

МЕТРОЛОГИЧЕСКАЯ НАДЕЖНОСТЬ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ КОНТРОЛЯ И ДИАГНОСТИКИ ИЗДЕЛИЙ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ УВЧ ДИАПАЗОНА

В материале статьи отражены результаты анализа и даны рекомендации по обеспечению достоверности результатов испытаний БИС и СБИС УВЧ диапазона в автоматизированных системах контроля и диагностики. В статье показано решение задач метрологической аттестации каналов испытательной системы при формировании тестовых воздействий заданной амплитуды, синхронизированных с сигналом опорного канала. Даны рекомендации по обеспечению метрологической надежности при измерении амплитудных и временных параметров сигналов-откликов от объекта испытаний. Приведена методика оценки требований к поверочной аппаратуре по амплитудным и временным параметрам. Приведены типы конкретных средств измерений, позволяющих обеспечить достоверность испытаний изделий электронной техники УВЧ диапазона.

Ключевые слова: УВЧ диапазон, изделия электронной техники, тестовый импульсный сигнал, погрешность установки амплитуды, погрешность синхронизации.

Введение. При испытаниях изделий электронной техники (ИЭТ) важной проблемой является обеспечение неискаженной передачи тестовых сигналов на большую или сверхбольшую интегральную схему (БИС, СБИС). Необходим точный учёт амплитудных и динамических погрешностей, вносимых трактом передачи в УВЧ диапазоне (0,3–3,0 ГГц).

Генераторный канал систем для испытаний БИС и СБИС относится к сложному устройству, являющемуся источником (генератором) как периодических, так и нерегулярных импульсных сигналов. Параметры импульсов на выходе канала должны быть установлены с заданной точностью.

Метрологическая поверка тест-сигналов в генераторных каналах касается как амплитудных и временных параметров испытательных воздействий, так и временного положения тест-импульсов относительно сигнала синхроканала и сигналов остальных каналов автоматизированной многоканальной системы.

Поверка генераторного канала испытательной системы должна установить погрешность установки параметров тест-сигнала на входе объекта испытаний. Сюда входят несоответствия в установке амплитудных и временных параметров тест-импульса, его временного положения, а также искажение формы импульса (выброс и спад плоской вершины).

Последние исследования и публикации. Погрешности временной привязки сигналов классифицируют следующим образом [1]: это погрешности функциональных узлов в каналах системы и погрешности, возникающие в ходе испытаний при изменении амплитудных и временных пара-

метров тест-сигналов в ДД. Первая группа включает смещение уровней генератора испытательной последовательности, компаратора и драйвера, задержку формирующего устройства, дрожание и нелинейность генератора тест-последовательности. Во вторую группу попадают погрешности из-за несоответствия выходных напряжений формирователей импульсов и их компараторов, из-за нестабильности моментов стробирования сигналов, а также из-за неточности и нестабильности опорных напряжений компараторов для контроля уровней логических «0» и «1».

При поверке генераторного канала по временным параметрам с помощью фазометра необходимо учитывать все составляющие полной систематической погрешности фазометрических устройств. Составляющая погрешности, инвариантная к значению угла фазового сдвига, возникает из-за неидентичности характеристик измерительного и опорного каналов фазометра и может быть определена путем измерения нулевого фазового сдвига. Для этого достаточно подать на входы обеих каналов один и тот же сигнал. Составляющая погрешности, зависящая от значения угла фазового сдвига, возникает из-за нелинейности амплитудных и фазовых характеристик преобразователей частоты в каналах фазометра, а также из-за межканальных связей.

Структура и алгоритм работы подсистемы метрологической аттестации могут базироваться на двух возможных подходах, позволяющих проводить измерения в области ультравысоких тактовых частот и субнаносекундном диапазоне [2]. При проектировании в ряде испытательных систем

конструкторскими методами производят минимизацию задержек и их нестабильностей в каналах от точки выравнивания перекося и до розетки контактного устройства. Также при калибровке могут вводиться и теоретические поправки.

В других системах метрологические операции производятся заменой испытуемого объекта узлом автокалибровки. Но в этом случае изменяется величина импеданса нагрузки тракта передачи сигналов. Объект испытаний может иметь импеданс значительно отличающийся от ожидаемого. Значение абсолютной погрешности калибровки этим методом не менее 1,5 нс [3].

При проверке автоматизированных систем контроля и диагностики (АСКД) также определяются метрологические характеристики измерительных каналов. Чем чаще проводится проверка, тем больше вероятность, что метрологические характеристики каналов будут находиться в заданных пределах. Но безграничное увеличение числа проверок снижает эффективность систем. Поэтому необходимо назначать такой межповерочный интервал для конкретных ИЭТ, который обеспечит заданную метрологическую надежность при минимуме экономических потерь.

Постановка задачи. С ростом тактовых частот испытаний необходимо учитывать влияние степени несогласованности тракта передачи сигналов. С этой целью проведена оценка характеристик тракта передачи импульсного сигнала с частотой следования до 5 ГГц. Оценка выполнена для коаксиального кабеля с волновым сопротивлением Z_C . При этом определена форма импульса на входе объекта испытаний при значениях реактивных импедансов нагрузки Z_H , типичных для ИЭТ. Импульсный сигнал был представлен рядом Фурье. При оценке использованы уравнения для выходного напряжения и тока длинной линии для гармонических сигналов, и получен коэффициент передачи:

$$K_U = [ch(\gamma l) + (Z_H / Z_C)sh(\gamma l)]^{-1}; \quad (1)$$

где γ — комплексный коэффициент распространения; l — длина линии.

Определив значение K_U для каждой гармоники, был восстановлен сигнал на входе объекта испытаний. При оценке коэффициент фазы принимался: $\beta = \omega / (3 \cdot 10^{-8}) \cdot (\epsilon)^{1/2}$ (ϵ — диэлектрическая проницаемость). При применении принципа суперпозиции, в качестве критерия на число суммируемых гармоник взята погрешность восстановления импульса. При учете 50 гармоник неучтенная энергия восстанавливаемого сигнала не превышает 0,001 % (сигнала типа «меандр» и длительность фронтов импульсов 40 пс). Принятые значения: $Z_C = 50$ Ом и $l = 0,5$ м. При изменении сопротивления нагрузки R_H в интервале [40; 60] Ом и емкости C_H в интервале [0; 2] пФ, погрешность передачи амплитуды импульса составляет 2,5 % при $R_H = 60$ Ом и $C_H = 0$ и 40 % при $C_H = 1,5$ пФ. При этом длительность фронта увеличилась на 15 пс (примерно на 40 %), а длительность среза — на 30 пс (на 75 %).

При индуктивной нагрузке (учитывалось изменение индуктивности от нуля до 20 нГн) погрешность передачи амплитуды импульса составила 60 % при $R_H = 60$ Ом и $L_H = 1,1$ нГн. Длительности перепадов уменьшились на 20–40 % вследствие высокочастотной коррекции. Возникли резонансные явления (при $R_H = 50$ Ом и $L_H =$ нГн). В сигнале на нагрузке подчеркивались составляющие спектра

с номерами 1–4 и 11. Неидеальность тракта передачи тест-сигнала при отклонении его нагрузки от активной наглядно иллюстрируется графиками.

Из указанного следует, что для контроля достоверной воспроизводимости испытательных сигналов на входе испытуемых изделий электронной техники (ИЭТ) необходима аппаратура для метрологической проверки.

Промышленные экземпляры образцовых средств измерений позволяют производить метрологическую аттестацию генераторного канала по установке амплитуды при требуемых погрешностях установки уровней напряжения. Для этого подходят компенсационные вольтметры, но для уровней напряжения ниже 20 мВ необходимо применять косвенные методы. В то же время измерение эффективного напряжения неактуально для испытательных систем цифровых БИС и СБИС.

Измерение амплитудных параметров импульсов с помощью современных осциллографов, использующих микроЭВМ для обеспечения измерений и обработки их результатов, применение автокалибровки и кодоуправляемого сравнения с набором опорных уровней не позволяет снизить погрешность оценки амплитудных параметров импульса ниже 3–10 %.

Импульсные вольтметры, осуществляющие интегрирующее преобразование сигнала в эффективное значение напряжения с помощью предвключенных преобразователей, работают в амплитудном динамическом диапазоне (ДД) 60–80 дБ от значения (3–10) В. При этом погрешность измерения достигает 10 %, что связано с длительностью входных импульсов и периодом их повторения. Большая длительность (не менее 1 мкс) и ограниченное значение скважности (до $2 \cdot 10^3$ – $3 \cdot 10^3$) не позволяют применять их в испытательных системах быстродействующих ИЭТ.

Точность измерения амплитуды импульсов ограничивается погрешностью пикового детектора, работающего в динамическом диапазоне. Использование импульсных вольтметров, реализующих двухканальный автокомпенсационный метод, позволяет устранить погрешность из-за вентильной схемы в детекторе. Для таких вольтметров ДД лежит в пределах 0,1–25 В при длительности импульсов 20 мс–50 мкс при частоте следования до 10 МГц. Погрешность на верхней границе ДД в пределах 0,4–5 %. Такие параметры также не удовлетворяют требованиям испытаний БИС и СБИС УВЧ диапазона.

Современные стробоскопические импульсные вольтметры, подобные В4-24, реализуют метод фиксации мгновенного значения сигнала и имеют встроенную микроЭВМ. Они близки к решению задачи проверки генераторного канала по амплитудным параметрам. Но стробоскопическое устройство выборки-хранения ограничивает полосу пропускания и точность измерения. Запомненное напряжение сигнала преобразуется в код десятиразрядным АЦП и через оптрон поступает на аналоговую измерительную схему, что обеспечивает невосприимчивость помех импульсного характера. Отечественные стробоскопические импульсные вольтметры характерны верхней границей частотного диапазона 0,4–1 ГГц. Погрешность измерения амплитуды импульсов в ДД 60 дБ (от 1 В) определяется выражением:

$$\delta = 2 + 0,2(U_H / U_X - 1)\%, \quad (2)$$

где U_{Π} — верхний предел поддиапазона; U_x — измеряемое напряжение. В этом случае измерение амплитуды 0,1 В будет иметь погрешность 3,8 %.

Для оценки времени задержки в генераторном канале целесообразно применить методы дискретного счета. Для получения высокой точности разность временной задержки двух каналов в области ВЧ и части диапазона ОВЧ нужно измерять, заполняя импульс, эквивалентный разности задержек в каналах, импульсами опорного генератора, частота которых может достигать 0,1–1 ГГц. Для диапазонов ОВЧ и УВЧ нужно заполнять опорный измерительный интервал импульсами, период повторения которых эквивалентен разности задержек в каналах.

Для измерения электрической длины канала можно применить измерительные схемы как на основе частотно-импульсного метода, так и методов для измерения длительности временного интервала, равной разности электрической длины двух каналов (время-импульсного метода).

В первом методе измерительная схема состоит из активного четырёхполюсника, к выходу которого подключается канал определённой длины с собственной задержкой Δt_3 . С выхода канала сигнал снова поступает на вход усилителя, а к его выходу подключается частотомер, показания которого фиксируются [4]. Частота сигнала на выходе усилителя определяется формулой: $f_{\text{вых}} = 1/2\Delta t_3$.

Во втором методе задействованы синхроканал и n -й канал. Измерение длительности импульса, заданного выходными сигналами каналов при воздействии на их вход одного и того же воздействия, позволяет выявить неидентичность электрической длины двух каналов.

Работу измерительной схемы, построенной по частотно-импульсному методу, можно оценить на примере схемы генератора на элементе задержки [5].

Стартовый импульс проходит через логический ключ и цифровой элемент временной задержки (ЦЛЗ). Его выходной сигнал по цепи обратной связи подается на логический ключ, замыкая кольцо циркуляции сигнала, время задержки в котором определяет частоту генерации. В такой схеме период повторения импульсов определяется: $T = 2(T_{\text{ЦЛЗ}} + 2t_3)$, где $T_{\text{ЦЛЗ}}$ — время задержки импульса в элементе цифровой задержки; t_3 — время задержки в логическом ключе.

Схема проста, но имеет ряд недостатков. Нестабильность параметров ЛЗ и вентилях входит в нестабильность периода повторения: $\Delta T = \Delta T_{\text{ЦЛЗ}} + 2\Delta t_3$. Минимальное значение периода T определяется минимальной задержкой $T_{\text{MIN ЦЛЗ}}$ в ЦЛЗ: $T_{\text{MIN}} = 2t_3 + T_{\text{MIN ЦЛЗ}}$. Это ограничивает максимальную частоту генерации ($f_{\text{MAX}} = 1/T_{\text{MIN}}$).

Исходя из изложенного необходимо определить методическую и аппаратную базу для обеспечения достоверности амплитудных и временных параметров в генераторных каналах автоматизированных систем контроля и диагностики изделий электронной техники УВЧ диапазона.

Материал исследования. Рассмотрим обеспечение поверки амплитудных параметров испытательных сигналов. Для амплитудных параметров несоответствие установленных значений заданным должно измеряться в трех (или более) точках: к ним относятся значения логических «0» и «1», значение уровня «0,5», а также точки в зонах выброса и спада импульса.

Для проведения поверки импульсных генераторов государственный стандарт рекомендует образцовые средства измерений. Это электронно-лучевой осциллограф (например, С1-108), универсальный вольтметр (например, В7-21А) и генератор сигналов высоких частот (например, Г4-128). Но все эти средства обладают конечными значениями своих параметров.

Для осциллографа это полоса пропускания (0–350 МГц), погрешность измерения амплитуды при размерах изображения на экране n сантиметров ($1 \pm 5/n$), %. Погрешность измерения временных интервалов при размерах изображения на экране n сантиметров ($0,5 \pm 4/n$). Поэтому осциллограф должен соответствовать своим импульсным параметрам, в частности по времени нарастания переходной характеристики.

Образцовые вольтметры, большинство, имеют малый частотный диапазон измеряемых переменных напряжений, ориентировочно 20 Гц–100 кГц. Импульсные генераторы должны иметь частотный диапазон, лежащий в области УВЧ (до 3000 МГц) и обладать точной установкой амплитудных и временных параметров импульсов.

Поэтому в качестве образцовых приборов должны выступать средства измерений, поверенные согласно ГОСТ 8.002–86. Согласно данному стандарту, требование к допускаемой погрешности образцового средства — быть не менее чем в три раза меньше значения амплитудного или временного параметра тест-сигнала на входе ИЭТ.

Проведем оценку средств для измерения временных параметров испытательных сигналов. Автоматизированные системы электронной промышленности проводят испытания в диапазонах ВЧ–ОВЧ–УВЧ и в нижней области СВЧ. Многоканальность испытательных систем характерна неидентичностью генераторных каналов. Различные значения эквивалентных реактивных параметров функциональных узлов каналов ведут к различию временных задержек сигналов в них. Комплексный коэффициент передачи узла и, в частности, его фаза, изменяются в частотном диапазоне.

Подсистема синхронизации, выставляя сигналы синхроимпульсов, получает от ЭВМ данные по значениям Δt_3 , временной задержки фронта ($\tau_{3\text{ фр}}$), временной задержки среза ($\tau_{3\text{ ср}}$) и временной задержки тактового сигнала ($\tau_{3\text{ т}}$), и разрешает работу генераторного канала командой «Старт». Код, предварительно загруженный в генератор тест-последовательности, определяет генерируемый сигнал, который с тактовой частотой поступает на формирующее устройство. Сигнал генератора тестовой последовательности (ГТП) можно представить: $U_{\text{ГТП}} = u(t)e^{-j\phi}$, где ϕ — угол фазового сдвига; $u(t)$ — в простейшем случае меандр.

Тактовый сигнал задерживается относительно синхроканала на время $\tau_{3\text{ т}}$. Временной сдвиг выходного сигнала ГТП $U_{\text{ГТП}}$ является суммой задержки тактового сигнала и собственной задержки. Задержка ГТП состоит из задержки распространения $\tau_{3\text{ р ГТП}}$, обусловленной элементной базой, и задержки за счет паразитных ёмкостей $\tau_{3\text{ п е}}$. Следовательно:

$$U_{\text{ГТП}} = u(t) \cdot e^{-j\omega(\tau_{3\text{ т}} + \tau_{3\text{ р ГТП}} + \tau_{3\text{ п е}})}. \quad (3)$$

Данные с выхода ГТП поступают на формирующее устройство (ФУ), вносящее свою добавку в суммарный фазовый сдвиг. Суммарная задержка складывается из задержки синхроимпульсов

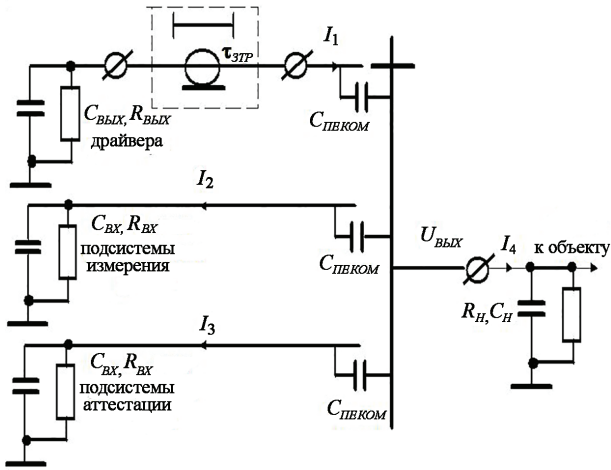


Рис. 1. Эквивалентная схема коммутатора

для ФУ, собственной задержки ФУ, а также задержки за счет элементной базы и паразитных емкостей.

Данные с выхода формирующего устройства поступают на выходной формирователь (драйвер), вносящий добавку в суммарный фазовый сдвиг.

Далее коммутатор по программе выбирает сигнал нужного генераторного канала и подает его на исследуемый электронный модуль. Представляя коммутатор в виде электрического ключа (рис. 1), определим его выходное напряжение.

Введем следующие обозначения. Выходной импеданс драйвера:

$$Z_1 = \frac{R_{ВВХ ДР} X_{C ВВХ ДР}}{R_{ВВХ ДР} + X_{C ВВХ ДР}} = \frac{R_{ВВХ ДР}}{j\omega R_{ВВХ ДР} X_{C ВВХ ДР} + 1}. \quad (4)$$

Входной импеданс измерительной подсистемы:

$$Z_2 = \frac{Z_{ВХ ИЗ} X_{ПЕ}}{Z_{ВХ ИЗ} + X_{ПЕ}} = \frac{R_{ВХ ИЗ}}{1 + j\omega R_{ВХ ИЗ} (C_{ВХ ИЗ} + C_{ПЕ})}. \quad (5)$$

Входной импеданс подсистемы аттестации:

$$Z_3 = \frac{Z_{ВХ ПА} X_{ПЕ}}{Z_{ВХ ПА} + X_{ПЕ}} = \frac{R_{ВХ ПА}}{1 + j\omega R_{ВХ ПА} (C_{ВХ ПА} + C_{ПЕ})}, \quad (6)$$

$$Z_H = \frac{R_H}{1 + j\omega R_H C_H}. \quad (7)$$

Обозначения в формулах: $R_{ВВХ ДР}$ — выходное сопротивление драйвера; $C_{ВВХ ДР}$ — выходная емкость драйвера; $R_{ВХ ИЗ}$ — входное сопротивление измерительной подсистемы; $C_{ВХ ИЗ}$ — входная емкость измерительной подсистемы; $R_{ВХ ПА}$ — входное сопротивление подсистемы аттестации; $C_{ВХ ПА}$ — входная емкость подсистемы аттестации.

Выходной ток драйвера равен сумме токов (рис. 1): $I_1 = I_2 + I_3 + I_4$, где:

$$I_1 = \frac{U_{XX}}{Z_1 + Z_2 \parallel Z_3 \parallel Z_H}; \quad (8)$$

$$I_2 = U_{ВВХ}/Z_2; I_3 = U_{ВВХ}/Z_3; I_4 = U_{ВВХ}/R_H$$

После подстановок получим выражение:

$$\frac{U_{XX}}{Z_1 + Z_2 \parallel Z_3 \parallel Z_H} = U_{ВВХ} \left[\frac{1}{Z_2} + \frac{1}{Z_3} + \frac{1}{Z_H} \right]. \quad (9)$$

Зная напряжение холостого хода драйвера и значения Z_1 , Z_2 , Z_3 и Z_H , можно определить значение $U_{ВВХ}$ и оценить фазовый сдвиг за счет коммутатора. Или, зная емкостные составляющие, можно определить эквивалентную выходную емкость $C_{ЭКВ}$ и эквивалентную постоянную времени выходной цепи $\tau_{В ЭКВ}$. Приняв время установления сигнала на выходе равным $5-6 \tau_{В ЭКВ}$, можно определить время заряда емкости $C_{ЭКВ}$. Добавив задержку $\tau_{З ТР}$ в тракте передачи сигнала от драйвера до коммутатора, получим суммарную задержку сигнала до выхода объекта, равную $\tau_{З ТР} + 6 \tau_{В ЭКВ}$.

Таким образом, полученные составляющие задержки в канале позволяют оценить суммарное значение задержки при воздействии тест-сигнала на электронный модуль. На этой основе строился измеритель длительности импульса, использующий частотно-импульсный метод. Сам импульс сформирован по выходным сигналам двух генераторных каналов. Измеритель построен по схеме из [5].

Рассматривая такой генератор как функциональный элемент [6], можно принять задержку элемента $t_{З MIN} = 250 - 420$ пс. Величина $T_{MIN ЛЗ}$ для линии задержки из кабеля равна $4 - 6$ нс/м. Максимальная частота этого генератора примерно 1 ГГц.

Нестабильность частоты, характерная для генераторов без параметрической стабилизации, оценивается как $\delta_f \approx 10^{-3}$. В то же время известно [7], что изменение емкости в цепи обратной связи, как и изменение задержки канала, ведет к изменению значения частоты генерируемого сигнала.

При частоте тест-сигнала (1-3) ГГц и значении минимальной длительности тест-импульса $\tau_{И} = (300-100)$ пс необходимо иметь неидентичность электрической длины каналов не более $0,01\tau_{И}$, то есть не более (3-1) пс. В то же время задержка генераторного канала от входа до выхода лежит в диапазоне [100; 500] нс [8]. Но в нижней части диапазона ВЧ (по УДК) такая пороговая чувствительность обуславливает погрешность в несколько десятитысячных долей процента, или единицы и десятые доли герца.

Применяя для измерения такого изменения частоты серийные частотомеры (например, ЧЗ-64), можно измерить данное изменение частоты с погрешностью:

$$\delta_f = |\delta_0| + |\Delta t_{РАЗР}/\tau_{СЧ} + |\delta_{ЗАП}|, \quad (10)$$

где δ_0 — относительная погрешность по частоте внутреннего кварцевого генератора, равная $1,5 \cdot 10^{-7}$; $\Delta t_{РАЗР}$ — разрешающая способность, равная 10^{-9} с; $\tau_{СЧ}$ — время счета прибора, равное 1 с; $\delta_{ЗАП}$ — погрешность запуска:

$$\delta_{ЗАП} + 10^{-9}/\tau_{СЧ} \approx 10^{-8}. \quad (11)$$

При таких параметрах погрешность измерения ухода частоты равна:

$$\delta_f = 1,5 \cdot 10^{-7} + 10^{-8} = 1,6 \cdot 10^{-7},$$

$$\text{или } \delta_f = 1,6 \cdot 10^{-6} \%. \quad (12)$$

То есть изменение частоты на единицы и доли герца фиксируется с высокой точностью, а нестабильность частоты сигнала, относительно которой определяется это изменение, оценивается как 10^{-3} и составляет десятые доли процента (единицы

килогерц) в нижней части ВЧ диапазона, что является неприемлемым для испытаний.

Также задание временных параметров, осуществляемое тем или иным методом, может быть оценено как задание соответствующего фазового сдвига $\Delta\varphi$. Связь временного сдвига Δt и фазового $\Delta\varphi$ определяется выражением:

$$\Delta t = \Delta\varphi / \omega. \quad (13)$$

Для фазового метода альтернативным ему способом по измерению временного сдвига является применение электронных решений для измерения интервалов времени. Измерение временных интервалов осциллографическими методами связано с наличием высокостабильного опорного генератора, служащего источником сигнала для получения точек калибровки методом прямого когерентного синтеза в нескольких каналах в наносекундном диапазоне. Запуск развертки осциллографа может сдвигаться относительно фронта входного импульса за счет фазовращателя. Различные методы измерения временных интервалов реализованы в ряде приборов (частотомер ЧЗ-64).

Приборы, специально предназначенные для измерения временных интервалов, используют время-импульсный метод. В них «временные ворота» формируются импульсами наносекундного диапазона, и они имеют малую погрешность. Но эти средства не удовлетворяют требованию широкополосности, а именно: при длительности фронта выходного сигнала не менее 0,3 нс; длительности импульса не менее 0,5 нс; частоте следования импульсов в диапазоне 1–3 ГГц. Типичным представителем этой группы является измеритель И2-7.

Заключение. Таким образом, для измерения амплитудных параметров нужно использовать осциллографические методы на основе стробоскопических осциллографов, таких как С9-11, С1-93/3, С1-24, С1-122/4 или TDS8000В и 86100С DCA-J, имеющих встроенные микроконтроллеры. Параметры их технических характеристик должны соответствовать: полоса пропускания не менее 18 ГГц при работе с трактом передачи сигналов с волновым сопротивлением 25 Ом или 50 Ом. При этом предел допускаемой основной погрешности измерения не более 1 % (временных интервалов 0,3–0,5 %; амплитудных параметров 0,5–1,0 %). Если осциллограф соответствует своим техническим характеристикам, он может быть использован для оценки достоверности амплитудных параметров тест-сигнала, воздействующего на исследуемый объект. В этом случае предел допускаемой основной погрешности не более 3–5 %.

Для определения погрешности установки временного сдвига выходных импульсов генераторного канала относительно импульсов синхронизации осциллографическим методом нужен двухканальный осциллограф. Производится одновременное наблюдение двух последовательностей импульсов. Измерение производится по фронтам тест-импульсов с использованием калиброванной масштабной сетки осциллографа согласно ГОСТ на параметры импульсного сигнала.

Осциллограф должен удовлетворять следующим требованиям. Время нарастания переходной характеристики $t_{ПХ}$ не более 0,3 длительности фронта τ_{ϕ} исследуемых сигналов. Погрешность калиброванного коэффициента развёртки $\delta_{РАЗВ}$ не более 1/3 допускаемой погрешности δ_{τ} установки длительности

импульсов $\tau_{И}$. Поэтому, в соответствии с параметрами сигнала генераторного канала (длительность фронта $\tau_{\phi} \geq 0,3$ нс; $\tau_{И} \geq 0,5$ нс; $\delta_{\tau} < 5\%$), для проверки временных характеристик осциллографом необходимо иметь: $t_{ПХ} \leq 0,3/3 \approx 0,1$ нс; $\delta_{РАЗВ} \leq 5/3 \approx 1,7\%$.

Время нарастания переходной характеристики и полоса пропускания осциллографа $\Delta f_{ОСЦ}$ связаны простым выражением: для данного примера полоса равна: $\Delta f_{ОСЦ} \approx 0,35/t_{ПХ} \approx 3,5$ ГГц. В качестве примера, по параметрам $t_{ПХ}$ или $\Delta f_{ОСЦ}$ и $\delta_{РАЗВ}$ можно указать на следующие осциллографы. ТеК.ОСА: $\Delta f_{ОСЦ} = [0; 20]$ ГГц; $\delta_{РАЗВ} = 0,01\%$. Это цифровой стробоскопический осциллограф, многоканальный, со сменными блоками и многими функциональными возможностями. НР 54124Т: $\Delta f_{ОСЦ} = [0; 20]$ ГГц; $\delta_{РАЗВ} = 0,1\%$. Это четырёхканальный стробоскопический осциллограф.

Погрешность установки временного сдвига определяют не менее чем в трёх числовых отметках шкалы каждого поддиапазона широкополосного генераторного канала и не менее чем в пяти отметках шкалы канала с одним частотным диапазоном (включая две конечные отметки).

При фиксированных значениях временного сдвига погрешность определяют для каждого значения.

Оценка временного положения тест-сигнала значима для логических переходов «0–1» и «1–0» в ДД амплитуд. Особо тщательно оценивается временное положение фронта и среза импульса при его минимальной длительности.

В связи с недостаточной точностью отечественных приборов можно отметить метод сравнения измеряемой длительности интервала с периодом гармонического сигнала УВЧ образцового генератора на экране двухканального стробосциллографа. Метрологическая достоверность этого метода достигается при погрешности фиксации частоты УВЧ-генератора в пределах 0,5–1 %. Генераторы, построенные с использованием фазовой синхронизации, позволяют обеспечить указанную точность частоты, а использование в них делителей частоты с переменным коэффициентом деления обеспечивает частотный диапазон от единиц килогерц до 3 ГГц (9 ГГц) (генераторы E8663B, NAV-2000R, Г4-151). Также можно указать генераторы с применением метода прямого цифрового синтеза (RIGOL DG5352).

Библиографический список

1. Barber M. R. Subnanosecond Timing Measurements on MOS Devices Using Modern VLSI Test System // Proc. IEEE Int'l Test Conf., Philadelphia, Pa., Oct. 1983. P. 170–180.
2. Nikonov A. V. Analysis of Architectures of Control Equipment Designed For Testing Ultra-High-Speed Integrated Circuits // Dynamics of Systems, Mechanisms and Machines (Dynamics). 2014. P. 1–4. DOI: 10.1109/Dynamics.2014.7005687.
3. Жилин Н. С., Никонов А. В. Метрологическая аттестация АИС ИЭТ // Актуальные проблемы электронного приборостроения АРЕИЕ-92: тр. Междун. науч.-техн. конф. Новосибирск, 1992. С. 7–11.
4. Шелепаев А. Г. Оптимизация межповоротного интервала обслуживаемых компонентов измерительных систем // Метрология. 1984. № 6. С. 35–37.
5. Мелешко Е. А. Наносекундная электроника в экспериментальной технике. М.: Энергоатомиздат, 1987. 216 с.
6. Nikonov. A. V. PLL system at influence of a short pulse on oscillatory system of the controlled generator // Актуальные проблемы электронного приборостроения АРЕИЕ-98: тр. Меж-

дун. науч.-техн. конф / IEEE Catalog Number 98EX179. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 1998. Т. 1. С. 223–229.

7. Зверев Е. Г., Дрянков А. И. Широкодиапазонный многостоповый преобразователь время-код // ПТЭ. 1991. № 2. С. 94–97.

8. Kern J. Certain problems that arise when testing LSI and VLSI // Prace PIE. 1988. № 105. P. 23–57. = Отдельные проблемы, возникающие при тестировании БИС и СБИС: пер. с англ. / МПСАиСУ. УТОиО НИИ «Контрольприбор». № 1115. Пенза. 30 с.

НИКОНОВА Галина Владимировна, кандидат технических наук, доцент (Россия), доцент кафедры «Радиотехнические устройства и системы диагностики».

УДК 620.179.1

DOI: 10.25206/1813-8225-2018-162-201-205

SPIN-код: 3654-0682

AuthorID (SCOPUS) 7801434337

ResearcherID: N-1910-2014

Адрес для переписки: ngvlad@mail.ru

Для цитирования

Никонова Г. В. Метрологическая надежность автоматизированных систем контроля и диагностики изделий электронной техники УВЧ диапазона // Омский научный вестник. 2018. № 6 (162). С. 196–201. DOI: 10.25206/1813-8225-2018-162-196-201.

Статья поступила в редакцию 04.10.2018 г.

© Г. В. Никонова

А. Е. САМОТУГА¹

Р. А. АХМЕДЖАНОВ²

А. А. ФЕДОТОВ²

А. А. ПЯТКОВ³

¹Омский государственный
технический университет,
г. Омск

²Омский государственный
университет путей сообщения,
г. Омск

³Закрытое акционерное
общество «СиСофт Омск»,
г. Омск

ПОЛНАЯ МОДЕЛЬ КОЛЕБАНИЙ ТРУБОПРОВОДА ПРИ УДАРНОМ ВОЗДЕЙСТВИИ

Актуальной задачей является получение экспериментальных данных о колебаниях трубопровода для оценки эффективности виброакустических способов контроля его состояния, при этом доступ к объекту зачастую затруднен. В работе представлена усовершенствованная модель, на основе которой предложено рассчитывать упругие колебания, фиксируемые на поверхности трубопровода в результате ударного воздействия. Проведена оценка адекватности полученного аналитического выражения путем сравнения расчетного сигнала с эмпирическим.

Ключевые слова: упругие колебания, поперечные колебания трубопровода, ударное воздействие, полная модель колебаний трубопровода.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (грант № 17-08-01560).

Обширная сеть трубопроводов Российской Федерации обеспечивает работу топливно-энергетического комплекса. Остро стоит вопрос предупреждения и обнаружения утечек нефтепродуктов. Несмотря на снижение показателя аварийности на российских трубопроводах до уровня европейских, согласно статистике, в год происходит несколько тысяч разливов, которые приводят к существенному ущербу экологии и финансовым затратам.

Согласно данным Европейской группы по сбору данных об авариях на газопроводах (EGIG), Ассоциации операторов западно-европейских магистраль-

ных нефтепроводов (CONCAWE) и Бюро трубопроводной безопасности Управления по безопасности трубопроводов и опасным материалам (PHMSA), основным фактором возникновения аварийных ситуаций является внешнее воздействие [1].

Для изучения факторов, влияющих на возникновение аварий на трубопроводах и построения конструкций трубопроводов, устойчивых к внешним воздействиям, научным сообществом предложены различные математические модели трубопровода.

Известными моделями при расчете предельных состояний трубопровода для строительства систем