

Адаптивные алгоритмы измерения параметров низкочастотного шума полупроводниковых приборов в условиях массового контроля

В. А. Сергеев^{1,2}, С. Е. Резчиков^{2,3}

¹Ульяновский филиал Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова Российской академии наук, Ульяновск, Российская Федерация

²Ульяновский государственный технический университет, Ульяновск, Российская Федерация, e-mail: sva@ulstu.ru

³АО «Ульяновский механический завод», Ульяновск, Российская Федерация, e-mail: flicker-noise@mail.ru

Рассмотрено решение задачи повышения достоверности и эффективности контроля качества полупроводниковых приборов. Представлен анализ условий измерения спектральной плотности мощности низкочастотного шума полупроводниковых приборов со спектром вида $G(f) \sim f^{-\gamma}$ (γ – показатель формы спектра) в условиях массового контроля качества. Погрешность измерения спектральной плотности мощности при заданных условиях измерения сильно зависит от значения показателя формы спектра. Предложены адаптивные алгоритмы измерения параметров низкочастотного шума для случаев заданной предельной погрешности измерения спектральной плотности мощности и заданного времени единичного измерения. Предложенные алгоритмы включают в себя предварительную оценку значения показателя формы спектра и последующее измерение спектральной плотности мощности шума при оптимальной полосе пропускания фильтра. Оптимальная полоса пропускания фильтра устанавливается по результатам предварительной оценки показателя формы спектра. Для обоих случаев получены оценки выигрыша в смысле среднего по совокупности (ансамблю) контролируемых изделий.

Рассмотрена возможность адаптивной или когнитивной подстройки параметров измерительной системы в процессе контроля по результатам оценки выборочных средних на обучающей выборке.

Ключевые слова: низкочастотный шум, спектральная плотность мощности, показатель формы спектра, измерение, погрешность, адаптивный алгоритм.

Введение. В качестве информативных параметров при неразрушающем контроле качества полупроводниковых приборов (ППП) широко используют такие параметры низкочастотного (НЧ) шума со спектром вида $G(f) \sim f^{-\gamma}$, как уровень шума или спектральная плотность мощности (СПМ) на заданной частоте [1–3] и показатель γ формы спектра в заданном диапазоне частот [3, 4]. Уровень НЧ-шума ППП от образца к образцу может различаться на несколько порядков, а значения показателя γ имеют разброс 0,5–3,0 и даже более: для органических светодиодов, например, $\gamma = 0,8 \dots 1,6$ [3], InGaN-светодиодов 0,6–2,3 [5], мощных биполярных транзисторов 0,7–2,5 [6]. Очевидно, что эффективность контроля качества зависит от точности определения параметров НЧ-шума при измерениях. Однако оценки погрешностей измерения параметров НЧ-шума в зависимости от γ и параметров измерительной системы применительно к задачам контроля качества ППП в известных авторам работах не приведены.

В [7–9] показано, что при измерении СПМ напряжения шума $U_{\text{ш}}(t)$ методом непосредственной оценки по схеме, приведённой на рис. 1, случайная и систематическая погрешности измерений имеют разнонаправленный характер в зависимости от ширины $\Delta f_{\text{эфф}}$ эффективной полосы пропускания полосового фильтра. При этом суммарная погрешность измерения СПМ на заданной частоте f при произвольной относительной эффективной полосе пропускания фильтра $\delta f_{\text{эфф}}$ и заданном времени измерения определяется выражением

$$\varepsilon_{\Sigma}^2 = (\delta f_{\text{эфф}})^4 \gamma^2 (\gamma + 1)^2 / 576 + (f T \delta f_{\text{эфф}})^{-1}, \quad (1)$$

где T – время измерения.

Из (1) следует, что существует значение $\Delta f_{\text{эфф}}^{\text{опт}}$ ширины полосы пропускания, оптимальное с точки зрения минимизации суммарной погрешности измерения СПМ, которое

для случая усреднения идеальным интегратором сигнала $Z(t)$ с выхода квадратичного детектора определяется выражением

$$\Delta f_{\text{эфф}}^{\text{опт}} = f \sqrt[5]{144 / [\gamma^2 (\gamma + 1)^2 T f]}. \quad (2)$$

После подстановки выражения (2) в (1) для минимальной суммарной относительной погрешности измерения СПМ $G(f)$ получим

$$\varepsilon_{\Sigma}^{\min} = \sqrt{5 / (4 T \Delta f_{\text{эфф}}^{\text{опт}})}.$$

Поскольку априори показатель γ формы спектра НЧ-шума контролируемого ППП неизвестен, то эффективную полосу пропускания фильтра обычно устанавливают из предположения, что $\gamma = 1$:

$$\Delta f_{\text{эфф}}^{\text{опт}1} = f \sqrt[5]{36 / (T f)}.$$

При отклонении реального значения γ от единицы реальная относительная погрешность ε_{Σ}^p будет отличаться от минимального значения:

$$\varepsilon_{\Sigma}^p = \sqrt{\frac{16 + \gamma^2 (\gamma + 1)^2}{16 \cdot (36)^{1/5} (T f)^{4/5}}}. \quad (3)$$

Поскольку γ имеет значительный разброс от образца к образцу, то погрешность измерения СПМ при заданных одинаковых условиях измерений для каждого образца контролируемых ППП будет различной. Это крайне нежелательно при использовании параметров НЧ-шума для контроля качества ППП и отбраковки дефектных и потенциально ненадёжных изделий, поскольку приводит к повышению вероятности ошибок первого и второго рода.

Особенности измерения параметров НЧ-шума в условиях массового контроля. При проведении единичных измерений в лабораторных условиях экспериментатор, как правило, располагает достаточным временем для усреднения шумовых сигналов и получения значений шумовых параметров с необходимой точностью.

При отбраковке изделий по параметрам НЧ-шума в условиях серийного производства задаётся значение отбраковочного уровня информативного параметра. При увеличении этого значения возрастает вероятность ошибок первого рода, т. е. попадания дефектного изделия в число годных, а при уменьшении – вероятность ошибок второго рода, т. е. попадания годного изделия в дефектные.

Для уменьшения погрешности измерения СПМ в условиях массового контроля можно применить двухшаговый алгоритм измерения. На первом шаге по измерениям СПМ на двух частотах при полосе пропускания фильтра, установленной для $\gamma = 1$, находим оценку реального значения γ . Для этого значения γ устанавливаем оптимальную полосу пропускания фильтра. На втором шаге измерение СПМ производится уже при оптимальной полосе фильтрации [9].

В [10] показано, что при оптимальной фильтрации на краях диапазона значений $\gamma = 0,5; 3,0$ суммарная погрешность измерения СПМ может быть уменьшена практически в два раза.

Для оценки γ СПМ необходимо измерять на двух частотах. Эти измерения можно проводить как последовательно, так и параллельно, но в любом случае время, необходимое для определения γ с заданной погрешностью, определяется временем измерения на нижней частоте; при жёстких требованиях к погрешности длительность дополнительного измерения может оказаться неприемлемо большой.

Во время предварительного измерения следует учесть, что оптимальное значение отношения $f_2/f_1 \approx 9$ [11], при этом значении погрешность δ_{γ} определения γ минимальна. Таким образом, предварительное измерение для оценки γ

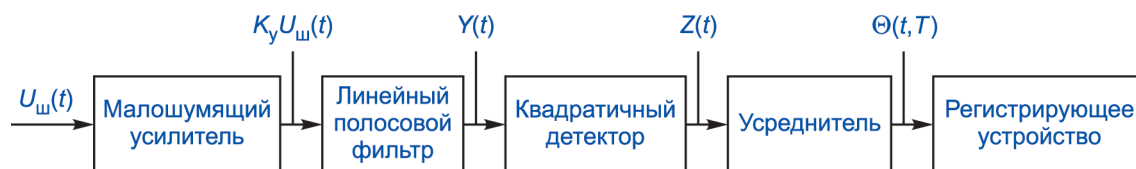


Рис. 1. Структурная схема измерителя СПМ шума методом непосредственной оценки: $U_{\text{ш}}(t)$ – напряжение шума; K_{γ} – коэффициент усиления малозумящего усилителя; $Y(t)$ – усиленный шумовой сигнал после прохождения полосового фильтра; $Z(t)$ – отфильтрованный шумовой сигнал $Y(t)$ после прохождения квадратичного детектора; $\Theta(t, T)$ – среднеквадратическое значение отфильтрованного шумового напряжения, усреднённое за время T и пропорциональное СПМ

Fig. 1. Block diagram of the PSD noise meter by direct estimation method: $U_{\text{ш}}(t)$ – is the noise voltage; K_{γ} – is the gain of a low-noise amplifier; $Y(t)$ – is the amplified noise signal after passing the bandpass filter; $Z(t)$ – is the filtered noise signal $Y(t)$ after passing the square detector; $\Theta(t, T)$ – is the RMS value of the filtered noise voltage averaged over time T and proportional to the power spectral density

рекомендуется проводить с одинаковой относительной полосой пропускания фильтра при $f_2/f_1=9$. Конкретные значения частот f_1, f_2 определяются типичным видом спектра НЧ-шума контролируемых ППП.

При рассмотрении целесообразности применения адаптивных алгоритмов необходимо оценить либо выигрыш во времени при заданной погрешности, либо выигрыш в погрешности при заданном полном времени измерения. Эти оценки имеют практический смысл только как средние значения по ансамблю и могут быть получены с учётом характера (вида) распределения ППП по γ . На основе статистики, накопленной в процессе контроля, нетрудно определять текущие выборочные средние (по ансамблю) контролируемых параметров НЧ-шума ППП и организовать настройку измерительной системы исходя из этих значений.

Адаптивный алгоритм измерения параметров НЧ-шума при заданной допустимой погрешности измерения СПМ. При производстве ответственных ППП обычно задаётся верхний порог вероятности ошибок первого рода, определяемый требованиями к качеству продукции. Для обеспечения этого порога необходима одинаковая для всех контролируемых ППП погрешность измерения информативного параметра.

Для этого случая сформулируем задачу оптимизации следующим образом: как минимизировать время измерения СПМ НЧ-шума, если задана предельно допустимая погрешность измерения. При заданной суммарной погрешности ε_Σ измерения СПМ на заданной частоте f необходимое время T измерения находится из (1):

$$T = \frac{1}{f} \left[\varepsilon_\Sigma^2 \delta f_{\text{эфф}} - \frac{\gamma^2(\gamma+1)^2}{576} \delta f_{\text{эфф}}^5 \right]^{-1}. \quad (4)$$

Заметим, что при

$$\varepsilon_\Sigma^2 < \frac{\gamma^2(\gamma+1)^2}{576} \delta f_{\text{эфф}}^4$$

выражение в квадратных скобках (4) становится отрицательным. Это означает, что при задании допустимой погрешности меньше определённого уровня измерение СПМ не может быть физически реализовано.

Из характера зависимости $T(\delta f_{\text{эфф}})$ следует, что при некоторой оптимальной полосе пропускания фильтра

$$\delta f_{\text{эфф}}^{\text{опт}} = \sqrt[4]{\frac{576 \varepsilon_\Sigma^2}{5 \gamma^2 (\gamma+1)^2}} = \sqrt{\frac{24 \varepsilon_\Sigma}{\sqrt{5} \gamma (\gamma+1)}}$$

время измерения СПМ с заданной погрешностью минимально:

$$T_{\min} = \frac{5}{4 f \varepsilon_\Sigma^2} \sqrt{\frac{5 \gamma^2 (\gamma+1)^2}{576 \varepsilon_\Sigma^2}}. \quad (5)$$

Минимальное время сильно зависит от γ , при изменении γ от 0,5 до 3,0 значение $T_{\min}$ возрастает в четыре раза.

При неадаптивном алгоритме СПМ измеряется при постоянных параметрах измерительной системы и полосе пропускания фильтра, оптимизированной для априори заданного значения $\gamma=1$:

$$\delta f_{\text{эфф}}^{\text{опт}}_{\gamma=1} = (12 \varepsilon_\Sigma / \sqrt{5})^{1/2}.$$

При такой относительной полосе пропускания фильтра время измерения СПМ на заданной частоте согласно (5) определяется выражением

$$T_{\gamma=1} = \frac{1}{f \varepsilon_\Sigma^2} \left[1 - \frac{\gamma^2(\gamma+1)^2}{20} \right]^{-1} \sqrt[4]{\frac{5}{144 \varepsilon_\Sigma^2}}. \quad (6)$$

Очевидно, что при $\gamma=1$ выражения (5), (6) дают одно и то же время измерения, но при любом $\gamma \neq 1$ $T_{\gamma=1} > T_{\min}$. Заметим, что оптимизация полосы пропускания фильтра сильно сужает диапазон допустимых значений γ , поскольку при $\gamma^2(\gamma+1)^2 > 20$, т. е. при $\gamma > 1,673$, выражение в квадратных скобках в (6) становится отрицательным, и измерение СПМ с заданной суммарной погрешностью ε_Σ физически невыполнимо.

Отношение m_T значений времени, определяемых выражениями (5), (6), показывает выигрыш во времени измерения СПМ при оптимальной настройке полосы пропускания фильтра для реального γ :

$$m_T = \frac{T_{\min}}{T_{\gamma=1}} = \frac{20 - \gamma^2(\gamma+1)^2}{16} \sqrt[4]{\frac{\gamma^2(\gamma+1)^2}{4}}.$$

Из графика зависимости $m_T(\gamma)$ (рис. 2) следует, что в допустимом диапазоне изменения γ оптимизация полосы пропускания фильтра даёт существенный выигрыш во времени измерения. В адаптивном алгоритме измерения СПМ часть этого «выигранного» времени необходимо потратить на получение оценки значения γ .

При известном законе распределения $F(\gamma)$ генеральной совокупности контролируемых изделий по значению γ можно оценить средний по совокупности изделий выигрыш во времени измерения:

$$\Delta \bar{m}_T = \int_{0,5}^{1,67} \left[20 - \gamma^2(\gamma+1)^2 \right] / 16 \sqrt[4]{\gamma^2(\gamma+1)^2} / 4 F(\gamma) d\gamma.$$

В приближении модельного треугольного закона распределения $F(\gamma)$ при $\gamma_{\min}=0,5$; $\gamma_{\max}=1,67$ и наиболее вероятном значении $\gamma=1$ $\Delta \bar{m}_T \approx 0,68$ и в пределе выигрыш во времени (в среднем по совокупности контролируемых изделий) составит примерно 32 %. Если на предварительное измерение потратить половину «выигранного» времени,

то оставшаяся экономия времени контроля составит существенное значение 16 %.

Адаптивный алгоритм измерения параметров НЧ-шума при заданном времени измерения. В условиях массового контроля ППП время на выполнение единичной операции контроля обычно ограничено и нормировано. Если полное время $T_{\text{и}}$ измерения задано, а время перестройки фильтра пренебрежимо мало, то задачу можно свести, как предложено в [12], к нахождению доли q полного времени, которое можно использовать на оценку значения γ так, чтобы погрешность измерения СПМ в оставшееся время $(1-q)T_{\text{и}}$ при оптимальной полосе пропускания фильтра, настроенной на реальное значение γ , не превышала погрешность измерения СПМ при полосе пропускания фильтра, настроенной в предположении $\gamma=1$.

Предположим, что за время $qT_{\text{и}}$ получена оценка значения $\gamma_{\text{и}}$. После подстановки выражения (2) в (1) для оптимальной полосы пропускания фильтра для $\gamma_{\text{и}}$ на частоте f_1 получим выражение суммарной погрешности измерения СПМ за оставшееся время $(1-q)T_{\text{и}}$:

$$\varepsilon_{\Sigma\gamma_{\text{и}}}^{\text{min}} = \sqrt{\frac{5}{4[(1-q)T_{\text{и}}f_1]^{4/5}} \left(\frac{\gamma_{\text{и}}^2(\gamma_{\text{и}}+1)^2}{36 \cdot 4} \right)^{1/5}}.$$

Погрешность $\varepsilon_{\Sigma}^{\text{p}}$ измерения СПМ на частоте f_1 за полное время $T_{\text{и}}$ при полосе пропускания фильтра, настроенного

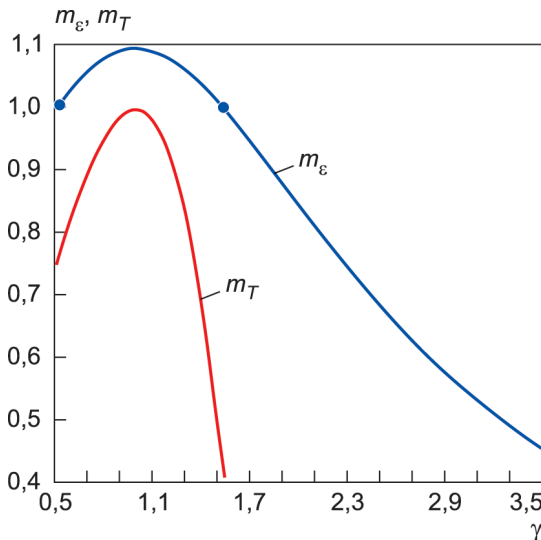


Рис. 2. Зависимость отношений длительностей m_T и погрешностей m_{ε} измерений СПМ по адаптивному и неадаптивному алгоритмам от параметра γ

Fig. 2. The dependence of the ratio of durations m_T and errors m_{ε} of PSD measurements by adaptive and nonadaptive algorithms on the value of the parameter γ

в предположении $\gamma=1$, определяется выражением (3), и отношение погрешностей измерения СПМ при адаптивном и неадаптивном алгоритмах имеет следующий вид:

$$m_{\varepsilon} = \frac{\varepsilon_{\Sigma\gamma_{\text{и}}}^{\text{min}}}{\varepsilon_{\Sigma}^{\text{p}}} = \sqrt{\frac{20}{(1-q)^{4/5}[16+\gamma^2(\gamma+1)^2]}} \beta = \sqrt{\frac{5\beta^{1/5}}{(1-q)^{4/5}(4+\beta)}},$$

где $\beta = (\gamma^2(\gamma+1)^2/4)^{1/5}$.

Заметим, что отношение m_{ε} погрешностей не зависит от полного времени измерения СПМ, а определяется только параметром γ и долей q времени, затраченного на предварительную оценку γ . В качестве примера на рис. 2 приведён график зависимости отношения m_{ε} от параметра γ при $q=0,2$. Из графика следует, что при $\gamma=0,53\dots1,54$ (на графике значения отмечены точками) адаптивный алгоритм проигрывает в точности измерения СПМ по сравнению с неадаптивным (причём наибольший проигрыш 9 % достигается при $\gamma=1$), а при $\gamma>1,54$ – даёт существенный выигрыш в точности. При уменьшении q диапазон значений параметра γ , при которых возникает проигрыш, сужается, а размер проигрыша уменьшается.

При известном законе распределения $F(\gamma)$ генеральной совокупности контролируемых изделий по значению γ можно оценить средний по совокупности ППП выигрыш в точности измерения:

$$\Delta\bar{m}_{\varepsilon} = \frac{1}{(1-q)^{4/5}} \int_{0,5}^3 \frac{20}{[16+\gamma^2(\gamma+1)^2]} \left(\frac{\gamma^2(\gamma+1)^2}{4} \right)^{1/5} F(\gamma) d\gamma.$$

В приближении модельного треугольного закона распределения $F(\gamma)$ с наиболее вероятным значением $\gamma=1$ $\Delta\bar{m}_{\varepsilon}=0,803/(1-q)^{4/5}$ и в пределе при $q \rightarrow 0$ уменьшение погрешности составит примерно 20 %. С уменьшением доли времени, отведённого на оценку γ погрешность оценки, очевидно, будет увеличиваться, поэтому исходя из задач контроля и ожидаемого разброса параметров НЧ-шума контролируемых изделий необходимо определить приемлемую погрешность оценки γ на предварительном цикле измерений.

По результатам полученных зависимостей авторы предлагают следующий порядок выполнения измерений. Учитывая оптимальное распределение времени при оценке γ между измерениями СПМ на нижней и верхней частотах, измерение параметров НЧ-шума целесообразно начинать с измерения СПМ G_2 на верхней частоте $f_2 \approx 9f_1$ с оптимальной полосой фильтра, настроенной из предположения $\gamma=1$ и времени измерения $(0,3\dots0,4)qT_{\text{и}}$. По окончании этого времени зафиксировать результат измерения G_2 и сохранить его в памяти вычислителя (микроконтроллера). Далее перейти к измерению СПМ G_1 на частоте f_1 , для этого переключить фильтр на частоту f_1 с полосой пропускания, настроенной также из предположения $\gamma=1$ и времени измерения соответственно $(0,7\dots0,6)qT_{\text{и}}$. Результат измерения G_1 сохранить в памяти вычислителя и по полученным значениям G_1 , G_2 рассчитать γ .

По результатам оценки γ необходимо принять решение о перестройке фильтра. Если значение γ лежит в «проигрышном» диапазоне, то фильтр не перестраивается и измерение G_1 продолжается в прежнем режиме в течение времени $(1-q)T_{\text{и}}$; измеренное значение G_1 фиксируется и принимается за конечный результат измерения. Значение параметра γ корректируется с учётом этого значения СПМ.

Если γ лежит за пределами «проигрышного» диапазона, то полоса пропускания фильтра перестраивается и измерение СПМ на частоте f_1 продолжается в течение времени $(1-q)T_{\text{и}}$ в режиме оптимальной фильтрации. По результатам измерения G_1 также уточняется γ .

Для сокращения времени измерения СПМ на верхней частоте путём введения параллельного канала измерения, настроенного на частоту f_1 , можно организовать измерение СПМ параллельно на двух частотах, и в момент времени $qT_{\text{и}}$ по результатам параллельных измерений вычислитель рассчитывает γ . Упрощённая блок-схема алгоритма с параллельным измерением показана на рис. 3. Значение G_1 , измеренное за время $qT_{\text{и}}$ с полосой пропускания фильтра, настроенной для $\gamma=1$, можно использовать для уточнения значения G_1 , полученного за оставшееся время измерения $(1-q)T_{\text{и}}$.

Для компенсации проигрыша в погрешности измерения СПМ для конкретного образца контролируемого ППП, в случае если значение находится в проигрышном диапазоне, можно увеличить время измерения.

Заключение. Рассмотрены условия измерения СПМ НЧ-шума ППП методом непосредственной оценки и показано, что существует оптимальная полоса пропускания фильтра, при которой суммарная погрешность измерения СПМ минимальна, являющаяся функцией показателя γ формы спектра, значение которого априори неизвестно.

Рассмотрены варианты адаптивного алгоритма измерения СПМ включающего цикл предварительной оценки значения γ , установление по полученной оценке оптимальной полосы пропускания фильтра и дальнейшее измерение СПМ на заданной частоте с этой полосой пропускания фильтра с последующим уточнением значения γ . При заданной предельной погрешности измерения СПМ предложенный адаптивный алгоритм позволяет получить заметный выигрыш в суммарном времени измерения параметров НЧ-шума на совокупности контролируемых ППП. Этот выигрыш зависит от распределения ППП по значению γ и для модельного треугольного закона распределения ППП по значению γ в диапазоне 0,50–1,67 с наиболее вероятным значением $\gamma=1$ превышает 30 %.

При заданном времени единичного измерения СПМ применение адаптивного алгоритма позволяет получить (в среднем по совокупности ППП) снижение погрешности измерения СПМ, которое для модельного треугольного закона распределения ППП по значению γ в диапазоне 0,5–3,0 с наиболее вероятным значением $\gamma=1$ составляет примерно 20 %.

Для дополнительного повышения точности измерения параметров НЧ-шума целесообразно рассмотреть возможность многократной (или непрерывной) адаптивной или когнитивной подстройки параметров измерительной системы (в частности

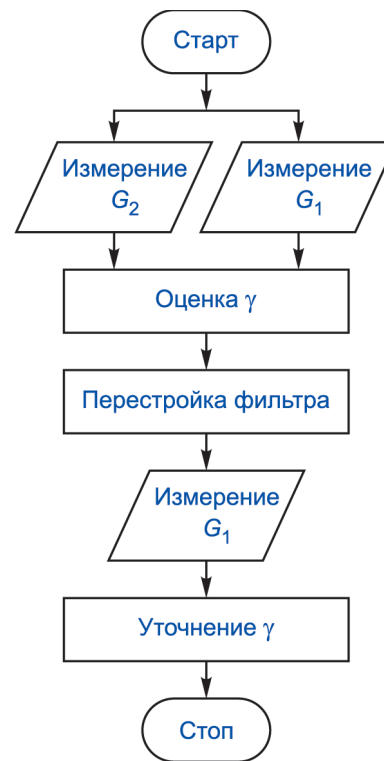


Рис. 3. Блок-схема адаптивного алгоритма измерения параметров НЧ-шума при заданном времени измерения

Fig. 3. Block diagram of an adaptive algorithm for measuring the parameters of low-frequency noise at a given measurement time

корректировки полосы пропускания фильтра) по результатам оценки выборочных средних на обучающей выборке [13].

Работа выполнена в рамках государственного задания и частично при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований и Правительства Ульяновской области (проект РФФИ № 18-47-732015p_мк).

Список литературы

1. Букингейм М. Шумы в электронных приборах и системах: Пер. с англ. М.: Мир, 1986. 256 с.
2. Жигальский Г. П. Неразрушающий контроль качества интегральных микросхем по электрическим шумам и параметрам нелинейности // Радиотехника и электроника. 2005. № 5. С. 517–551.
3. Rocha P. R. F., Vandamme L. K. J., Meskers S. C. J., Gomes H. L., D. M. De Leeuw, and P. van de Weijer, *Low-frequency noise as a diagnostic tool for OLED reliability*, 22nd International Conference on Noise and Fluctuations (ICNF), Montpellier, 2013, pp. 1–4. <https://doi.org/10.1109/ICNF.2013.6578947>
4. Горлов М. И., Смирнов Д. Ю., Ануфриев Д. Л. Классификация надежности интегральных схем с использованием показателя формы спектра γ // Известия вузов. Электроника. 2006. № 5. С. 78–82.
5. Горлов М. И., Сергеев В. А. Современные диагностические методы контроля качества и надёжности полупроводниковых изделий. Ульяновск: УлГТУ, 2020. 470 с.
6. Горлов М. И., Смирнов Д. Ю., Ануфриев Д. Л. Измерение шумовых параметров полупроводниковых изделий // Измерительная техника. 2006. № 12. С. 46–49.

7. Мирский Г. Я. Погрешности измерения корреляционных функций случайных процессов с различными распределениями вероятностей // Измерительная техника. 1979. № 8. С. 17–20.

8. Мирский Г. Я. Электронные измерения: 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1986. 440 с.

9. Сергеев В. А., Дулов О. А. Методические погрешности измерения параметров НЧ-шума со спектром вида $1/f^\gamma$ // Измерительная техника. 2008. № 10. С. 51–53.

10. Сергеев В. А., Резчиков С. Е. Методическая погрешность измерения показателя степени частотной зависимости спектра низкочастотного шума // Измерительная техника. 2015. № 10. С. 55–59.

11. Сергеев В. А., Резчиков С. Е. Оптимизация процедур измерения параметров низкочастотного шума со спектром вида $1/f^\gamma$ // Автоматизация процессов измерения. 2016. № 4. С. 101–107.

12. Сергеев В. А., Резчиков С. Е. Адаптивные алгоритмы измерения параметров низкочастотного шума полупроводниковых приборов // Журнал радиоэлектроники (электронный журнал). 2019. № 11. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2019.11.3>

13. Кожевников В. В., Леонтьев М. Ю., Приходько В. В. и др. Прогнозирование решений на основе математической модели когнитивных цифровых автоматов // Учёные записки УлГУ. Серия: Математика и информационные технологии. 2019. № 1. С. 52–64.

References

1. Buckingham M. J. *Noise in electronic devices and system*. N.Y.: Ellis Horwood Limited, John Wiley Sons, 1983.

2. Zhigal'skii G. P., *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2005, vol. 50, no. 5, p. 477–503.

3. Rocha P. R. F., Vandamme L. K. J., Meskers S. C. J., Gomes H. L., D. M. De Leeuw, and P. van de Weijer, *Low-frequency noise as a diagnostic tool for OLED reliability*, 22nd International Conference on Noise and Fluctuations (ICNF), Montpellier, 2013, pp. 1–4. <https://doi.org/10.1109/ICNF.2013.6578947>

4. Gorlov M. I., Smirnov D. Y., Anufriyev D. L., *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Elektronika*, 2006, no. 5, pp. 78–82 (in Russian).

5. Gorlov M. I., Sergeev V. A., *Modern diagnostic methods of control of quality and reliability of semiconductor products*. Ulyanovsk, UISTU, 2020, 470 p. (in Russian).

6. Gorlov M. I., Smirnov D. Yu., Anufriyev D. L., *Measurement Techniques*, 2006, vol. 49, no. 12, pp. 1241–1245. <https://doi.org/10.1007/s11018-006-0267-5>

7. Mirskii G. Y., *Measurement Techniques*, 1979, vol. 22, no. 8, pp. 913–917. <https://doi.org/10.1007/BF012049657>

8. Mirsky G. J., *Elektronnyye izmereniya*, Moscow, Radio i Svyaz Publ., 1986. 440 p. (in Russian).

9. Sergeev V. A., Dulov O. A., *Measurement Techniques*, 2008, vol. 51, no. 10, pp. 1122–1127. <https://doi.org/10.1007/s11018-009-9172-z>

10. Sergeev V. A., Rezchikov S. E., *Measurement Techniques*, 2016, vol. 58, no. 10, pp. 1160–1166. <https://doi.org/10.1007/s11018-015-0859-z>

11. Sergeev V. A., Rezchikov S. E., *Automation of Control Processes*, 2016, no. 4, pp. 101–107 (in Russian).

12. Sergeev V. A., Rezchikov S. E., *Journal of Radio Electronics*, 2019, no. 11. <https://doi.org/10.10.30898/1684-1719.2019.11.3>

13. Kozhevnikov V. V., Leontiev M. Yu., Prihodko V. V. et al., *Scientists of the notes of UISU. Series: Mathematics and Information Technologies*, 2019, no. 1, pp. 52–64 (in Russian).

Дата поступления: 03.06.2020.

Дата принятия: 16.06.2020.

Adaptive algorithms for measuring low-frequency noise parameters of semiconductor devices under mass control

Viacheslav A. Sergeev^{1,2}, Sergey E. Reschikoff^{2,3}

¹Ulyanovsk branch of Kotelnikov Institute of Radio-Engineering and Electronics of Russian Academy of Science, Ulyanovsk, Russian Federation

²Ulyanovsk State Technical University, Ulyanovsk, Russian Federation, e-mail: sva@ulstu.ru

³JSC "Ulyanovsk Mechanical Plant", Ulyanovsk, Russian Federation, e-mail: flicker-noise@mail.ru

The solution of the problem of increasing the confidence and efficiency of quality control of semiconductor devices is considered. The analysis of conditions for measuring the power spectral density of low – frequency noise of semiconductor devices with a spectrum of the form $G(f) \sim f^{-\gamma}$ (γ – the spectrum shape indicator) under mass quality control is presented. The error in measuring the power spectral density under the specified measurement conditions strongly depends on the value of the spectrum shape indicator. Adaptive algorithms for measuring low-frequency noise parameters are proposed for cases of a given limit error in measuring the power spectral density and a given time for a single measurement. The proposed algorithms include a preliminary estimation of the value of the spectrum shape indicator and subsequent measurement of the noise power spectral density at the optimal filter bandwidth. The optimal filter bandwidth is determined based on the results of a preliminary assessment of the spectrum shape indicator. For both cases, we obtained estimates of the gain in the sense of the average for the set (ensemble) of controlled products.

The possibility of adaptive or cognitive adjustment of the measurement system parameters in the control process based on the results of evaluating sample averages in the training sample is discussed.

Key words: low frequency noise, power spectral density, spectrum shape index, measurement, error, optimal conditions, adaptive algorithm.