

УДК 621.382.8.017.7

АДАПТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ НИЗКОЧАСТОТНОГО ШУМА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

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

¹ Ульяновский филиал Института радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова
Российской академии наук, 432071, Ульяновск, ул. Гончарова д.48/2

² Ульяновский государственный технический университет,
432027, Ульяновск, ул. Северный венец, 32

³ АО «Ульяновский механический завод», 432008, г. Ульяновск, Московское шоссе, 94

Статья поступила в редакцию 21 октября 2019 г.

Аннотация. Рассмотрены условия измерения спектральной плотности мощности (СПМ) низкочастотного (НЧ) шума со спектром вида $G(f)=A/f^\gamma$ полупроводниковых приборов (ППП) методом непосредственной оценки и показано, что оптимальная полоса интегрирующего фильтра, при которой суммарная погрешность измерения СПМ минимальна, является функцией показателя γ формы спектра, значение которого априори неизвестно. В случае, когда в заданном диапазоне частот тепловой и дробовой составляющих шума ППП можно пренебречь по сравнению с уровнем НЧ-шума, а показатель γ – считать неизменным, для нахождения значения γ достаточно измерить СПМ на двух частотах. Анализируются возможности снижения погрешности измерения СПМ на заданной частоте и определения γ в заданном диапазоне частот путем применения адаптивных алгоритмов при заданном времени измерения. Приведены оценки выигрыша в точности измерения указанных параметров с использованием алгоритма, включающего этап предварительной оценки значения γ , установление по полученной оценке значения γ оптимальной полосы фильтра, измерение СПМ на заданной частоте и последующее уточнение значения γ .

Обсуждается организация измерения шумовых параметров ППП в условиях массового производства с целью снижения погрешности измерения с адаптивной или когнитивной подстройкой параметров измерительной системы по результатам оценки выборочных средних на обучающей выборке.

Ключевые слова: низкочастотный шум, спектральная плотность мощности,

показатель формы спектра, измерение, погрешность, оптимальные условия, адаптивный алгоритм

Abstract. Conditions of measurement of power spectral density (PSD) of low-frequency (LF) noise with spectrum of the form $G(f) = A/f^\gamma$ of semiconductor devices (SD) by direct estimation method are investigated. It is shown that optimal band of integrating filter, at which total error of PSD measurement is minimal, is a function of index γ of spectrum shape, which value is a priori unknown. In the case, when it is possible to neglect thermal and shot components of noise of SD in comparison with LF noise level in a given frequency range, and γ can be considered constant, for finding the value of γ it is sufficient to measure PSD at two frequencies. Possibilities of reduction of error of PSD measurement at the specified frequency and determination of γ in the specified frequency range are analyzed by application of adaptive algorithms at the specified measurement time. Estimates of the gain in accuracy of measurement of these parameters are given using an algorithm, that includes the stage of preliminary estimation of the value of γ , the determination of the optimal filter band value from the obtained estimate, the measurement of PSD at a given frequency and the subsequent refinement of the value of γ .

Organization of measurement of noise parameters of SD in conditions of mass production is discussed in order to reduce measurement error with adaptive or cognitive adjustment of parameters of measuring system based on results of evaluation of sample averages on training sample.

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

Введение

Параметры низкочастотного (НЧ) шума со спектром вида $G(f) \sim 1/f^\gamma$ широко используются не только для оценки функциональных возможностей электронных приборов и устройств [1–3], но и в качестве информативных параметров для неразрушающего диагностического контроля качества полупроводниковых приборов (ППП) [4–7]. Очевидно, что адекватность оценок

и эффективность контроля качества, определяются точностью определения параметров НЧ-шума при измерениях. Во многих работах [6,7] в качестве информативного параметра предлагается использовать показатель γ формы спектра НЧ-шума. Значения этого параметра могут изменяться в широком диапазоне: от 0,5 до 3 [3] и более, однако оценок погрешностей измерения параметров НЧ шума в зависимости от значения γ применительно к задачам контроля качества ППП в известных авторам публикациях не приводится.

НЧ-шум – случайный сигнал, и погрешность определения его параметров зависит от метода и времени измерения так от характеристик измерительной аппаратуры. При измерении СПМ шумового напряжения $U_{ш}(t)$ методом непосредственной оценки по схеме, показанной на рис. 1, статистическая погрешность измерения $G(f)$ определяется погрешностью измерения дисперсии случайного процесса $Y(t)$ на выходе узкополосного фильтра [8].

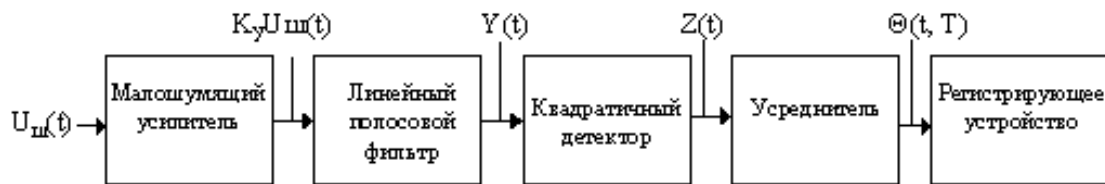


Рис. 1. Структурная схема измерителя СПМ шума методом непосредственной оценки.

В ряде работ [2,3] показано, что для практических приложений НЧ-шум можно считать гауссовым случайным сигналом с нулевым средним и относительные среднеквадратические случайные погрешности измерения $G(f)$ при усреднении идеальным интегратором и ФНЧ определяются по формулам [9]:

$$\delta_{И}^2 \approx \frac{d}{T \cdot \Delta f_{ЭФ}} \quad (3a)$$

$$\delta_{ФНЧ}^2 \approx \frac{d}{2\tau_{ФНЧ} \cdot \Delta f_{ЭФ}}, \quad (3б)$$

где $d=1$ для идеальных ФНЧ, $d= 1/2$ - для одиночного колебательного контура, T – продолжительность интегрирования, $\Delta f_{ЭФ}$ – эффективная шумовая полоса пропускания (ПП) узкополосного фильтра.

При замене времени интегрирования T на $2\tau_{ФНЧ}$ в формуле (3а) она становится идентичной (3б), поэтому дальнейший анализ проведем для случая усреднения сигнала с выхода квадратичного детектора идеальным интегратором.

Согласно (3) относительная дисперсия оценки СПМ уменьшается с расширением ПП фильтра, при этом растет систематическая погрешность или смещение оценки, определяемое выражением[9]:

$$s = \frac{(\Delta f_{\Delta\Phi})^2}{24} \cdot \frac{G''(f)}{G(f)}, \quad (4)$$

где $G''(f)$ – вторая производная по частоте СПМ $G(f)$.

Заметим, что формулы (3) и (4) получены в предположении прямоугольной формы АЧХ фильтра. Учет реальной формы АЧХ фильтра существенно усложняет анализ. При дальнейшем рассмотрении будем полагать, что форма АЧХ фильтра близка к прямоугольной, а погрешностью установки центральной частоты и ширины ПП фильтра можно пренебречь.

Квадрат полной относительной методической погрешности $\varepsilon_{И\Sigma}^2$ измерения $G(f)$ определим по аналогии с [10] геометрическим суммированием:

$$\varepsilon_{И\Sigma}^2 = s^2 + \delta_{И}^2. \quad (5)$$

Из вида функциональной зависимостей s^2 , $\delta_{И}^2$ от эффективной ширины ПП фильтра следует, что существует оптимальная ширина ПП $\Delta f_{\Delta\Phi}^{opt}$, при которой полная погрешность $\varepsilon_{И\Sigma}^2$ минимальна:

$$\Delta f_{\Delta\Phi}^{opt} = \sqrt[5]{\frac{144}{T} \left[\frac{G(f)}{G''(f)} \right]^2}; \quad (6)$$

Для шума со спектром вида $G(f) = A / f^\gamma$ из (6) следует

$$\Delta f_{\Delta\Phi}^{opt} = \sqrt[5]{\frac{144 \cdot f^4}{T \gamma^2 (\gamma + 1)^2}} = f \cdot \sqrt[5]{\frac{144}{\gamma^2 (\gamma + 1)^2 T \cdot f}}; \quad (7a)$$

или для относительной оптимальной ПП фильтра:

$$\frac{\Delta f_{\Delta\Phi}^{opt}}{f} = \sqrt[5]{\frac{144}{\gamma^2 (\gamma + 1)^2 T \cdot f}}. \quad (7б)$$

Увеличение значения показателя γ от 0,5 до 3 приводит к уменьшению оптимальной ширины ПП фильтра примерно в 3 раза.

Оптимальной ПП фильтра, очевидно, соответствует минимальное значение полной относительной погрешности измерения СПМ НЧ-шума:

$$\epsilon_{И\Sigma}^{\min} = \sqrt{\frac{1}{T \cdot \Delta f_{\text{ЭФ}}^{Ионм}} + \frac{\gamma^2(\gamma+1)^2 (\Delta f_{\text{ЭФ}}^{Ионм})^4}{576 f^4}}. \quad (8)$$

После постановки в (8) выражения для оптимальной ПП фильтра (7) и несложных преобразований формула для минимальной суммарной относительной погрешности измерения $G(f)$ существенно упрощается:

$$\epsilon_{И\Sigma}^{\min} = \sqrt{\frac{5}{4T \cdot \Delta f_{\text{ЭФ}}^{Ионм}}}. \quad (9)$$

Поскольку заранее до проведения измерения значение показателя γ в спектре шума контролируемого прибора неизвестно, то эффективную ПП фильтра логично установить из предположения, что $\gamma = 1$, и при отклонении значения γ конкретной реализации шума от 1 реальная относительная погрешность $\epsilon_{И\Sigma}^{real}$ будет отличаться от минимального значения. В [10] приведено отношение m_γ реальной (получаемой при измерении) относительной погрешности и минимальной (достигаемой при оптимальной ПП фильтра, соответствующей реальному значению γ) относительной погрешности:

$$m_\gamma = \sqrt[10]{\frac{4}{\gamma^2(\gamma+1)^2} \sqrt{\frac{4}{5} \left[1 + \frac{\gamma^2(\gamma+1)^2}{16} \right]}} \approx 0,25 \sqrt[10]{\frac{[\gamma^2(\gamma+1)^2 + 16]^5}{\gamma^2(\gamma+1)^2}}. \quad (10)$$

Расчетные зависимости коэффициента m_γ от значения параметра γ приведены на рис. 2.

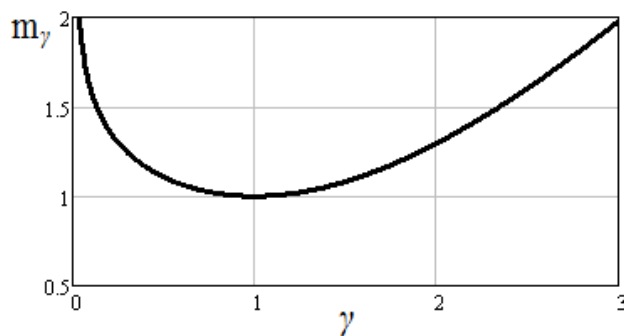


Рис. 2. Зависимость отношения m_γ реальной и минимальной погрешностей при измерении СПМ от значения параметра γ .

1. Погрешность измерения γ по значениям СПМ на двух частотах

Для определения показателя степени γ в частотной зависимости спектра НЧ-шума необходимо измерить, по крайней мере, два значения СПМ: $G_1(f_1)$ и $G_2(f_2)$ на двух различных частотах f_1 и f_2 ; значение γ определяется по формуле [9]:

$$\gamma = \ln[G_1(f_1)/G_2(f_2)]/\ln(f_2/f_1). \quad (11)$$

Заметим, что квадрат относительной погрешности измерения γ в общем случае будет определяться как погрешностями измерения СПМ, так и погрешностями задания средней частоты фильтра:

$$\delta_\gamma^2 = \varepsilon_{\Sigma G}^2 + \delta_{\Sigma f}^2. \quad (12)$$

Поскольку значение центральной частоты современных фильтров в интегральном исполнении может быть задано с погрешностью в доли процента [4] и величиной $\delta_{\Sigma f}^2$ в (14) можно пренебречь, то погрешность оценки параметра γ будет определяться только погрешностью измерения СПМ.

В данной статье мы не будем рассматривать влияние уровня теплового и дробового шумов ППП на результат измерения СПМ, полагая, что частота f_2 находится достаточно далеко (на расстоянии не менее декады) ниже точки перегиба на спектре шума ППП, в которой уровень НЧ-шума равен уровню теплового и дробового шумов. Анализ погрешности измерения значения γ и выбор процедур, минимизирующих эту погрешность, с учетом влияния уровня теплового и дробового шумов представляет отдельную задачу.

Для снижения погрешности необходимо разнести частоты измерения на несколько октав, однако при этом должно выполняться условие постоянства параметра γ . Поскольку, по определению $\ln(G_1/G_2) = \gamma \cdot \ln(f_2/f_1)$, то выражение (14) можно переписать в виде:

$$\delta_\gamma^2 = \frac{\varepsilon_{G1}^2 + \varepsilon_{G2}^2}{(\ln(G_1/G_2))^2} = \frac{\varepsilon_{G1}^2 + \varepsilon_{G2}^2}{\gamma^2 \cdot (\ln(f_2/f_1))^2}. \quad (13)$$

Поскольку γ априори неизвестна, то ПП фильтров настраиваются в

предположении $\gamma=1$. Значение относительной оптимальной ПП фильтра при $\gamma=1$ получим из (7)

$$\delta f_{\Delta\Phi}^{I_{onm1}} = \frac{\Delta f_{\Delta\Phi}^{I_{onm1}}}{f} = \sqrt[5]{\frac{36}{T \cdot f}}. \quad (14)$$

Выражение для полной погрешности измерения СПМ на заданной частоте f за время T при произвольном значении γ и относительной ПП фильтра, определяемой выражением (14), примет вид

$$\varepsilon_{G\gamma=1} = \sqrt{\frac{1}{(T \cdot f) \delta f_{\Delta\Phi}^{I_{onm1}}} + \frac{\gamma^2(\gamma+1)^2 (\delta f_{\Delta\Phi}^{I_{onm1}})^4}{576}} = \sqrt{\frac{16 + \gamma^2(\gamma+1)^2}{16 \cdot (36)^{1/5} (T \cdot f)^{4/5}}} \quad (15)$$

Для полной погрешности определения γ при условии, что время измерения СПМ на обеих частотах будет одинаковым, после подстановки (15) в (13) получим выражение

$$\delta_\gamma^2 = \frac{\varepsilon_{G1}^2 + \varepsilon_{G2}^2}{(\ln(G_1/G_2))^2} = \frac{16 + \gamma^2(\gamma+1)^2}{16\gamma^2 \cdot \sqrt[5]{36} (T \cdot f_1)^{4/5}} \frac{[1 + (f_1/f_2)^{4/5}]}{(\ln(f_2/f_1))^2}. \quad (16)$$

При отличии реального значения γ от 1 полная погрешность измерения значения γ будет отличаться от минимально достижимой при $\gamma=1$ и от минимально достижимой при данном значении γ . В [11] получено выражение для коэффициента n_γ – отношения погрешности δ_γ , которую мы получим, полагая априори $\gamma=1$ при настройке ПП фильтра, к погрешности, которую могли получить, если бы знали истинное значение γ априори, будет равен

$$n_{\gamma 1} = \frac{\delta_{\gamma_{anp=1}}}{\delta_{\gamma_{anp=\gamma_{ист}}}} \approx \frac{1}{4} \sqrt[10]{\frac{[\gamma^2(\gamma+1)^2 + 16]^5}{\gamma^2(\gamma+1)^2}}. \quad (17)$$

Это выражение совпадает с (10), и из него следует (см. рис. 2), что при изменении γ в диапазоне от 0,5 до 3 погрешность будет отличаться от минимальной не более чем в два раза.

В [11] показано также, что погрешность измерения можно снизить, если при заданном полном времени $T=T_1+T_2$ измерения γ время T_1 измерения СПМ на нижней частоте f_1 увеличить, а время T_2 измерения СПМ на верхней частоте

f_2 уменьшить. Оптимальное отношение этих времен, как показано в [11], определяется только отношением частот $a = f_2/f_1$, и при $a=10$ $T_2 \approx 0,36T_1$.

Приведенные выражения позволяют оценить погрешность измерения γ при заданных полном времени измерения и частотах f_1 и f_2 , или определить время измерения, необходимое для оценки γ с заданной погрешностью.

2. 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. Для снижения ошибок первого и второго рода при отбраковке дефектных и потенциально ненадежных приборов по диагностическим параметрам и повышения экономической эффективности контроля, необходимо снижать погрешность измерения указанных диагностических параметров.

Поскольку ПП фильтра можно регулировать, то для снижения погрешности измерения $G_1=G(f_1)$ на заданной частоте f_1 можно рассмотреть последовательный адаптивный алгоритм измерения. На первом шаге (цикле) по измерениям $G(f)$ на двух частотах при ПП фильтра, рассчитанной для $\gamma=1$, находится оценка реального значения γ , затем программно рассчитывается оптимальная ПП фильтра для заданной частоты f_1 . На втором шаге измерение производится уже при оптимальной полосе фильтрации [3] и далее – коррекция (уточнение) значения γ по измеренным значениям G_1 .

Рассмотрим задачу распределения полного времени измерения между первым циклом оценки значения γ и последующего измерения СПМ. Если полное время $T_{\text{изм}}$ измерения задано, а время перестройки фильтра пренебрежимо мало, то задача сводится нахождению доли q полного времени, которое можно потратить на определение значения γ , так, чтобы погрешность измерения СПМ в оставшееся время $(1-q)T_{\text{изм}}$ при оптимальной ПП фильтра, настроенной на реальное значение γ , не превышало погрешности измерения СПМ при ПП фильтра, настроенной в предположении $\gamma=1$.

Предположим, что за время $qT_{изм}$ получена оценка значения $\gamma_{изм}$. После подстановки в формулу (8) выражения (7а) для оптимальной ПП фильтра для этого значения $\gamma_{изм}$ на частоте f_1 получим выражение для погрешности измерения СПМ за оставшееся время $(1-q)T_{изм}$:

$$\varepsilon_{G\gamma_{изм}}^{\min} = \sqrt{\frac{5}{4[(1-q)T_{изм} \cdot f_1]^{4/5}} \left(\frac{\gamma_{изм}^2 (\gamma_{изм} + 1)^2}{36 \cdot 4} \right)^{1/5}}. \quad (18)$$

Погрешность **же** измерения СПМ на частоте f_1 за полное время $T_{изм}$ при ПП фильтра, настроенного в предположении $\gamma = 1$, будет определяться подстановкой в (8) выражения (14):

$$\varepsilon_{G\gamma=1} = \sqrt{\frac{16 + \gamma^2(\gamma + 1)^2}{16(36)^{1/5} (T_{изм} \cdot f_1)^{4/5}}}. \quad (19)$$

Отношение погрешностей измерения СПМ при адаптивном и неадаптивном алгоритмах имеет вид

$$m_\varepsilon = \frac{20}{(1-q)^{4/5} [16 + \gamma^2(\gamma + 1)^2]} \left(\frac{\gamma^2(\gamma + 1)^2}{4} \right)^{1/5} = \frac{5\beta^{1/5}}{(1-q)^{4/5} (4 + \beta)}, \quad (20)$$

где введено обозначение $\beta = \left(\frac{\gamma^2(\gamma + 1)^2}{4} \right)^{1/5}$.

Заметим, что это отношение не зависит от полного времени измерения СПМ, а определяется только значением параметра γ и долей q времени, затраченного на предварительную оценку значения γ . В качестве примера на рис. 3 приведен график зависимости отношения m_q от значения параметра γ при $q=0,2$. Из графика видно, что при значениях γ , находящихся в диапазоне от 0,53 до 1,54 (на графике отмечены точками) адаптивный алгоритм дает проигрыш в точности измерения СПМ в 1,09 раза по сравнению с неадаптивным, а при значениях превышающих 1,54 – дает существенный выигрыш в точности; так при $\gamma=2$ погрешность снижается на 15%, при $\gamma=2,5$ на 33%, а при $\gamma=3$ – на 45%.

При уменьшении q диапазон значений параметра γ , при которых получается проигрыш, сужается, а размер проигрыша уменьшается. Так при

$q=0,1$ «проигрышные» значений γ лежат в диапазоне от 0,67 до 1,36, а сам проигрыш не превышает 4,3 %. При этом возрастает и выигрыш для значений γ , лежащих за пределами «проигрышного» диапазона.

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

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

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 снижение погрешности в этом случае составит примерно 20%.

С уменьшением доли времени отведенного на оценку значения γ погрешность этой оценки, очевидно, будет возрастать, поэтому, исходя из задач контроля и ожидаемого разброса параметров НЧ-шума контролируемых изделий, необходимо определить приемлемую погрешность оценки γ на предварительном цикле измерений.

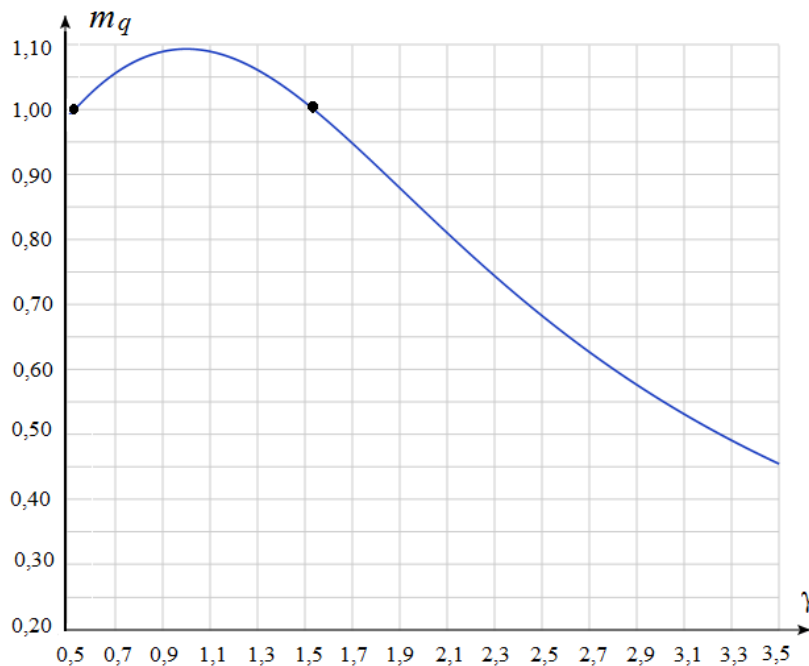


Рис. 3. Зависимость отношения m_q погрешностей измерения СПМ по адаптивному и неадаптивному алгоритмам от значения параметра γ .

Исходя из полученных зависимостей, предлагается следующий порядок выполнения измерений. Учитывая оптимальное распределение времени при оценке значения γ между измерениями СПМ на нижней и верхней частотах, измерение параметров НЧ-шума целесообразно начать с измерения СПМ G_2 на верхней частоте $f_2 \approx 10f_1$ с оптимальной ПП фильтра, настроенной из предположения $\gamma=1$ и времени измерения $(0,3-0,4)qT_{\text{изм}}$, по истечении этого времени зафиксировать результат измерения G_2 и сохранить в памяти вычислителя (микроконтроллера). Далее перейти к измерению СПМ на частоте f_2 , для чего переключить перестраиваемый фильтр на частоту f_1 с ПП, настроенной также из предположения $\gamma=1$ и времени измерения, соответственно $(0,7-0,6)qT_{\text{изм}}$. Через это время зафиксировать результат измерения G_1 и сохранить в памяти вычислителя. По полученным значениям G_1 и G_2 рассчитать значение γ .

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

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

Для сокращения времени на измерения СПМ на верхней частоте путем введения параллельного канала измерения, настроенного на частоту f_1 , может быть организовано измерение СПМ параллельно на двух частотах, и в момент времени $qT_{\text{изм}}$ по результатам этих параллельных измерений вычислитель рассчитывает значение γ . Упрощенная блок-схема алгоритма показана на рис. 4. Значение G_1 , измеренное за время $qT_{\text{изм}}$ с ПП фильтра, настроенной для $\gamma=1$, может быть использовано для уточнения значения G_1 , измеренной за оставшееся время $(1-q)T_{\text{изм}}$.

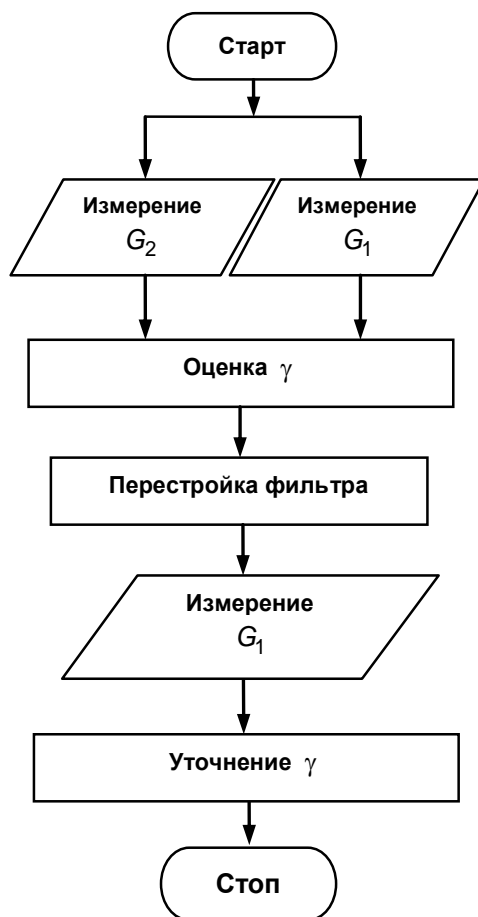


Рис. 4. Блок схема адаптивного алгоритма измерения параметров НЧ-шума.

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

Недостатком предложенного алгоритма является то, что погрешность измерения параметров НЧ-шума ППП зависит от значения γ и будет различаться от образца к образцу. Задача уменьшения времени контроля (в среднем) при заданной погрешности измерения СПМ путем применения адаптивных алгоритмов будет рассмотрена в последующих работах.

3. Особенности реализации алгоритма в условиях массового контроля

Вариант структурной схемы измерительной системы для адаптивного измерения параметров НЧ-шума ППП показан на рис. 5. В измерителях статистических характеристик случайных процессов широкое применение находят микропроцессоры (МК). Сравнение полученной статистической характеристики с характеристиками, хранимыми в памяти МК или

персонального компьютера (ПК), позволяет повысить эффективность диагностики. Если измерение НЧ-шума ППП проводится методом последовательной фильтрации, то применение перестраиваемого фильтра (ПФ), управляемого МК, позволяет снизить погрешность измерения.

МК определяет значение параметра γ , которое вычисляется по результатам предварительного (грубого) измерения СПМ на двух заданных частотах из рабочего диапазона частот.

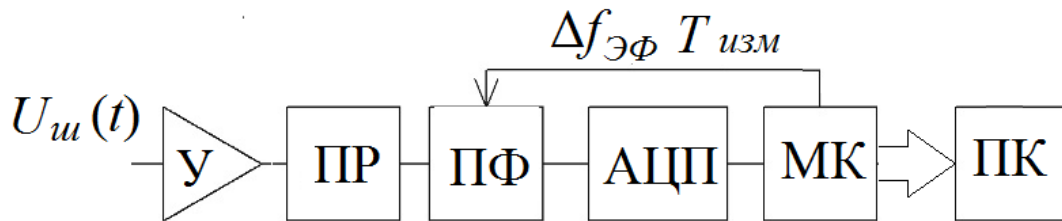


Рис. 5. Структурная схема адаптивного измерителя параметров НЧ-шума: У – усилитель, ПР – преобразователь, ПФ – перестраиваемый фильтр, АЦП – аналого-цифровой преобразователь, МК – микроконтроллер, ПК – персональный компьютер.

После определения оптимальной ПП фильтра для заданной частоты проводится окончательное (точное) измерение СПМ. Среднеквадратическое значение шумового напряжения на выходе ПФ, оцифровывается аналого-цифровым преобразователем (АЦП), входящим в состав МК. Для повышения точности можно рассмотреть возможность многократной (или непрерывной) корректировки ПП фильтра по мере измерения СПМ.

В условия массового контроля параметров НЧ шума для настройки измерительной системы и определения режимов измерения можно использовать статистическую информацию о значениях параметров НЧ-шума, накопленную на обучающей выборке контролируемых изделий. Одним из направлений совершенствования предложенного адаптивного алгоритма является применение когнитивного автомата [12] для определения на основе обучающей выборки набора оптимальных параметров режима измерения, включая полосу пропускания фильтра, полное время $T_{изм}$ измерения и длительность $qT_{изм}$ первого цикла измерения.

Заключение

Эффективность диагностического контроля качества ППП по параметрам НЧ-шума со спектром вида $G(f)=A/f^\gamma$ определяется точностью определения значений спектральной плотности мощности (СПМ) и показателя γ формы спектра при измерениях. Рассмотрены условия измерения СПМ НЧ-шума ППП методом непосредственной оценки и показано, что оптимальная ПП интегрирующего фильтра, при которой суммарная погрешность измерения СПМ минимальна, является функцией показателя γ формы спектра, значение которого априори неизвестно.

В случае, когда тепловой и дробовой составляющих шума ППП можно пренебречь по сравнению с уровнем НЧ-шума, а показатель γ – считать неизменным, для нахождения значения γ достаточно измерить СПМ на двух частотах. Показана возможности снижения погрешности измерения СПМ на заданной частоте и определения γ в заданном диапазоне частот путем применения адаптивных алгоритмов при заданном времени единичного измерения. Приведены оценки выигрыша в точности измерения указанных параметров с использованием алгоритма, включающего цикл предварительной оценки значения γ , установление по полученной оценке значения γ оптимальной ПП фильтра и проведение измерения СПМ на заданной частоте и последующее уточнение значения γ . Оценки для модельного треугольного закона распределения ППП по значению γ , показали, что за счет применения адаптивного алгоритма можно получить снижение погрешности измерения параметров НЧ-шума в среднем на 20%.

Обсуждается организация измерения шумовых параметров ППП в условиях массового производства с целью снижения погрешности измерения с адаптивной или когнитивной подстройкой параметров измерительной системы по результатам оценки выборочных средних на обучающей выборке.

Работа выполнена в рамках государственного задания и частично поддержана Российским фондом фундаментальных исследований и Правительством Ульяновской области (проект РФФИ № 18-47-732015 р_мк).

Литература

1. Букингем М. Шумы в электронных приборах и системах. М.: Мир, 1986. 256 с.
2. Зил Ван дер А. Шум. Источники, описание, измерение. М.: Сов. радио, 1973. 177 с.
3. Коган Ш.М. Низкочастотный токовый шум со спектром типа $1/f$ в твердых телах / Ш.М. Коган // Успехи физических наук. 1985. Т. 145. С. 285–328.
4. Жигальский Г.П. Неразрушающий контроль качества интегральных микросхем по электрическим шумам и параметрам // Радиотехника и электроника. 2005. №5. С. 517–551.
5. Горлов М.И., Смирнов Д.Ю., Ануфриев Д.Л. Классификация надежности интегральных схем с использованием показателя формы спектра // Известия вузов. Электроника. 2006. №5. С. 78–82.
6. Горлов М.И., Смирнов Д.Ю., Ануфриев Д.Л. Измерение шумовых параметров полупроводниковых изделий // Измерительная техника. 2006. №12. С. 46–49.
7. Горлов М.И., Сергеев В.А. Современные диагностические методы контроля качества и надежности полупроводниковых изделий. Ульяновск: УлГТУ, 2015. 406 с.
8. Мирский Г.Я. Погрешности измерения корреляционных функций случайных процессов с различными распределениями вероятностей. // Измерительная техника. 1979. №8. С. 17–20.
9. Мирский Г.Я. Электронные измерения: 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радио и связь, 1986. 440 с.
10. Сергеев В.А., Резчиков С.Е. Методическая погрешность измерений 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 $1/f^y$. // Автоматизация процессов управления. 2016. №4 С. 101–107.

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

Для цитирования:

Сергеев В.А., Резчиков С.Е. Адаптивные алгоритмы измерения параметров низкочастотного шума полупроводниковых приборов. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 11. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/nov19/3/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719.2019.11.3