

В. М. ЕФАНОВ, И. Ф. КЛИСТОРИН
(НОВОСИБИРСК)

МЕТОДИКА И ПРИБОР ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ШУМА МИКРОСХЕМ

С появлением интегральных микросхем (ИС) остро встал вопрос о путях обеспечения, оценки и прогнозирования их надежности, поскольку эффективность статистического метода оценки надежности резко снижается при малой интенсивности отказов и высокой начальной стоимости ИС [1]. По этой причине особое внимание уделяется неразрушающим методам контроля ИС, позволяющим устранять дефектные или потенциально-ненадежные экземпляры. Одним из эффективных методов обнаружения потенциальных отказов ИС можно считать измерение их шумовых характеристик [2, 3].

В области низких частот в полупроводниковых и пленочных элементах преобладают электрические флуктуации со спектральной плотностью мощности вида $A \cdot f^{-n}$ (коэффициент A зависит от материала, величины протекающего тока и т. д.; n — показатель степени частоты f , величина которого находится в пределах 0,8—2,4). «Шум $1/f$ » можно рассматривать как сигнал, несущий информацию о ряде физических характеристик элементов микросхем: состоянии поверхности материала, подвижности носителей тока, распределении ловушек, трещинах, локальных перегревах. В ряде работ [3—5] показано, что между интенсивностью низкочастотных шумов и надежностью резисторов и полупроводниковых приборов существует связь, что позволяет по интенсивности «шума $1/f$ » отбраковывать потенциально-ненадежные элементы ИС, а также с учетом других электрических параметров определять ожидаемый срок службы ИС в целом.

Логические микросхемы имеют наибольший удельный вес в общем объеме производства ИС, поэтому разработка методов и средств для измерения шумовых параметров логических ИС с целью прогнозирования надежности является первоочередной задачей. На этапе исследования статистической связи между интенсивностью шумов и потенциальной надежностью ИС возникает вопрос о создании измерительной аппаратуры, удовлетворяющей ряду требований. Эта аппаратура должна: 1) обеспечивать получение результатов измерения с высокой точностью и достоверностью; 2) обладать высокой чувствительностью (десятые доли микровольта или 10^{-12} — 10^{-13} Вт) и иметь широкий динамический диапазон (60—80 дБ), поскольку уровень шума, например, даже у одного типа транзисторов может отличаться до 10^3 раз (в зависимости от его качества и режима измерения); 3) иметь возможность

выводить результат измерения для документирования [например, на цифropечатающую машинку (ЦПМ)] и для дальнейшей обработки (например, на ЦВМ). Кроме того, требуется автоматизация процесса измерения, вызванная большим объемом однообразных и продолжительных операций.

Важное значение имеет частотный диапазон, в котором целесообразно проводить измерение интенсивности шума (или другой, более удобной шумовой характеристики). Как показывает анализ, действующее значение напряжения шумов, приведенное к входу ИС, в диапазоне одной частотной декады (с верхней границей диапазона не более 1 кГц) может служить параметром для прогнозирования надежности микросхем. Наиболее помехозащищенным является режим короткого замыкания на входе ИС, для которого квадрат действующего значения напряжения шумов $\overline{u_{\text{пр.кз}}^2}$ зависит лишь от первичных шумовых параметров [6]:

$$\overline{u_{\text{пр.кз}}^2} = \overline{u_{\text{ш}}^2} + R_{\text{корр}}^2 \overline{i_{\text{ш}}^2}. \quad (1)$$

Здесь $u_{\text{ш}}$ и $i_{\text{ш}}$ — напряжение и ток эквивалентных шумовых источников; $R_{\text{корр}} = \frac{u_{\text{ш}} i_{\text{ш}}}{i_{\text{ш}}^2}$ — коэффициент, имеющий смысл корреляционного сопротивления.

На рис. 1 приведена схема, с помощью которой поясним принцип измерения действующего значения шума, приведенного к входу микросхемы. Этот принцип позволяет реализовать приборы для звукового и инфразвукового диапазонов частот по точности и чувствительности

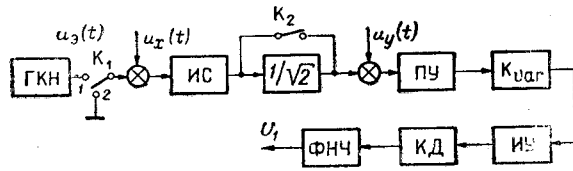


Рис. 1.

одного порядка с приборами, основанными на нулевых модуляционном [7] и корреляционном [8] методах, значительно превосходящие по быстродействию приборы модуляционного типа и несколько уступающие корреляционным приборам, которые аппаратно сложнее при прочих равных условиях.

Пусть мгновенное значение напряжения шума ИС, приведенное к ее входу в режиме короткого замыкания, равно $u_x(t)$. А $u_y(t)$ — мгновенное значение напряжения внутренних шумов усилительного тракта, пересчитанное на вход предварительного усилителя (ПУ). Если генератор калиброванного напряжения (ГКН) выключен, то напряжение $U_1(t)$ на выходе фильтра нижних частот (ФНЧ) в установленном режиме при замкнутом ключе K_2 определяется выражением

$$U_1(t) = U_1 = (K_{\text{м}} K_{\text{ПУ}} K_{\text{вар}} K_{\text{л}} K_{\text{ИУ}0})^2 \times \int_0^{\infty} \left[\int_0^{\infty} \left(u_x(v-\tau) + \frac{u_y(v-\tau)}{K_{\text{м}}} \right) h_1(\tau) d\tau \right]^2 h_2(t-v) dv, \quad (2)$$

где $K_{\text{м}}$ — коэффициент усиления ИС по напряжению; $K_{\text{ПУ}}$ — коэффициент усиления ПУ по напряжению; $K_{\text{вар}}$ — коэффициент передачи управляемого аттенюатора; $K_{\text{л}}$ — коэффициент передачи квадратичного детектора; $K_{\text{ИУ}0}$ — коэффициент передачи избирательного усилителя (ИУ)

на его средней частоте f_0 ; $h_1(t)$ — импульсная переходная характеристика ИУ; $h_2(t)$ — импульсная переходная характеристика ФНЧ.

Амплитудно-частотная характеристика избирательного усилителя $K(f) = \left| \int_{-\infty}^{\infty} h_1(t) e^{-j2\pi ft} dt \right|$ связана с коэффициентом передачи $K_{ИУ0}$ и эффективной полосой пропускания B соотношением [7]

$$\int_0^{\infty} K(f) df = K_{ИУ0}^2 B, \quad (3)$$

что позволяет внутренний интеграл в выражении (2) заменить суммой сигналов $u_{xB}(t) + \frac{u_{yB}(t)}{K_M}$, спектры которых сосредоточены в полосе частот B . Если сигналы $u_x(t)$ и $u_y(t)$ — независимые случайные функции, то справедливо соотношение

$$\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [u_x(t) + u_y(t)]^2 dt = U_x^2 + U_y^2, \quad (4)$$

где U_x и U_y — действующие значения шумовых напряжений $u_x(t)$ и $u_y(t)$. С учетом выражений (3) и (4) можно записать формулу (2) в виде

$$U_1 = K^2 \left(U_{xB}^2 + \frac{U_{yB}^2}{K_M^2} \right). \quad (5)$$

Здесь $K = K_M K_{ПУ} K_{вар} K_{ИУ0} K_d$.

При включении ГКН и введении в усилительный тракт калиброванного делителя напряжения, имеющего коэффициент передачи $1/\sqrt{2}$ и одинаковый уровень собственных шумов при переключениях, регулируя выходное напряжение $u_3(t)$ ГКН, можно добиться на выходе ФНЧ напряжения U_1 , равного U_1 :

$$U_1 = \left(\frac{K}{\sqrt{2}} \right)^2 \int_0^{\infty} \left[\int_0^{\infty} \left(u_x(v - \tau) + \frac{u_y(v - \tau) \sqrt{2}}{K_M} + u_3(v - \tau) \right) h_1(\tau) d\tau \right]^2 h_2(t - v) dv. \quad (6)$$

Если принять напряжение $u_3(t) = \sqrt{2} U_3 \sin 2\pi f_0 t$ (U_3 — действующее значение) независимым от $u_x(t)$ и $u_y(t)$, то аналогично (5) получим

$$U_1 = \frac{K^2}{2} \left(U_{xB}^2 + \frac{2U_{yB}^2}{K_M^2} + U_{3f_0}^2 \right). \quad (7)$$

Приравняв правые части выражений (5) и (7), окончательно будем иметь

$$U_{xB}^2 = U_{3f_0}^2 \quad (8)$$

или

$$U_{xB} = U_{3f_0}. \quad (9)$$

Равенство (9) означает, что действующее значение напряжения шума $u_x(t)$ в полосе частот B равно действующему значению синусоидаль-

ного напряжения $u_{\text{э}}(t)$ с частотой f_0 , равной средней частоте избирательного усилителя. Если $U_{\text{э}f_0} = \alpha U_{\text{к}}$, где α — коэффициент ослабления аттенюатора ГКН; $U_{\text{к}}$ — образцовое (калиброванное по действующему значению) напряжение ГКН, то

$$U_{xB} = \alpha U_{\text{к}}. \quad (10)$$

Таким образом, измеряемое напряжение U_{xB} связано с образцовым $U_{\text{к}}$, которое известно, линейной зависимостью, что позволяет в цифровом виде определить искомое напряжение U_{xB} по положению аттенюатора α .

Если в процессе измерения производить поочередное сравнение U_1 и U_2 на каждом такте уравнивания, то влияние нестабильности коэффициента передачи измерительного тракта значительно ослабляется, а шумы каскадов, стоящих за делителем на $\sqrt{2}$, не влияют на результат измерения. Это следует из выражения (9). Знак отклонения U_1 относительно U_2 несет информацию о необходимом направлении регулирования $U_{\text{э}f_0}$, а по их разности на интервале усреднения T можно судить о величине несоответствия $U_{\text{э}f_0}$ и U_{xB} . Это позволяет изменять скорость регулирования $U_{\text{э}f_0}$ пропорционально $U_{xB}^2 - U_{\text{э}f_0}^2$, причем для малых разностей $|U_{xB} - U_{\text{э}f_0}|$ автоматически увеличивается время усреднения, что необходимо для получения требуемой точности.

Прибор для измерения действующего значения напряжения внутренних шумов микросхемы U_x , приведенного к ее входу, представляет собой аналого-цифровой преобразователь с отсчетным устройством. Блок-схема прибора приведена на рис. 2.

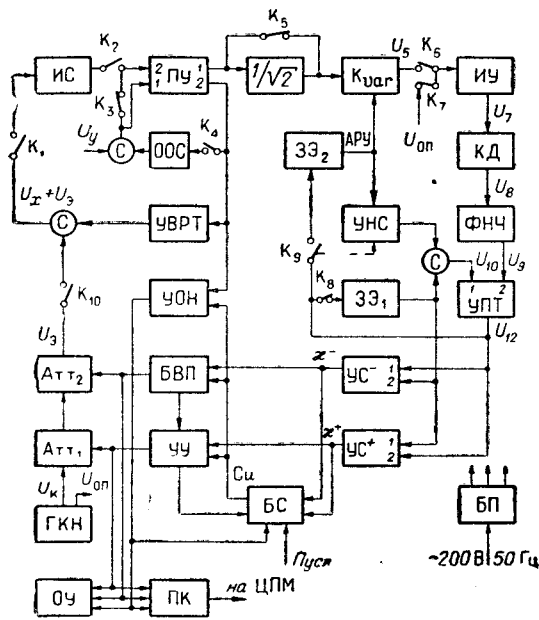


Рис. 2.

емые делители напряжения (Атт₁, Атт₂); т) отсчетное устройство (ОУ); д) вспомогательные устройства: устройство вывода микросхемы в рабочую точку (УВРТ), аналоговые запоминающие элементы (ЗЭ₁, ЗЭ₂), управляемое напряжением сопротивление (УНС), сумматоры (С), устройство обнаружения неисправности (УОН), преобразователь кода

внутренних шумов микросхемы U_x , приведенного к ее входу, представляет собой аналого-цифровой преобразователь с отсчетным устройством. Блок-схема прибора приведена на рис. 2. В состав прибора входят: а) аналоговая часть: предварительный усилитель (ПУ), прецизионный делитель ($1/\sqrt{2}$), управляемый аттенюатор (K_{var}), избирательный усилитель (ИУ), квадратичный детектор (КД), усредняющее устройство — фильтр нижних частот (ФНЧ) и усилитель постоянного тока (УПТ); б) дискретная и логическая части: два устройства сравнения (УС⁺ и УС⁻), блок синхронизации (БС), устройство управления (УУ) и блок выбора предела измерения (БВП); в) цифро-аналоговый преобразователь: генератор калиброванного напряжения (ГКН) и управля-

(ПК) и блок питания (БП). Очередность и режим работы устройств, замыкание и размыкание контактов K_1 — K_{10} определяются блоком синхронизации.

Процесс измерения искомого напряжения U_x состоит из трех этапов: 1) вывод микросхемы в рабочую точку, т. е. установка микросхемы в активный режим, когда напряжение на ее выходе поддерживается на определенном уровне U_y по постоянному току; 2) нормирование напряжения шумов в полосе пропускания ПУ по опорному сигналу $U_{оп}$ путем регулирования коэффициента передачи измерительного тракта; 3) процесс уравнивания, который сводится к нахождению величины U_9 , удовлетворяющей равенству (9), с погрешностью от дискретности.

В исходном состоянии положение контактов K_1 — K_{10} такое, как показано на рис. 2. С генератора ГКН поступает опорное напряжение $u_{оп}(t)$, которое после прохождения через ИУ возводится в квадрат КД и усредняется ФНЧ. Постоянное напряжение на выходе ФНЧ, пропорциональное квадрату действующего значения $u_{оп}(t)$, т. е. $U_9 \equiv U_{оп}^2$, поступает на вход 2 УПТ. Выход УПТ через контакт K_8 и запоминающий элемент ЗЭ₁, коэффициент передачи которого равен единице, соединен с вычитающим входом 1 УПТ. Естественно, что напряжение U_{10} на выходе ЗЭ₁ равно напряжению U_9 . Так происходит установка исходного режима ФНЧ и УПТ.

По сигналу «Пуск», поступающему на блок синхронизации БС, происходит подключение испытуемой ИС к прибору, т. е. замыкаются контакты K_1 и K_2 и размыкаются входы 1 и 2 ПУ контактом K_3 . На входе 1 ПУ задано постоянное напряжение U_y , к уровню которого стремится напряжение на выходе ИС за счет отрицательной обратной связи (ООС) через ПУ и УВРТ. Если по каким-то причинам в ИС не устанавливается активный режим, то устройство обнаружения неисправности УОН через БС останавливает процесс измерения и выдает соответствующий сигнал на индикатор отсчетного устройства ОУ. При больших значениях измеряемого напряжения U_x амплитуда шума на выходе ПУ превышает определенный уровень в конце этапа вывода микросхемы в рабочую точку. В этом случае по сигналу с УОН блок синхронизации замыкает контакт K_4 , вводя ООС в ПУ, благодаря чему его коэффициент усиления уменьшается в 50 раз и тем самым исключается перегрузка усилительного тракта.

По окончании первого этапа по сигналу с БС замыкаются контакты K_6 , K_9 и размыкаются контакты K_7 , K_8 . При этом опорный сигнал $U_{оп}$ снимается со входа ИУ, а усиленный шум ИС подается через ИУ, КД на ФНЧ, где происходит усреднение его квадрата. Если напряжение шума U_5 в полосе пропускания ИУ отличается от $U_{оп}$ по действующему значению, то изменится напряжение U_9 и разность $U_{10} - U_9$, усиленная УПТ, по цепи автоматической регулировки усиления (АРУ) (контакт K_9 , запоминающий элемент ЗЭ₂) изменяет коэффициент передачи аттенюатора $K_{вар}$ в таком направлении, что разность $U_{10}^2 - U_9^{оп}$ стремится к нулю. Для улучшения качества переходного процесса в замкнутом контуре регулирования и увеличения эквивалентной постоянной времени усредняющего устройства (ФНЧ) в УПТ на втором этапе вводится время-зависимая отрицательная обратная связь через УНС. Изменение постоянной времени ФНЧ в процессе усреднения позволяет уменьшить время измерения при заданной точности [9]. При размыкании контакта K_9 на запоминающем элементе ЗЭ₂ напряжение АРУ остается практически неизменным на всем этапе уравнивания

ния, т. е. происходит запоминание коэффициента передачи измерительного тракта.

На этапе уравнивания по сигналам с БС замыкается контакт K_{10} , а контакты K_5 и K_9 размыкаются. Работа контактов K_6 , K_7 и K_8 согласована таким образом, что если K_6 разомкнут, то K_7 и K_8 замкнуты, происходит калибровка ФНЧ и УПТ по опорному сигналу $U_{оп}$ и наоборот. На некоторое время (около 0,3 с) на вход ИУ подается $U_{оп}$ (контакт K_6 замкнут), чтобы свести к нулю разность $U_{10} - U_9$, возникшую на втором этапе измерения. Поскольку при замкнутом контакте K_8 выход УПТ связан со своим вычитающим входом 1, то напряжения U_{12} и U_{10} равны. Порог срабатывания $УС^+$ подобран таким образом, чтобы на его выходе появился сигнал κ^+ при $U_{12} \geq U_{10} + \Delta U$, а κ^- на выходе $УС^-$ появляется при выполнении условия $U_{12} \leq U_{10} - \Delta U$. Тактовые импульсы (сигналы синхронизации Си) формируются в БС по каждому из сигналов κ^+ и κ^- с некоторой задержкой. Указанные выше переключения контактов K_5 и K_{10} соответствуют подаче на суммирующую схему, включенную на входе испытуемой микросхемы, образцового напряжения U_s и введению в усилительный тракт делителя на $\sqrt{2}$ по напряжению. Когда на вход ИУ подается напряжение U_5 , пропорциональное $\frac{U_x + U_s}{\sqrt{2}}$,

то на выходе ФНЧ появляется отклонение напряжения U_9 относительно своего прежнего значения, равного U_{10} , если не выполняется равенство (9). В фазе с напряжением U_9 изменяется напряжение на выходе УПТ $U_{12} = (U_9 - U_{10}) K_{УПТ}$.

Знак отклонения напряжения U_{12} относительно U_{10} анализируется устройствами сравнения $УС^+$ и $УС^-$. Естественно, чем больше по абсолютной величине разность напряжений $|U_x - U_s|$, тем скорее при заданной зоне нечувствительности устройств сравнения ΔU появится сигнал на выходе одной из них, а также очередной тактовый импульс Си. Тактовые импульсы Си совместно с сигналами рассогласования κ^+ и κ^- поочередно изменяют состояния триггеров блока выбора предела измерения БВП и устройства управления УУ, которые управляют коэффициентами деления аттенуаторов $Атт_2$ и $Атт_1$ в таком направлении, чтобы на каждом такте сравнения напряжений U_9 и U_{10} действующее значение напряжения U_9 стремилось к искомому U_x . После каждого сравнения напряжений U_9 и U_{10} на короткий промежуток времени (около 0,2 с) включается опорное напряжение $U_{оп}$ на вход ИУ и производится выравнивание напряжений U_{10} и U_{12} за счет замыкания обратной связи УПТ через контакт K_8 и ЗЭ1. Алгоритм уравнивания выбран так, что сначала определяется предел измерения, а затем находится числовой эквивалент измеряемого напряжения. Измерение заканчивается опросом единицы младшего разряда двоично-десятичного делителя $Атт_1$, которая определяет единицу дискретности измеряемого напряжения U_x на выбранном пределе измерения.

Поскольку коэффициенты деления $Атт_1$ и $Атт_2$ однозначно связаны с состоянием триггеров УУ и БВП по окончании уравнивания, то результат измерения получается в виде позиционного взвешенного кода. Этот код поступает на отсчетное устройство ОУ и преобразователь кода ПҚ. На отсчетном устройстве индикация результата измерения производится в десятичном коде, а преобразователь кода переводит двоично-десятичный код УУ и единичный код БВП в код ЦПМ.

Техническая характеристика прибора: 1) динамический диапазон измеряемых напряжений 0,1—99 мкВ; 2) количество пределов измерения 3; 3) погрешность одиночного измерения нормального шума при

достоверности, равной $0,95, \pm 4,5\%$ +1 дискр.; 4) эффективная полоса пропускания 100—1000 Гц; 5) время измерения менее 10 с; 6) выбор предела измерения — автоматический.

Вывод информации осуществляется как на индикаторные цифровые лампы, так и в параллельном двоично-десятичном коде на выходной разъем. Запуск прибора осуществляется от кнопки или по внешнему синхроимпульсу. Прибор для измерения шума выполнен на микросхемах и конструктивно оформлен таким образом, что может быть использован как лабораторный прибор и как субблок информационной измерительной системы. Его внешний вид показан на рис. 3.

В заключение отметим, что описанный прибор может быть применен для измерения внутренних шумов линейных микросхем и отдельных транзисторов при незначительной переделке его входных цепей.

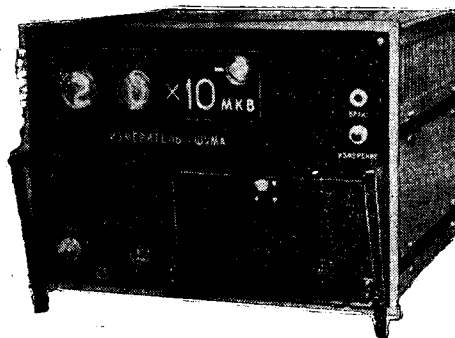


Рис. 3.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. Г. Алексеенко. Физический подход к проблеме надежности микроэлектронной аппаратуры.— ИВУЗ, Радиоэлектроника, 1968, т. XI, № 7.
2. Ван-дер Зил, У. Тонг. Прогнозирование момента отказа по низкочастотному шуму транзистора.— Электроника, 1966, № 24.
3. В. С. Пряников. О связи между низкочастотным шумом и надежностью транзисторов.— Труды Ульяновского политехн. ин-та, т. VI, вып. 2. Приволжское кн. изд-во, 1968.
4. Д. С. Куртис. Зависимость между шумом и характеристиками пленочных сопротивлений.— Электроника, 1961, № 5.
5. С. О. Острова, А. Ф. Приставка. Прогнозирование отказов по шумам мерцания микропленочных сопротивлений при климатических воздействиях.— Изв. Ленинградского электротехнического ин-та, вып. 67, 1968.
6. М. З. Чаповский. Улучшение качественных показателей транзисторных усилителей. М., «Связь», 1968.
7. Н. М. Тетерич. Генерирование шума и измерение шумовых характеристик. М., «Энергия», 1968.
8. В. С. Воюцкий. Корреляционный метод обнаружения и измерения слабых сигналов. М., «Недра», 1965.
9. А. Амбрози. Уменьшение времени, необходимого при измерениях инфранизкочастотных шумов при непосредственном отсчете.— ТИИЭР, 1965, т. 58, № 8.

Поступила в редакцию
19 октября 1970 г.