

А. И. ИЛЬЕНКОВ,
В. В. КУРОЧКИН, Е. А. ФИГУРОВСКИЙ
(Новосибирск)

ЦИФРОВОЙ ИЗМЕРИТЕЛЬ ХАРАКТЕРИСТИК САМОПРОГРЕВА МИКРОСХЕМ

Надежность современных логических гибридных микросхем типа ДТЛ в значительной мере определяется качеством теплового контакта между подложкой и навесными активными элементами, так как плохой тепловой контакт приводит к перегреву последних. Известно, что ряд параметров полупроводниковых приборов является температурозависимым. Поэтому оказывается возможным оценивать качество теплового контакта, регистрируя изменения тех или иных параметров микросхемы. Для упомянутых микросхем одним из температурозависимых параметров является выходное напряжение при работе транзистора в активном режиме. Изменение выходного напряжения во времени, обусловленное разогревом отдельных элементов протекающими токами, может быть принято за характеристику самопрогрева микросхемы.

В статье рассматриваются вопросы, связанные с измерением характеристик самопрогрева гибридных микросхем. Эти характеристики могут быть получены двумя способами. Первый способ заключается в том, что после подключения холодной микросхемы к источникам питания напряжение на ее входе $U_{вх}$ изменяется с помощью системы автоматического регулирования до тех пор, пока выходное напряжение $U_{вых}$ не станет равным заданному значению. После этого напряжение $U_{вх}$ фиксируется на достигнутом уровне, а изменение во времени напряжения $U_{вых}$, вызванное самопрогревом микросхемы, измеряется. Отличием второго способа является постоянство мощности, рассеиваемой на коллекторе транзистора. Выходное напряжение микросхемы устанавливается и поддерживается равным заданному значению за счет соответствующего изменения напряжения $U_{вх}$ с помощью системы автоматического регулирования. При этом характеристика самопрогрева получается приведенной ко входу микросхемы. Отметим, что в обоих случаях характеристика самопрогрева имеет отрицательную первую производную и асимптотически приближается к установившемуся значению.

Рассмотренные способы обладают методической погрешностью, обусловленной изменением мощности на транзисторе микросхемы. В первом случае происходит изменение мощности на коллекторе транзистора, а во втором — на его базе. Очевидно, что влияние изменения мощности на коллекторе более существенно. Поэтому оценим методиче-

скую погрешность, вызванную изменением мощности коллектора транзистора микросхемы.

За начальный (заданный) уровень выходного напряжения $U_{\text{вых}}^0$ можно принять уровень, равный половине напряжения питания коллектора, так как при этом на коллекторе рассеивается максимальная мощность. Можно показать, что изменение мощности на коллекторе из-за изменения выходного напряжения описывается выражением

$$\delta P = \frac{P_0 - P_k}{P_0} = \left(\frac{2 \Delta U}{E_k} \right)^2, \quad (1)$$

где P_0 — максимальная мощность, рассеиваемая на коллекторе при $U_{\text{вых}}^0 = 0,5 E_k$; P_k — мощность, рассеиваемая на коллекторе в конце измерений при $U_{\text{вых}} = 0,5 E_k - \Delta U$; ΔU — максимальное изменение выходного напряжения; E_k — напряжение питания коллектора. Из (1) следует, что при изменении выходного напряжения на $\pm 10\%$ мощность, рассеиваемая на коллекторе, уменьшается на 1% . Для уменьшения погрешности измерений, обусловленной изменением мощности, начальный уровень выходного напряжения $U_{\text{вых}}^0$ целесообразно выбирать равным

$$U_{\text{вых}}^0 = 0,5 E_k + 0,5 \Delta U_{\text{ср}}, \quad (2)$$

где $\Delta U_{\text{ср}}$ — усредненная величина максимального изменения выходного напряжения. Таким образом, методическая погрешность измерения характеристики самопрогрева первым способом оказывается вполне приемлемой.

Учитывая целесообразность снижения требований по чувствительности прибора, более предпочтительным способом измерения характеристики самопрогрева микросхемы является первый, поскольку изменения выходного напряжения на порядок больше аналогичных изменений входного.

Во время вывода микросхемы в рабочую точку (РТ) происходит ее самопрогрев, так как при этом поданы все питающие напряжения. Для уменьшения самопрогрева устройство вывода в рабочую точку (УВРТ) должно быть достаточно быстродействующим. Приемлемой основой построения УВРТ может служить цифровая система автоматического регулирования, обеспечивающая высокое быстродействие и длительную фиксацию $U_{\text{вх}}$ на все время измерений.

Дискретность изменения входного напряжения микросхемы $\Delta U_{\text{вх min}}$ при выводе ее в РТ можно оценить, учитывая коэффициенты передачи исследуемых типов микросхем и погрешность установки начального выходного напряжения:

$$\Delta U_{\text{вх min}} \leq \frac{\Delta U_{\text{вых}}^0}{K_{\text{max}}}, \quad (3)$$

где $\Delta U_{\text{вых}}^0$ — допустимая погрешность установки начального выходного напряжения; K_{max} — максимальное значение коэффициента передачи микросхемы. Допуская $\Delta U_{\text{вых}}^0 = 2 \div 3 \text{ мВ}$, что составляет $0,2\%$ от $U_{\text{вых}}^0$, и принимая $K_{\text{max}} \approx 30$, получаем, что дискретность входного напряжения должна быть порядка 100 мкВ .

Необходимое быстродействие измерителя выходного напряжения можно определить по заданной погрешности δ_n , исходя из максимальной крутизны характеристики самопрогрева и максимального изменения выходного напряжения [1]:

$$t_n = 2\delta_n \frac{\Delta U}{U'_{\text{вых max}}}, \quad (4)$$

где t_n — время измерения; δ_n — динамическая погрешность измерения выходного напряжения; $U'_{\text{вых max}}$ — максимальное значение первой производной (крутизны) характеристики; ΔU — то же, что и в (1). При абсолютной динамической погрешности δ_n не более 1 мв и крутизне $U'_{\text{вых max}} \leq 0,2$ в/сек время одного измерения не должно превышать 10 мсек.

Для кусочно-линейной аппроксимации характеристики минимальное время между импульсами запуска измерителя $t_{\text{из}}$ может быть определено с учетом допустимой погрешности аппроксимации $\Delta_{\text{апп}}$ и значения второй производной $U''_{\text{вых max}}$ [2]:

$$t_{\text{из}} = \sqrt{\frac{8 \Delta_{\text{апп}}}{U''_{\text{вых max}}}}. \quad (5)$$

Для большинства гибридных микросхем типа ДТЛ $U''_{\text{вых max}} \leq 100$ мв²/с. Если $\Delta_{\text{апп}} = 2$ мв, минимальный интервал времени между измерениями не должен превышать 0,4 сек.

В соответствии с изложенными выше соображениями в Институте автоматики и электрометрии СО АН СССР был разработан и изготовлен измеритель характеристик самопрогрева микросхем. Структурная схема измерителя приведена на рис. 1. Входное напряжение $U_{\text{вх}}$ подается на испытываемую микросхему (МС) с устройства вывода в рабочую точку (УВРТ). Это напряжение увеличивается до тех пор, пока выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ микросхемы не уменьшится до заданной величины. Начиная с этого момента, входное напряжение фиксируется на достигнутом уровне, а выходное напряжение, изменяющееся во времени из-за прогрева микросхемы проходящим током, поступает через делитель выходного напряжения

(ДВН) на измеритель выходного напряжения (ИВН). Коэффициент деления ДВН, устанавливаемый вручную, является масштабным коэффициентом для получения характеристик самопрогрева, в которых исключен разброс коэффициентов передачи микросхем. ИВН запускается сигналом, поступающим от УВРТ в момент времени, когда выходное напряжение становится равным заданному значению.

ИВН осуществляет измерение отклонения выходного напряжения от заданной величины по мере прогрева микросхемы. Результаты измерений поступают на устройство индикации (УИ) для визуального наблюдения, а также выдаются по цепи «код ИВН» в двоично-десятичном коде для регистрации цифрпечатающим механизмом (ЦПМ). После каждого нечетного измерения вырабатывается синхронизирующий импульс СИ₁, а после каждого четного — СИ₂. Эти импульсы используются для управления ЦПМ. Разделение синхронизирующих импульсов на СИ₁ и СИ₂ позволяет регистрировать одновременно результаты двух из-

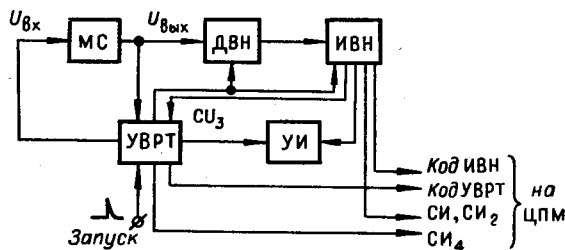


Рис. 1.

мерений при каждом срабатывании ЦПМ. После выполнения измерений ИВН вырабатывает СИ₃, поступающий на УВРТ. С приходом СИ₃ зафиксированное входное напряжение поступает на УИ для визуального наблюдения и по цепи «код УВРТ» в двоично-десятичном коде на ЦПМ для регистрации. Кроме того, СИ₃ подвергается дополнительному формированию в УВРТ и в виде СИ₄ выдается для управления ЦПМ. После этого УВРТ возвращается в исходное состояние, и измеритель готов для измерения следующей микросхемы.

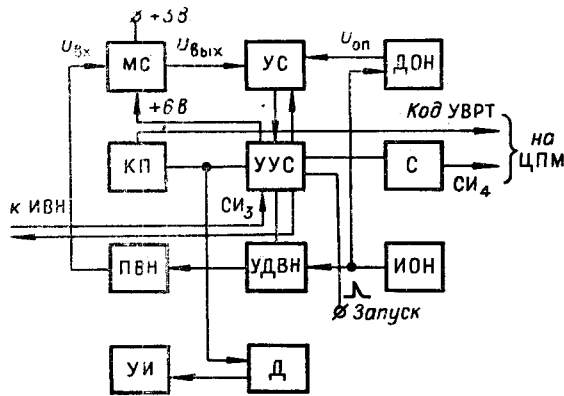


Рис. 2.

звляющее задавать начальное выходное напряжение в диапазоне 1,00—1,59 в с дискретностью 10 мв. Вывод в РТ осуществляется путем увеличения входного напряжения микросхемы. Специфическим требованием, предъявляемым к УВРТ измерителя, является условие незначительного нагрева микросхемы за время вывода ее в рабочую точку.

На испытываемую микросхему МС до поступления сигнала «Запуск» поданы лишь напряжение питания коллекторной цепи +3 в и начальная величина входного напряжения $U_{вх}^0$, равная +1,0000 в, от источника опорного напряжения (ИОН) через управляемый делитель входного напряжения (УДВН) и повторитель входного напряжения (ПВН). На логическую часть микросхемы напряжение питания +6 в не подано, поэтому выходной транзистор микросхемы находится в режиме отсечки, а входные диоды смещены в обратном направлении. В таком режиме микросхема обесточена, если не учитывать токи утечки.

С приходом запускающего импульса устройство управления и синхронизации (УУС) включает первый разряд УДВН, в результате чего входное напряжение МС возрастает. Затем УУС подает импульс напряжения с амплитудой +6 в и длительностью 10 мксек в цепь питания логической части микросхемы. Выходное напряжение $U_{вых}$ микросхемы поступает на устройство сравнения (УС), на второй вход которого подается опорное напряжение $U_{оп}$ от ИОН через делитель опорного напряжения (ДОН). Опорное напряжение $U_{оп}$ равно задаваемой величине начального значения выходного напряжения. После затухания переходных процессов в УС производится его опрос специальным импульсом просвечивания Пр, поступающим от УУС. В зависимости от соотношения $U_{вых}$ и $U_{оп}$ на выходе УС появляется логический сигнал x , причем $x=1$ при $U_{вых} > U_{оп}$ и $x=0$ при $U_{вых} = U_{оп}$.

Сигнал x поступает в УУС, которое осуществляет продолжение процесса поразрядного уравнивания $U_{вых}$ с $U_{оп}$ путем увеличения входного напряжения за счет изменения коэффициента деления УДВН. Каждый такт уравнивания сопровождается подачей импульса на-

Из описания структурной схемы очевидно, что основными блоками измерителя являются устройство вывода в рабочую точку и измеритель выходного напряжения. Рассмотрим подробнее работу этих блоков.

УВРТ (рис. 2) создает такой режим микросхемы, при котором начальное значение выходного напряжения равно заданной величине $U_{оп}$. В описываемом измерителе применено УВРТ, позволяющее задавать начальное выходное напряжение в диапазоне

пряжения амплитудой $+6$ в в цепь питания логической части микросхемы. Процесс вывода микросхемы в РТ прекращается, когда напряжение $U_{\text{вых}}$ становится равным $U_{\text{оп}}$.

По окончании всех 15 тактов поразрядного уравнивания регистр памяти УУС самоблокируется, и напряжение на входе микросхемы фиксируется. Также фиксируется и напряжение питания логической части микросхемы на уровне $+6$ в. Одновременно УУС вырабатывает импульс, запускающий измеритель выходного напряжения ИВН.

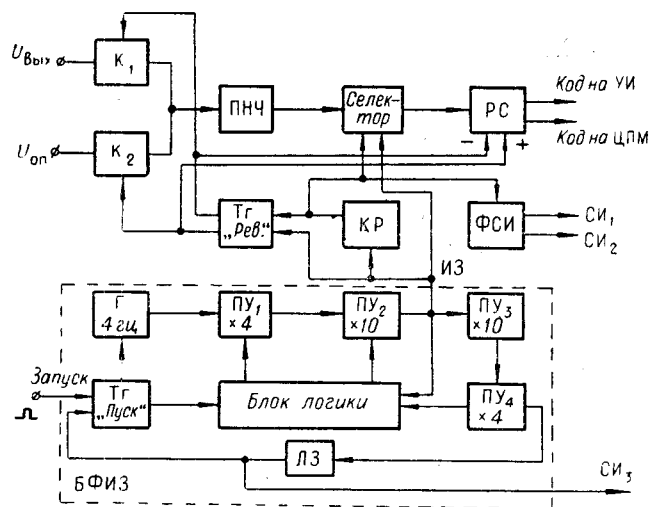


Рис. 3.

Применение импульсного питания логической части микросхемы во время вывода ее в РТ почти исключает нерегистрируемый самопрогрев микросхемы и существенно снижает требования по быстродействию УВРТ, так как энергетическая скважность токов питания микросхемы при этом составляет 100.

Структурная схема измерителя выходного напряжения представлена на рис. 3. С приходом импульса «Запуск» с УВРТ в момент окончания вывода микросхемы в РТ блок формирования импульсов запуска (БФИЗ) начинает генерировать импульсы запуска (ИЗ). С приходом первого ИЗ опрокидывается триггер реверса с отдельными входами (ТГ «Рев.»), выходные потенциалы которого управляют электронными ключами K_1 и K_2 . Высокий потенциал триггера «Рев.» открывает ключ K_1 , поэтому выходное напряжение микросхемы $U_{\text{вых}}$ подключается к преобразователю напряжение — частота (ПНЧ). Задним фронтом ИЗ запускается селектор, который задает интервал времени, в течение которого импульсы с ПНЧ поступают в реверсивный счетчик (РС). Шина вычитания РС включается одновременно с ключом K_1 . Поэтому в РС фиксируется код числа, пропорциональный напряжению $U_{\text{вых}}$ микросхемы, т. е. $N_1 = -N(U_{\text{вых}})$.

ИЗ включает также и кипп-реле (КР), осуществляющее задержку импульса на время, превышающее длительность интервала селектора. Выходной импульс с КР поступает на второй вход триггера «Рев.» и опрокидывает его. В результате опрокидывается ключ K_2 и к ПНЧ подключается опорное напряжение $U_{\text{оп}}$, а на РС поступает управляющий потенциал по шине сложения. Селектор по импульсу с КР срабаты-

вает вторично и в РС записывается код числа, пропорциональный $U_{оп}$, т. е. $N_2 = +N(U_{оп})$.

Поскольку напряжение $U_{оп}$ равно начальному напряжению $U_{вых}^0$, то код числа в РС после измерений $U_{вых}$ и $U_{оп}$ пропорционален $N = N_1 + N_2 = N(U_{оп}) - N(U_{вых}) = N(\Delta U_{вых})$, т. е. отклонению напряжения $U_{вых}$ от начального значения. Это позволяет практически исключить погрешность измерения, обусловленную дрейфом ПНЧ, так как измерения $U_{вых}$ и $U_{оп}$ осуществляются почти одновременно.

Код числа, пропорциональный $\Delta U_{вых}$, поступает на устройство индикации УИ и на ЦПМ. Для регистрации ЦПМ одновременно результатов двух измерений в одной строке предусмотрен формирователь синхроимпульсов (ФСИ), который запускается импульсом с КР.

Так как характеристика самопрогрева имеет монотонный характер с постепенным уменьшением крутизны, то оказывается возможным сократить количество регистрируемых точек без увеличения погрешности аппроксимации. Это достигается изменением интервалов времени между соседними измерениями в соответствии с изменением крутизны.

Для определения необходимых интервалов можно использовать выражение (5). Эксперименты показали, что вторая производная характеристики самопрогрева имеет следующие значения: спустя 2 сек после начала измерений $U''_{вых} \leq 10 \text{ мв/сек}^2$, а через 10 сек $U''_{вых} \leq 0,1 \text{ мв/сек}^2$. Следовательно, на этих участках характеристики интервалы времени между измерениями не должны превышать $t_{из2} = 1,26 \text{ сек}$ и $t_{из3} = 12,6 \text{ сек}$ соответственно.

Программное изменение интервалов времени между измерениями осуществляется блоком формирования импульсов запуска БФИЗ. Совокупность устройств, образующих БФИЗ, на рис. 3 обведена пунктиром. В исходном состоянии триггер «Пуск» подает запрещающий потенциал на генератор образцовой частоты Г (4 гц) и устанавливает через блок логики триггеры пересчетных устройств ПУ₁ и ПУ₂ в единичные состояния, а пересчетных устройств ПУ₃ и ПУ₄ — в нулевые состояния (ПУ₁ и ПУ₄ пересчитывают импульсы на 4, а ПУ₂ и ПУ₃ — на 10).

С приходом импульса «Запуск» триггер «Пуск» опрокидывается и включает генератор Г (4 гц). Первый импульс этого генератора переполняет ПУ₁ и ПУ₂ и появляется на выходе ПУ₂ в виде ИЗ. ИЗ запускает измерительную часть устройства, заносится в ПУ₃ и через блок логики устанавливает триггеры ПУ₁ и ПУ₂ опять в единичные состояния. Поэтому последующие импульсы генератора опять проходят ПУ₁ и ПУ₂ и запускают измерительную часть с интервалом $T_1 = 0,25 \text{ сек}$.

Десятый ИЗ переполняет ПУ₃ и в ПУ₄ записывается первый импульс. В результате этого блок логики перестраивается таким образом, что импульсы установки триггеров в единичные состояния подаются только на ПУ₂, т. е. ИЗ в этом режиме поступают теперь через $T_2 = 1 \text{ сек}$.

После вторичного переполнения ПУ₃ в ПУ₄ записывается второй импульс. Выходные импульсы этого состояния ПУ₄ через блок логики запрещают установку триггеров ПУ₁ и ПУ₂ в единичные состояния. Интервалы времени между импульсами запуска в третьем режиме равны $T_3 = 10 \text{ сек}$.

Работа измерителя заканчивается, когда с ПУ₃ приходит импульс переполнения на ПУ₄, свидетельствующий о том, что проведено тридцатое измерение. При этом с ПУ₄ формируется импульс, который через линию задержки (ЛЗ) подается на второй вход триггера «Пуск» и устанавливает его в исходное состояние. В результате прекращает работу Г (4 гц), триггеры ПУ₁ и ПУ₂ устанавливаются в единичные состояния, а триггеры ПУ₃ и ПУ₄ — в нулевые. Измеритель оказывается готовым к

следующему запуску. Импульс СИ₃ является импульсом окончания работы измерителя. При этом напряжение +6 в отключается от микросхемы.

Оценим погрешность измерителя характеристик самопрогрева микросхем. Полная погрешность δ равна сумме методической погрешности δ_m , инструментальной погрешности $\delta_{ин}$ и погрешности кусочно-линейной аппроксимации характеристики самопрогрева $\delta_{анп}$:

$$\delta = \delta_m + \delta_{ин} + \delta_{анп}. \quad (6)$$

Методическая погрешность состоит из суммы погрешностей, обусловленных изменением мощности δ_p и разогревом микросхемы за время вывода ее в рабочую точку δ_v :

$$\delta_m = \delta_p + \delta_v. \quad (7)$$

Принимая тепловое сопротивление микросхемы неизменным во время измерения характеристики, можно считать, что относительное уменьшение конечного значения напряжения $U_{вых}$ пропорционально относительному изменению мощности [см. (1)]. При выполнении условия (2) $\Delta U = 0,5 \Delta U_{ср} = 0,05 U_{вых}$, находим, что погрешность, обусловленная изменением мощности, не превышает 1,00%. Погрешностью, обусловленной разогревом микросхемы за время вывода ее в РТ, можно пренебречь, так как энергетическая скважность токов питания составляет 100. Таким образом, методическая погрешность δ_m не превышает 1,0%.

Инструментальная погрешность включает в себя погрешности, обусловленные нелинейностью ПНЧ $\delta_{пнч}$, температурным изменением крутизны его характеристики $\delta_{кр}$, а также динамическую погрешность измерения выходного напряжения $\delta_{и}$:

$$\delta_{ин} = \delta_{пнч} + \delta_{кр} + \delta_{и}. \quad (8)$$

Значения первых двух слагаемых в (8) получены экспериментально: $\delta_{пнч} = 0,1\%$, $\delta_{кр} = 0,1\%$. Время измерения не превышает 3 мсек; при этом, как отмечалось выше, абсолютная динамическая погрешность не более 1 мв, что составляет $\delta_{и} < 0,1\%$. Следовательно, инструментальная погрешность $\delta_{ин}$ оценивается в 0,3%.

Приведенная погрешность кусочно-линейной аппроксимации характеристики $\delta_{анп}$ определяется с учетом (5), ранее указанных экспериментальных значений второй производной изменения выходного напряжения, принятых интервалов между измерениями и не превышает 0,4%.

Таким образом, полная погрешность описанного измерителя характеристик самопрогрева микросхем составляет 1,7%. Учитывая, что эти характеристики используются для прогнозирования надежности микросхем, полученная погрешность их измерения является вполне достаточной.

Выводы

Для измерения характеристик самопрогрева, в качестве которых принято изменение выходного напряжения за счет прогрева микросхемы проходящим током, предпочтительным является метод постоянного входного напряжения. При этом снижаются требования к измерительному устройству.

Целесообразно использовать импульсное питание логической части микросхемы для уменьшения нерегистрируемого прогрева за время вывода ее в рабочую точку.

С целью сокращения избыточной информации длительность интервалов между измерениями следует выбирать обратно пропорциональной крутизне характеристики самопрогрева.

Разработанное измерительное устройство позволяет повысить достоверность исследований по прогнозированию надежности микросхем.

ЛИТЕРАТУРА

1. М. Клейн, Г. Морган, М. Аронсон. Цифровая техника для вычисления и управления. М., Изд-во иностр. лит., 1960.
2. В. Н. Хлистунов. О погрешности аппроксимации дискретных методов измерений.— Приборостроение, 1960, № 5.

*Поступила в редакцию
25 ноября 1969 г.*