных лентах, наиболее часто используемые в зарубежных моделях АКИА.

Графа *Способ получения информации и возможность обработки результатов измерений*. Информацию о результатах измерений получаем в виде значений, выраженных в аналоговой или цифровой форме. В первом

случае применяются индикаторные устройства, например стрелочные (аналоговые) и цифровые измерительные приборы. Во втором случае используются различные цифровые индикаторы: на неоновых лампах, лампах с тлеющим разрядом, светодиоды и т. д. Часто необходимо регистрировать результаты измерений для последующего ввода их в память ЭВМ и статистической обработки. В АКИА применяются регистрирующие устройства, способные выполнить высокоскоростную цифробуквопечатать или запись на перфоленту или магнитную ленту, диски.

Карточные перфораторы и считывающие устройства с перфокарт имеют невысокую скорость работы: 150—250 карт/мин для перфораторов и 500—1000 карт/мин для считывающих устройств. Ленточные перфораторы и считывающие устройства с перфолент имеют скорость перфорации до 110 зн/с, скорость считывания до 300 зн/с. Устройства оптического считывания знаков дают возможность непосредственно обращаться к ЭВМ с высокой скоростью работы (100—3000 зн/с), используя пишущие машинки и печатающие устройства. Сейчас в качестве регистрирующих устройств широко применяются ленточные перфораторы, устройства считывания с магнитной ленты и перфоленты, построочно-печатающие устройства, индикаторы на запоминающей ЭЛТ и др.

В графе *Число выводов схемы* указано число внешних выводов схемы, определяемое внутренней монтажной разводкой схемы и конструктивным оформлением корпуса. Это число колеблется от 12 до 256 в зависимости от степени интеграции схемы.

Графа *Производительность модели*. Известно, что только 17% рабочего времени используется непосредственно на измерение параметров ИС, остальное время затрачивается на загрузку, подачу на позицию измерения схемы, контактирование выводов ИС с измерительной головкой, разгрузку и сортировку схем по группам. Для повышения производительности АКИА, выражаемой числом измеренных ИС в час или числом измерительных тестов в секунду, разработаны быстродействующие автоматические манипуляторы и многопозиционные переключатели. Применение трех автоматических манипуляторов вместо одного при функциональных измерениях по принципу «годен — не годен» увеличивает производительность АКИА с 6000 до 18000 ИС/ч, а стоимость измерения одной схемы уменьшается в 2,5 раза.

в широком диапазоне программируемых источников питания напряжения и тока. Структурная схема модели «Вахта-1» приведена на рис. 79. Абсолютная погрешность установки опорного напряжения не превышает 1,6, 16, 50 мВ в зависимости от измеряемого диапазона.

В состав модели **Вероятность** входит ЭВМ «Саратов», две отдельные измерительные стойки для измерения низкочастотных и высокочастотных статических параметров АИС в диапазоне частот 0,1—10 МГц, устройство ввода—вывода данных, блок связи, пять измерительных пультов. Аппаратура автоматически устанавливает режим по переменному току для сигнала модулирующей и несущей частот. Синусоидальный сигнал, управляемый по заданной программе по частоте и амплитуде, от генератора измерительной стойки поступает на вход измеряемой АИС. Действующее значение сигнала со входа и выхода схемы преобразуется линейным преобразователем в напряжение постоянного тока и измеряется цифровым измерительным блоком, входящим в состав измерительной стойки. Опорное напряжение устанавливается с абсолютной погрешностью не более 0,5 мВ.

Модель **Электрон С-2М** содержит установку контроля статических параметров ЦИС, пульт оператора, устройство программно-го управления (УПУ). Последнее включает в себя устройство управления, арифметическое устройство, магнитное оперативное запоминающее устройство и периферийное оборудование (устройство ввода перфоленты, перфоратор, печатающее устройство). Модель разрабатывает ЦИС на 12 групп и за 1 с измеряет 50 статических параметров схемы. Абсолютная погрешность установки опорного напряжения и тока не превышает 1—10, 100 мВ и 1—100 мкА соответственно.

Модель **Электрон-СД** имеет установку контроля статических параметров типа УКС-2, установку контроля динамических параметров схем «Электрон-УКД», ЭВМ типа М-6000 с устройствами ввода—вывода данных, инженерную станцию и четыре измерительных пульта. Производительность модели при измерении статических параметров 200—500 тестов/с, при измерении динамических параметров 100—200 тестов/с. В запоминающем устройстве ЭВМ хранятся программы измерений параметров и программа для самоконтроля правильности работы модели. Опорное напряжение устанавливается с абсолютной погрешностью не более 1, 10, 50 мВ.

В состав модели **Электрон-Дл-1** входит генератор тест-импульсов, коммутирующая матрица, блок эквивалентов нагрузки, стробоскопический измеритель с устройством согласования, автоматическое программное устройство, блок источников питания и опорных напряжений. Модель измеряет во временном диапазоне 3—10⁴ нс следующие динамические параметры ЦИС и БИС: t_{10}^{0n} — время перехода выходного импульса схемы из состояния логической 1 в состояние логического 0 и t_{01}^{0n} — из состояния логического 0 в состояние логической 1, а также t_{10}^{1a} — время задержки выходного импульса в схеме, переключаемой из состояния логической 1 в состояние логического 0 и t_{01}^{1a} — из состояния логического 0 в состояние логической 1. Параметры измеряются с помощью стробоскопического метода.

Структурная схема модели **Электрон-Дл-1** изображена на рис. 80. Генератор тест-импульсов 1 формирует периодическую последовательность измерительных импульсов прямоугольной формы, посту-

пающую на вход измеряемой схемы и эквивалент нагрузки 3 через коммутирующую матрицу 2. Та же последовательность подается на один из входов двухканального стробоскопического измерителя (с устройством согласования) 4, на другой его вход поступает выходной импульс измеряемой схемы 3. В моменты сравнения быстрого и медленного пилообразного напряжений измеритель 4 выдает строб-импульс, который стробирует выходной импульс схемы наносекундного диапазона по амплитуде и преобразует его в низкочастотный интервал. При этом автоматическое программное устройство 5 формирует программу управления коммутирующей матрицы 2, управляет блоком источников питания и опорных напряжений 6, выбирает поддиапазон измерения измерителя 4, разбракуывает схемы на группы в соответствии с установленной границей измерения и запоминает результат измерения. Абсолютная погрешность установки опорного напряжения и тока не превышает 30—320 мВ и 1—100 мкА соответственно.

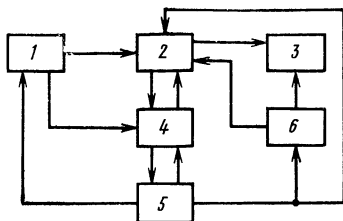


Рис. 80. Структурная схема модели «Электрон-Дл-1».

При измерении параметров ИС в модели **Анаит-1М** ИС в загруженных кассетах автоматически подаются на позицию измерения. После измерения параметров ИС с помощью автоматического сортировщика распределяются в два бункера по группам. Динамические параметры схем (время нарастания фронта импульса $t_{10\phi}$ и спада импульса $t_{01\phi}$) измеряются в диапазоне временных интервалов 0,05—50 мкс. Опорное напряжение устанавливается с абсолютной погрешностью не более 10 мВ.

Модель **ИИС-1М** имеет в своем составе измеритель статических параметров ИС, устройство вывода результатов измерений, цифропечатающую машинку и цифровой вольтметр. Установка опорного напряжения и тока производится с абсолютной погрешностью не более 1, 5, 10 мВ и $3 \cdot 10^{-3}$ — 10^2 мкА соответственно.

В состав модели **ИИС-3** входит функциональный импульсный генератор, измеритель статических параметров ИС с устройством вывода данных, цифропечатающая машинка, цифровой вольтметр. Функциональный импульсный генератор выдает импульсы, длительность которых лежит в диапазоне 0,2— $2 \cdot 10^4$ мкс. При этом длина машинного слова генератора составляет 16 бит. Диапазон частот функциональных измерений составляет 0,015—625 кГц. Абсолютная погрешность установки опорного напряжения не превышает 10, 30 мВ в зависимости от диапазона измеряемого напряжения.

Модель **Fatmo** содержит в своем составе генератор логических функций, преобразователи логических уровней, компараторы данных изменения входных токов и выходных напряжений, два ЗУ с индикацией неисправностей на входе и выходе измеряемой схемы, программируемые источники опорного напряжения, устройство управления, устройство сортировки ИС по группам, устройство ввода программ входных токов, сравнения, соединения входов и выходов измеряемой схемы. Структурная схема модели **Fatmo** приведена на рис. 81. Абсолютная погрешность установки опорного напряжения и тока составляет не более 10 мВ и $1,2 \cdot 10^{-3}$ мА соответственно

В состав модели **Spectrum1** входит ЭВМ типа Nova фирмы Data General, высокоскоростной перфоратор, устройство считывания с перфоленты, телетайп ASR-33 и блок сопряжения периферийного оборудования с ЭВМ. Модель имеет 64 ЗУ с произвольной выборкой на биполярных транзисторах емкостью по 1024 бит в каждом ЗУ, где хранятся «входные» и «выходные» контрольные последовательности двоичных цифр для каждого из 64 выводов БИС. Наличие в четырех дополнительных ЗУ емкостью по 1024 бит специальных команд позволяет модифицировать тестовые последовательности сигналов непосредственно в процессе измерений и обеспечивает значительную экономию времени измерения. Модель измеряет статические параметры с частотой 10 кГц, а функциональные в диапазоне частот 10^{-6} —5 МГц.

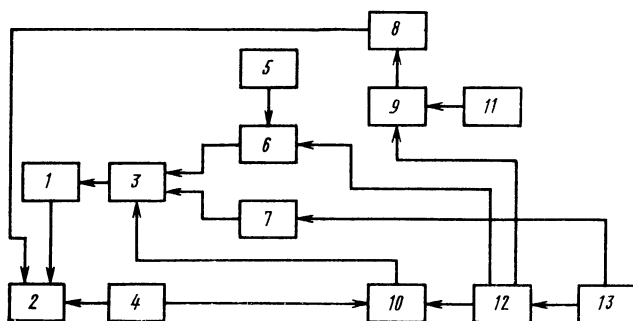


Рис. 81. Структурная схема модели Fatmo:

1 — ЗУ с индикацией неисправностей на выходе измеряемой ИС; 2 — устройство сортировки ИС по группам; 3 — компараторы данных изменения выходных напряжений; 4 — устройство управления; 5 — измеряемая схема; 6 — устройство ввода программы соединения входов и выходов измеряемой схемы; 7 — устройство ввода программы сравнения; 8 — ЗУ и индикация неисправностей на входе измеряемой схемы; 9 — компараторы данных изменения входных токов; 10 — программируемые источники опорного напряжения; 11 — устройство ввода программы входных токов; 12 — преобразователи логических уровней; 13 — генератор логических функций.

Следует отметить, что примененный в модели метод динамической экранировки электронных схем устройств сопряжения от измеряемой ИС, а также величина входной емкости 25 пФ и длительность фронта нарастания входного импульса более 100 нс при емкостной нагрузке не обеспечивают функциональные измерения с частотой 5 МГц. Абсолютная погрешность установки опорного напряжения не превышает 10 и 50 мВ в зависимости от диапазона измерений.

Модель **J283-SLOT** содержит ЭВМ типа PDP-8/1, ленточное устройство для магнитной ленты, телетайп ASR-33, цифровую измерительную систему M-359, центральное устройство M-318 с электронно-лучевым индикатором, блок опорных напряжений, содержащий восемь источников постоянного напряжения с ограниченным диапазоном токов, блок задающих устройств и детекторов, блок переключающих реле, блок буферных усилителей и четыре измерительных поста. Благодаря тому, что между источниками

опорных напряжений и выводом измеряемой БИС, на который подается управляющее напряжение, отсутствуют активные элементы, сразу же решается несколько проблем: возможность измерения параметров БИС, которые обычно в комбинации со схемами управления начинают генерировать, к выходу схемы можно подключить емкостную нагрузку, не вызывая автогенерации схемы управления; ограничение тока при измерении происходит за время значительно меньше 10 нс. Последнее особенно важно для схем на МДП-приборах, так как при более длительном времени ограничения тока происходит пробой схемы. Модель производит функциональные измерения для ЦИС в диапазоне частот 20—100 кГц, динамических МДП-приборов — в диапазоне от 10 Гц до 8 МГц.

Модель имеет следующие недостатки: отсутствует необходимая синхронизация кодовых и тактовых импульсов, нет высокочастотной генерации комбинаций кодовых импульсов, отсутствует быстроредействующая с малой емкостью памяти схема сравнения результатов измерения. Эти недостатки ограничивают применение данной модели для проверки динамических параметров БИС на МДП-приборах. Структурная схема модели изображена на рис. 82. Абсолютная погрешность установки опорного напряжения и тока не превышает 1, 10 мВ и 100 нА.

Модель РАФТ-II содержит 64 измерительных канала, по которым подаются токи и напряжения, необходимые для питания и измерения параметров ИС, а также поступают результаты измерений. Длина кодового слова 200, 400 или 800 бит, синхронизация сигналов многофазная, с регулируемой амплитудой, периодом и степенью перекрытия между каналами в диапазоне частот 10 Гц — 2 МГц. Параметры стробирующих и синхронизирующих импульсов, величины логических уровней и форматы входных и выходных кодов задаются программой, помещенной в регистры памяти. Данные по отказам БИС могут быть выведены на цифropечатающую машинку, причем печатается номер вывода БИС, по которому обнаружен отказ, и идентифицированный номер измерительного канала. Опорное напряжение устанавливается с абсолютной погрешностью, не превышающей 0,6, 1, 10 мВ в зависимости от измеряемого диапазона.

Состав модели MD-200 включает в себя ЭВМ Interdata 4, буферно-компараторный блок, синтезатор образов, телетайп ASR-33, коммутирующую матрицу. Модель имеет объединенную в единое целое

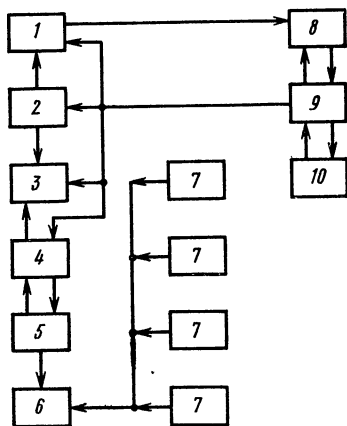


Рис. 82. Структурная схема модели J283-SLOT:

1 — центральное устройство M-318 с электронно-лучевым индикатором; 2 — блок опорных напряжений; 3 — цифровая измерительная система M-359; 4 — блок переключающих реле; 5 — блок задающих устройств и детекторов; 6 — блок буферных усилителей; 7 — четыре измерительных поста; 8 — лентопротяжное устройство для магнитной ленты; 9 — ЭВМ типа PDP-8/i; 10 — телетайп ASR-33.

буферно-компараторную схему, расположенную прямо на верхней части измерительной головки с измерительными зондами. Это позволяет вести функциональные измерения с частотой 2 МГц вследствие малой входной емкости этой схемы (8 пФ) и большого входного сопротивления (не менее 300 МОм). В других моделях входная емкость составляет 20—50 пФ, входное сопротивление около 10 МОм из-за выполнения в виде отдельных разнесенных блоков буферных и компараторных схем. Поэтому максимальная частота функциональных измерений в этих моделях не превышает 500 кГц.

Одним из существенных недостатков модели MD-200 является использование ЗУ с последовательной выборкой, наименее гибкое из всех ЗУ, время выборки ЗУ велико (256 мкс), во время смены информации в ЗУ модель не сохраняет кодовую комбинацию. Кроме того, при использовании данного ЗУ нет перспектив повышения рабочей частоты свыше 2 МГц, а также возможности работы с произвольными кодовыми комбинациями. Абсолютная погрешность установки опорного напряжения не превышает 100 мВ.

В модели **Sentry 400** применена матричная конструкция, при которой программируемые источники питания и импульсные генераторы непосредственно подключаются к выводам измеряемой ИС. Реакция схемы на входные сигналы выявляется сравнением выходных напряжений с опорными уровнями, которые автоматически регулируются с помощью программы, заложенной в запоминающем устройстве. Функциональные измерения производятся на рабочей частоте ИС в диапазоне частот 20—286 кГц. Установка опорного тока осуществляется с абсолютной погрешностью не более 100 нА, 1, 10 и 100 мкА в зависимости от измеряемого диапазона тока.

Важной особенностью модели **Sentry 400** является возможность автоматического контроля ее работы с помощью программы функциональных измерений, заложенной в запоминающем устройстве ЭВМ.

Модель **Doctor 32** содержит четырехфазные адресные генераторы, подключаемые к ЭВМ типа PDP-8/I, которые вырабатывают последовательность тактовых импульсов. Это позволяет упростить программирование ввода данных в память ЭВМ и снизить требования к ЗУ. Модель может работать в режиме разделения времени при подключении до восьми независимых измерительных головок со временем переключения головок 10 мс.

Максимальная частота функциональных измерений для 4-х проверяемых выводов составляет 2 МГц и 8 МГц для одного проверяемого вывода схемы. Абсолютная погрешность установки опорного напряжения и тока не превышает 10, 20 мВ и 5 нА соответственно.

Модель **4500** относится к системам модульного типа, причем модульную организацию имеют аппаратные средства и программное обеспечение. При проведении функциональных измерений в состав модели входит импульсный генератор слов, преобразователь импедансов, детекторы уровня для каждого вывода ИС, контроллер, управляемый с помощью ЭВМ типа IBM 1130 и устанавливающий величины уровней импульсного генератора. Функциональные измерения в реальном масштабе времени обеспечивают проверку ИС в условиях, приближающихся к практическим условиям их работы. Так, проверка ИС с количеством выводов до 40 производится с шириной полосы пропускания 1 ГГц, а с 80 выводами — с полосой 100 МГц.

В ходе измерения статических параметров для подачи сигналов постоянного тока используется модуль с программируемым источником питания, который содержит шесть источников, включая источники тока, напряжения и комбинированные из двух первых. Кроме того, имеются также матрица постоянного тока и преобразователи на полевых транзисторах, гарантирующие проведение измерений ИС всех типов при высоких входных сопротивлениях изоляции сигнальной цепи порядка 1 ГОм. Для измерения динамических параметров ИС используется метод одnorазового возбуждения, при этом в состав модели 4500 входит преобразователь времени переключения Е-Н 142, стробирующий вольтметр Е-Н 153, матрица переменного тока, представляющая собой матричную структуру 6×20 и имеющая по три радиочастотных входа и выхода. Прибор Е-Н 142 измеряет интервал времени между двумя запрограммированными уровнями напряжения как на входном, так и на выходном импульсе ИС. Прибор Е-Н 153 дает возможность измерять мгновенные значения амплитуды импульсов в моменты времени, программируемые относительно тактирующих импульсов модели.

Функциональные измерения производятся с максимальной частотой 2 МГц. Опорное напряжение и ток устанавливаются с абсолютной погрешностью не более 2—100 мВ и 10⁻⁴—100 мкА соответственно.

Модель S-3150 содержит следующие устройства: ЭВМ типа PDP-8, два лентопротяжных механизма, блок ввода программы измерений, контактирующую матрицу с механизмом автоматической подачи ИС на позицию измерения, четырехфазный задающий генератор на МДП-приборах. Абсолютная погрешность установки опорного напряжения и тока составляет 5—100 мВ и $2 \cdot 10^{-3}$ —100 мкА в зависимости от измеряемого диапазона.

Модель J-259 в сочетании со сменным модулем 553 измеряет динамические параметры АИС в диапазоне 0—50 МГц. Совместно со стендом S-257 модель J-259 позволяет измерять время нарастания фронта импульса в ИС порядка 1 нс. Ширина полосы пропускания стенда составляет 350 МГц. Максимальная частота функциональных измерений не превышает 50 кГц. Опорное напряжение и ток устанавливаются с абсолютной погрешностью не более 1—100 мВ и 0,1—100 мкА соответственно.

В модели S-3160 имеются следующие устройства: ЭВМ типа PDP-11, графическое вычислительное устройство вывода данных, быстродействующий перфоратор, автоматический манипулятор для подачи схем на позицию измерения и в камеру климатических испытаний быстродействующий возбудитель, компараторы с двойным стробированием, четырехфазный тактовый генератор, камера климатических испытаний. Электрическая схема модели состоит из 64 плат, 60 из которых являются платами ввода — вывода данных. Каждая плата включает в себя источник измерительных сигналов, сдвоенный компаратор, четыре схемы выборки и запоминания сигналов для высокого и низкого уровня измерительных сигналов и по одной схеме для высокого и низкого уровней сравнения сигналов. В состав платы входит буферное ЗУ емкостью 1024 бит, состоящее из четырех сдвиговых регистров емкостью памяти по 256 бит. Для обеспечения функциональных измерений с частотой 20 МГц все ЗУ соединяются по схеме с временным уплотнением работы каналов. Абсолютная погрешность установки опорного напряжения и

тока составляет соответственно не более 5—100 мВ и $2 \cdot 10^{-3}$ —100 мкА.

Модель 561 управляется ЭВМ QPC, обеспечивающей одновременную подачу рециркулирующих 500-разрядных кодовых комбинаций на все 120 выводов БИС на МДП-приборах с частотой до 2 МГц. Измерения динамических параметров БИС ведутся со скоростью, соответствующей возможностям модели, но входные импульсы имеют время нарастания и спада, сравнимое со временем переключения запоминающих элементов БИС. Выход схемы строится коротким строб-импульсом и с его помощью определяется, изменилось ли состояние схемы в течение нескольких наносекунд. В результате модификации модель позволяет измерить параметры БИС биполярного типа со 120 выводами при подаче 16-разрядных кодовых комбинаций с частотой до 25 МГц.

В модели **Capable II** ввод программы измерений в память ЭВМ типа 208 производится с перфоленты с помощью считывающего устройства. При измерении ИС с 16 выводами модель выдает 1536 тестов и имеет производительность 6000 тестов/с; если ИС с 128 выводами, то модель обеспечивает выдачу 192 теста и производительность 600 тестов/с. В состав модели входит ЭВМ типа 208, устройства сопряжения, коммутационная панель, устройства ввода данных с бумажной перфоленты, панель управления, источники питания.

Модель **ATS-960** содержит в своем составе мини-ЭВМ типа 960А, коммутирующие матрицы для диапазона низких и высоких частот, импульсный генератор, автоматизированную измерительную систему фирмы Tektronix, Inc., счетчик, функциональный импульсный генератор, цифровой вольтметр, программируемые источники питания, блок управления функциональной проверкой, регистровое устройство связи, кассетный магнитофон, устройства ввода данных с перфокарт, бумажной перфоленты и другие устройства. Структурная схема модели ATS-960 показана на рис. 83.

Измерение параметров ИС или субблоков можно проводить одновременно на четырех измерительных стендах, подключаемых к ЗУ в порядке циклической очереди. В виду того, что регистровое устройство связи 22 не может обеспечить функциональные измерения с рабочей частотой 160 кГц, блок управления функциональными измерениями 19 и периферийные устройства с блоками управления 5—10 подключаются к ЗУ 21 через канал 20.

При измерении динамических параметров ИС используется автоматизированная импульсная измерительная система фирмы Tektronix, Inc., обслуживающая два измерительных стенда в режиме разделения времени по двум каналам выборки дискретных данных. Программируемые контрольно-измерительные приборы в модели ATS-960 подразделяются на низкочастотные (цифровой вольтметр 11, программируемые источники питания 12, прочее измерительное оборудование 13) и высокочастотные (функциональный импульсный генератор 14, счетчик 15, импульсный генератор 16, прочее измерительное оборудование 17). Программируемые приборы подключаются к измеряемой ИС или субблоку 37 с помощью коммутирующих матриц языковых реле для диапазона низких и высоких частот 27, 28.

Абсолютная погрешность установки опорного напряжения и тока составляет не более 100 мВ и 100 мкА соответственно.

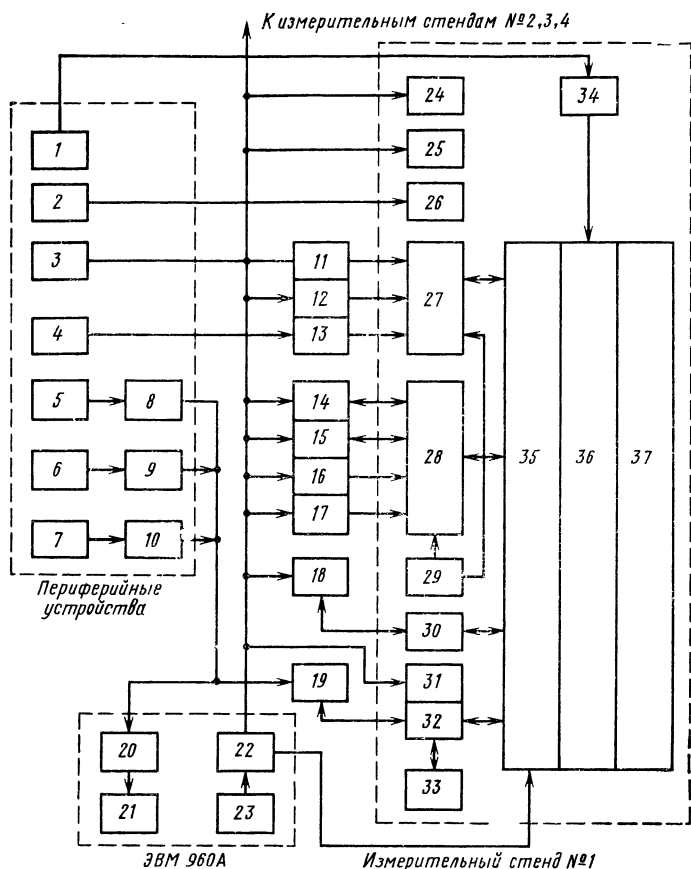


Рис. 83. Структурная схема модели ATS-960:

1 — кассетный магнитофон; 2 и 3 — устройства ввода данных с перфокарт и бумажной перфоленты соответственно; 4 — ленточный перфоратор; 5 — лентопротяжный механизм; 6 — строчное печатающее устройство; 7 — дисковое ЗУ; 8 — блок управления лентопротяжным механизмом; 9 — блок управления строчным печатающим устройством; 10 — блок управления дисковым ЗУ; 11 — цифровой вольтметр; 12 — программируемые источники питания; 13 и 17 — прочее НЧ и ВЧ измерительное оборудование; 14 — функциональный импульсный генератор; 15 — счетчик; 16 — импульсный генератор; 18 — автоматизированная измерительная импульсная система фирмы Tektronix; 19 — блок управления функциональными измерениями; 20 — канал непосредственного доступа к ЗУ; 21 — ЗУ; 22 — регистровое устройство связи; 23 — процессор; 24 — операторный пульт управления; 25 — цифровое оконечное устройство; 26 — устройство визуального вывода данных; 27 и 28 — коммутрующие матрицы для низких и высоких частот; 29 — устройство диагностики «аналоговых» неисправностей; 30 — мультитеплексор; 31 — блок программируемых опорных напряжений и токов; 32 — устройство функциональных измерений; 33 — устройство диагностики «цифровых» неисправностей; 34 — источники питания измеряемой ИС или субблока; 35 — блок переключения измерительных головок; 36 — измерительная головка; 37 — измеряемая ИС или субблок.

В модели **1790** ввод программы измерений производится с помощью быстродействующего оптического устройства считывания с перфоленты. Модель содержит ЭВМ типа PDP-8/1, буквенно-цифровое устройство отображения на основе запоминающей ЭЛТ типа 601 фирмы Tektronix, Inc., систему сопряжения, соединяющую анализатор с измеряемой ИС и формирователями управляющих импульсов, телетайп ASR-33 и коммутирующую матрицу на язычковых реле. Длительность полной программы измерения параметров ИС составляет 3 мин. Абсолютная погрешность установки опорного напряжения не превышает 30 мВ.

Модель **7410** в своем составе имеет ЭВМ типа PDP-7, быстродействующий ленточный перфоратор и устройство считывания данных с бумажной ленты, стробосциллограф, импульсный генератор и счетчик событий, систему управления построчно печатающим устройством на 20 столбцов, коммутирующую матрицу на язычковых реле, аналого-цифровой преобразователь, две измерительные установки, три устройства записи данных на магнитную ленту, телетайп и 12 программируемых источников питания. Время, затрачиваемое на измерение параметров одной схемы, составляет 1 с.

Модель **5000 С** измерение динамических параметров ИС производит с помощью дополнительного блока 5300 с разрешающей способностью не менее 10 нс в диапазоне частот 10^{-3} —10 МГц. Опорное напряжение и ток устанавливаются с абсолютной погрешностью не более 100 мВ и 1 мА соответственно.

В состав модели **BD1401** входят два импульсных генератора с рабочей частотой от 1 Гц до 10 МГц с дискретностью 1 Гц, осциллограф блока выборки с эквивалентной полосой частот 0—1 ГГц и временем фронта нарастания входного импульса 350 нс, устройство считывания данных с магнитной ленты или перфоленты и ввода их в цифровой программируемый блок, коммутирующая входная матрица на язычковых реле, коммутирующая выходная матрица на язычковых реле с пробником на полевом транзисторе, ленточный перфоратор, телетайп, устройство управления. Абсолютная погрешность установки опорного напряжения и тока, а также временных меток составляет не более 1, 10, 50 мВ; $3 \cdot 10^{-3}$ —100 мкА и $2 \cdot 10^{-4}$ —10 мкс соответственно.

Модульная конструкция, примененная в модели **ТТХ 945А**, позволяет вести функциональные измерения на одной из девяти фиксированных частот (максимальная частота 200 кГц) с временным циклом в 850 нс и временем выборки данных 400 нс. Подключение динамического анализатора к модели помогает измерять динамические параметры выходных импульсов: $t^{10}_ф$, $t^{01}_ф$, $T_{и}$ — и другие параметры. Цифровой измеритель тока выдает значения прямого и обратного тока на входе ИС, токов потребления схемой и выходных токов в диапазоне 999 нА — 999 мА с относительной погрешностью измерения $\pm 3\% + 1$ единица счета. Абсолютная погрешность установки опорного напряжения и тока не превышает 6, 30 мВ и 3×10^{-6} —1 мА в зависимости от измеряемого диапазона.

Модель **6000А** производит только функциональные измерения и содержит тактовый генератор, ЭВМ типа PDP-8 с ЗУ на магнитных сердечниках, работающих в режиме разделения времени, блок ввода результатов измерений на цифровую печать. БИС, имеющая более 1000 элементов и 10 входных выводов, измеряется данной моделью АКИА функционально в течение 10 с, подвергая схему 1024 различным тестам.

В состав модели **SM-8001** входит ЭВМ типа PDP-8 с ЗУ на магнитных сердечниках, четыре программируемых источника тока смещения, телетайп, цифровой вольтметр и другие устройства. Модель измеряет 30 статических параметров ИС за время 0,6 с. Максимальная частота функциональных измерений равна 200 кГц.

Модель **T320/10** содержит ЭВМ типа НИТАС-10 с ЗУ на МДП-приборах, буквенно-цифровой дисплей, телетайп, цифровой вольтметр, коммутирующие матрицы на язычковых реле и другие измерительные устройства. Функциональные измерения производятся моделью в диапазоне частот 10^{-4} —10 МГц. Абсолютная погрешность установки опорного напряжения, тока и временных меток составляет не более 1, 10 мВ; 0,1—100 мкА и 0,1—10 нс соответственно.

Заключение

В настоящее время для проверки ИС широко применяется АКИА, использующая методы измерения временных и амплитудного параметров, рассмотренных в гл. 1 и 2. Она отличается высокой степенью автоматизации и содержит ряд каналов, осуществляющих параллельный контроль амплитудно-временных параметров. При построении новой аппаратуры выбор метода измерения должен основываться на учете следующих критериев: погрешности измерения; малого времени одного измерения; простоты реализации метода; возможности автоматизации всех процессов измерения, начиная с подачи ИС на позицию измерения и кончая регистрацией результатов измерений.

Проведенный анализ основных технических характеристик моделей АКИА позволяет считать, что данная аппаратура допускает быструю смену измерительной программы, обеспечивает хорошую стабильность опорных напряжений и токов, имеет высокую производительность и малую погрешность измерения параметров ИС.

Использование автоматического манипулятора для подачи схем на позицию измерения и сортировки последних по группам в сочетании с камерой климатических условий позволяет вести измерения параметров в корпусах различного вида и в широком диапазоне температур окружающей среды.

Следует отметить, что рассмотренная аппаратура очень сложна по построению. Однако ее применение при современном производстве и использовании интегральных схем становится все более необходимым и оправданным.

Список литературы

1. Мирский Г. Я. Радиоэлектронные измерения. М., «Энергия», 1976.
2. Измеритель интервалов времени. — «Приборы для научных исследований», 1970, № 5.
3. Кочконогов И. М., Гринюс П. И. Преобразователь коротких интервалов времени. — В кн.: Труды научно-технической конференции радиоизмерений. Вильнюс, 1969. (Респ. ин-т науч.-техн. информации и пропаганды).
4. Автоматизация радиоизмерений. Под ред. В. П. Балашова. М., «Сов. радио», 1966. Авт.: В. П. Балашов, Р. А. Валитов, Г. П. Вихров и др.
5. Рябинин Ю. А. Стробоскопическое осциллографирование сигналов наносекундной длительности. М., «Сов. радио», 1972.
6. Рябинин Ю. А. Основные этапы развития отечественной стробоскопической осциллографии. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. РТ», 1967, вып. 4.
7. Воробьев В. П., Костенков А. А. Измеритель временных параметров интегральных логических схем (ИВП-1). — «Электронная техника. Сер. 6. Микроэлектроника», 1969, вып. 2.
8. Бондаревский А. С., Вергышев Ю. А. Измерительно-вычислительная система для контроля динамических параметров цифровых интегральных схем. — В кн.: Научно-техническое совещание о путях развития цифровой измерительной техники. Тезисы докладов. М., 1969.
9. Грибин Л. Н. Применение цифрового отсчета в стробоскопическом осциллографе. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. РТ», 1968, вып. 3.
10. Caddy O. L. A simple method of measuring fractional millimicrosecond pulse characteristics. — «IRE Trans.», 1960, v. 1—9, № 3.
11. Гинкас М. Л., Найденов А. И. Сжатие спектра электрических сигналов при помощи частотных выборок. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. РТ», 1968, вып. 3.
12. Ондриш Л., Рихвицкий С. В. Линейный удлинитель наносекундных импульсов с блокировкой входа. — «Приборы и техника эксперимента», 1970, № 3.
13. Маграчев З. В., Тищенко Н. Н. Линейный преобразователь интервалов времени. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. РТ», 1970, вып. 8.
14. Оффенгенден Р. Г., Серман В. З., Остапенко А. А. Цифровой измеритель импульсных сигналов. Препринт ИТМ и ВТ АН СССР. М., 1968.
15. Офицеров Г. М. Преобразовательные схемы для измерения динамических параметров интегральных схем. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. ЭВТ», 1970, вып. 8.

16. Грязнов М. И., Потапов Ю. П. Об измерении параметров одиночных наносекундных импульсов малой амплитуды. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. РТ», 1969, вып. 3.
17. Грязнов М. И. Способ измерения коэффициента, характеризующего форму наносекундных импульсов. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. 6», 1963, вып. 6.
18. Грязнов М. И. Интегральные методы измерения некоторых параметров наносекундных импульсов малой амплитуды. — В кн.: Доклады 5-й Всесоюзной конференции по автоматике и электротехнике. Сибирское отд. АН СССР, 1963.
19. Грязнов М. И. Способ измерения амплитуды и длительности наносекундных импульсов малой амплитуды. — В кн.: Доклады 19-й Всесоюзной научной сессии, посвященной Дню радио. НТОРЭС им. А. С. Попова, 1963.
20. Санин А. А., Шарейко П. Н. Универсальный формирователь импульсов в технике совпадений наносекундного диапазона. — «Приборы и техника эксперимента», 1969, № 1.
21. Санин А. А., Шарейко П. Н. Широкодиапазонный время-амплитудный преобразователь. Препринт, № 137. Физ. ин-т имени П. Н. Лебедева. М., 1969.
22. Гитис Э. И. Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. М., Госэнергоиздат, 1961.
23. Ведерникова Г. А., Ильенков А. И., Корчагин И. Я. и др. Цифровой измеритель динамических характеристик микросхем. — «Автоматрия», 1970, № 1.
24. Франко Г., Певарра Р., Фишер Х. Измерение наносекундных временных интервалов с помощью динамического накопления импульсов триггера. — ТИИЭР, 1968, т. 56, № 2.
25. Мирский Г. Я. Измерение временных интервалов. М.—Л., «Энергия», 1964.
26. Денбовецкий С. В. Измеритель однократных временных интервалов на основе запоминающих ЭЛТ. В кн.: Труды седьмой конференции по ядерной электронике. М., Атомиздат, 1970, т. 1, ч. 4.
27. Эйдукас Д. Ю. Исследование импульсных параметров интегральных схем. — В кн.: Труды научно-технической конференции. Радиоизмерения. Вильнюс, 1969. (Респ. ин-т науч.-техн. информации и пропаганды).
28. Игнатенко В. И., Кузнецов Н. И., Докучаев Н. И. Измерение временных параметров ИС методом преобразования $t \rightarrow T \rightarrow A$. — В кн.: Тезисы докладов XIX научно-технической межвузовской конференции, Таганрог радио-техн ин-т, 1973.
29. Кузнецов Н. И., Докучаев Н. И., Острцов Б. В. Методы измерения временных параметров интегральных схем. — «Электронная промышленность», 1974, № 10.
30. Грязнов М. И., Гуревич М. Л., Маграчев Э. В. Измерение импульсных напряжений. М., «Сов. радио», 1969.
31. Неустроев Л. С. Компенсационный метод измерения мгновенных значений импульсных напряжений с помощью электронно-лучевого нуля-индикатора. Канд. дис. ВНИИФТРИ, 1969.
32. Валитов Р. А., Сретенский В. Н. Радиотехнические измерения. М., «Сов. радио», 1970.
33. Карпиловский Л. Н. Новый способ измерения амплитуд импульсов наносекундной длительности. — В кн.: Материалы научно-технической конференции ЛЭИС. Вып. 2, 1970.

34. **Гуревич М. Л.** Метод измерения амплитуды наносекундных импульсов с высокой точностью. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. 6», 1966, вып. 1.
35. **Reichel R.** Ein Transistor Impulsspannungsmesser nach dem Auto-compensationsprincip. — «Nachrichtentechnik», 1963, № 6.
36. **Jones R. W.** Unusual waveform analyzer aids automatic testing. — «Electronics», 1963, v. 36, № 15.
37. **Гуревич М. Л.** Компенсационный вольтметр на туннельном диоде для измерения амплитуды наносекундных импульсов. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. 6», 1965, вып. 2.
38. **Ковтун А. К., Шкуро А. Н., Резник П. М.** Цифровой измеритель амплитуды импульсов наносекундной длительности. — «Приборы и техника эксперимента», 1971, № 4.
39. **Трунов Ю. А., Докучаев Н. И., Кузнецов Н. И.** О построении аппаратуры контроля амплитудного параметра логических схем. — В кн.: Автоматизация проектирования РЭА, М., 1973 (Сб. трудов семинара МДНТП).
40. **Грязнов М. И.** Способ измерения амплитуды и длительности наносекундных импульсов малой амплитуды. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. 6», 1962, вып. 3.
41. **Грязнов М. И.** Интегральный метод измерения импульсов. М., «Сов. радио», 1975.
42. **Rainal A. J.** Integral technique for measurement pulse duration. — «IRE Trans. of Instr.», 1962, v. 12, № 1.
43. **Маграчев З. В.** Вольтметры одиночных импульсов. М., «Энергия», 1967.
44. **Цыганков Б. К., Маграчев З. В.** Измерение амплитуды одиночных импульсов. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. РТ», 1968, вып. 3.
45. **Маграчев З. В., Цыганков Б. К.** Двухканальный метод измерения амплитуды одиночных импульсов. — «Автометрия», 1969, № 3.
46. **Larsen R. N.** Nanosecond pulse stretcher. — «RSI», 1966, v. 37, № 4.
47. **Елин М. И., Курашев А. С., Цыганков Б. К.** О погрешности дифференциально-интегрального метода расширения импульсов. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. РТ», 1971, вып. 7.
48. **Патент США, № 2707751, кл. 250—27.**
49. **Цитович А. П.** Ядерная радиоэлектроника. М., «Наука», 1967.
50. **Маграчев З. В., Цыганков Б. К.** Измерение напряжений одиночных импульсов с помощью аналого-цифровых преобразователей. — В кн.: Научно-техническое совещание о путях развития цифровой измерительной техники. Тезисы докладов. М., 1969 (Центр. науч.-техн. общ-во приборостроит. пром-сти. Мин-во радиопромышл. СССР).
51. **Reuber C.** Abtastverfahren Moderne in der Messelectronic. — «Radio Mentor», 1966. Bd. 22, № 11.
52. **Agouridis D. S.** Self-Sampling system for Measurement of picosecond pulse characteristics. — «Rev. Scient. Instr.», 1962, v. 33, № 12.
53. **Random-sampling voltmeter HP3406A.** — «Electronic Design», 1965, v. 13, № 13.
54. **Гуревич М. Л., Толстов Б. С.** Стробоскопический анализатор формы наносекундных импульсов на туннельном диоде. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. РТ», 1968, вып. 3.

55. **Гуревич М. Л.** Об одном способе преобразования наносекундных импульсов. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. РТ», 1970, вып. 3.
56. **Вайсбанд М. Д.** Преобразователь мгновенного значения сигнала со стробированием на туннельном диоде. — «Вопросы радиоэлектроники. Сер. РТ», 1968, вып. 3.
57. **Sampling voltmeter Model 153.** Catalog. E—H Resarch Laboratories, USA, 1970.
58. **Докучаев Н. И., Кузнецов Н. И.** Измеритель динамических параметров логических схем. — В кн.: Современные методы и аппаратура для измерения параметров радиотехнических цепей. Тезисы докладов Всесоюзного симпозиума. Новосибирск, 1973
59. **Докучаев Н. И., Карасев А. Ф., Кузнецов Н. И., Острецов Б. В.** Методы измерения амплитудного параметра интегральных схем. — «Электронная техника. Сер. III. Микроэлектроника», 1973, вып. 2.
60. **Острецов Б. В.** О построении автоматической контрольно-измерительной аппаратуры для контроля параметров интегральных схем. — «Электронная техника. Сер. 8», 1973, вып. 3.
61. **Многопозиционная** испытательная система статических параметров БИС. Проспект. М., ЦНИИ «Электроника», 1972.
62. **Автоматическая** система для испытания интегральных схем. Проспект. М., ЦНИИ «Электроника», 1972.
63. **Автоматизированная** универсальная измерительная система, управляемая ЭВМ. — «Электронная техника. Сер. 11», 1971, вып. 2(20).
64. **Комплект «Элекон С-2М».** — «Электрон. пром-сть», 1971, № 3.
65. **Богородицкий Л. А., Гаврилов Ю. В., Горчаков В. С.** и др. Многопостовой комплекс «Элекон-СД». — «Электрон. пром-сть», 1975, № 1.
66. **Попов П. С.** Стробоскопический принцип построения полуавтоматической установки для контроля динамических параметров интегральных схем. — «Электричество», 1971, № 11.
67. **Полуавтомат «Элекон-Дл-1».** — «Электрон. пром-сть», 1971, № 3.
68. **Абрамян Л. С., Шаумян Р. Л., Шаранбеян К. М.** и др. Установка автоматического контроля и измерения параметров интегральных схем. Технология и организация производства. М., ЦНИИ «Электроника», 1971 (Информационно-справочный листок № 001946).
69. Проспект «ИИС-1М. Испытатель интегральных схем». 1969 (Мин-во электрон. пром-сти СССР).
70. **Воронов С. В.** Испытатель интегральных схем ИИС-II. М., ЦНИИ «Электроника», 1969 (Информационно-справочный листок № 000199).
71. **Мартьянов В. М., Бояркин А. Г., ИИС-3.** Испытатель интегральных схем. — «Электронная промышленность», 1974, № 12.
72. **Гуцки Т.** Функциональная проверка логических интегральных схем. ЦНИИ «Электроника», 1972 (Перевод ЭТ-8651).
73. **Fastest LSI Tester.** — «EDN», 1971, v. 16, № 10.
74. **Робинтон.** Недостатки систем для испытания БИС на МОП-структурах. — «Электроника», 1971, № 3.
75. **Teradyne's SLOT** for both MOS and bipolar LSI. — «The Electronic Engineer», 1970, v. 29, № 3.
76. **Испытательное** устройство последовательного действия для логических схем. — «Электроника», 1970, № 5.

77. **Установка** для проверки БИС МОП с управлением от ЭВМ. — «Электроника», 1969, № 25.
78. **Промышленная установка** для проверки больших интегральных схем на МОП-структурах. — «Электроника», 1970, № 3.
79. **Испытательное устройство** для БИС. — «Электроника», 1970, № 5.
80. **Cromer E. G.** Testing the new ICs: A matter of philosophy. — «Electronic Packaging and Production», 1973, v. 13, № 4.
81. **Automated test equipment.** — «Instruments and Control Systems», 1973, v. 46, № 3.
82. **Филдс.** Универсальный тестер для испытаний БИС. — «Электроника», 1971, № 2.
83. **Automated IC measurement system.** — «Solid State Technology», 1970, v. 13, № 3.
84. **Управляемая** вычислительной машиной система контроля модели J-259. Проспект фирмы Teradune, 1968.
85. **Испытательная установка** для БИС с тактовой частотой 20 МГц. — «Электроника» 1971, № 20.
86. **Автоматические системы** для испытания интегральных схем. — «Радиоэлектроника за рубежом», 1969, вып. 27.
87. **Runyon S.** Focus on MSI/LSI testers. — «Electronic Design», 1972, v. 20, № 17.
88. **Алейн.** Контрольно-измерительная система для проверки сложных функциональных схем. Обзор. Ч. 2. — «Электроника», 1972, № 21.
89. **Анализатор** для испытания сложных логических устройств. — «Электроника», 1969, № 17.
90. **Two very different module testers—one fast, one very slow.** — «EDN», 1971, v. 16, № 11.
91. **Хьюз, Белецкий.** Автоматизированная система сортировки ИС. — «Электроника», 1969, № 18.
92. **IC test equipment buyer's guide.** — «Solid State Techn.», 1970, v. 13, № 3.
93. **Масленников П. Н., Овчаров В. Ф., Холин Г. И.** Комплексно-механизированные линии и системы в производстве полупроводниковых приборов и интегральных схем. — «Зарубежная электронная техника», 1974, № 6.
94. **Автоматическая динамическая и функциональная система,** построенная на интегральных схемах модели BD 1401. Проспект фирмы CRC Schumberger (Франция), 1971.
95. **Tester.** «Elect. Comp.», 1971, v. 12, № 10.
96. **Установка** для проверки логических схем ТТХ 945А — «Радиоэлектроника за рубежом», 1972, вып. 31.
97. **High-speed IC function tester.** — «Jap. Electr. Eng.», 1970, № 38.
98. **Автоматическое контрольно-измерительное оборудование** для проверки параметров интегральных схем (Обзор). — «Радиоэлектроника за рубежом», 1971, вып. 33.
99. **Ажоткин Д. И.** Автоматизированные системы контроля параметров интегральных схем с высоким уровнем интеграции. Обзоры по электронной технике. Сер. «Микроэлектроника», вып. 3. ЦНИИ «Электроника», 1973.
100. **ГОСТ 18683—73.** Микросхемы интегральные логические. Методы измерения электрических параметров.
101. **Ерлашов В. П., Сливцкий Ю. А., Шибав А. А.** Аппаратура выходного контроля цифровых интегральных схем. Обзоры по электронной технике. Сер. «Микроэлектроника», вып. 3. ЦНИИ «Электроника», 1972.

Содержание

Предисловие	3
1. Измерение временных параметров ИС в наносекундном диапазоне	5
1.1. Принцип временных разверток	5
1.2. Неосциллографический принцип	8
1.3. Стробоскопический принцип	10
1.4. Интегральный принцип	25
1.5. Принцип временной трансформации	34
1.6. Методы двойного преобразования	40
2. Измерение амплитудного параметра интегральных схем в наносекундном диапазоне	46
2.1. Принцип компенсации	47
2.2. Принцип расширения импульсов	58
2.3. Принцип стробирования	64
2.4. Принцип прямого отсчета	71
3. Контрольно-измерительная аппаратура для измерения статических и динамических параметров интегральных схем	73
3.1. Области применения АКИА	73
3.2. Этапы процесса измерения параметров ИС	75
3.3. Основные технические характеристики	76
3.4. Дополнительные сведения о моделях АКИА	89
Заключение	99
Список литературы	100

30 к.

