

ЭЛЕКТРОНИКА

УДК 621.317.846

**КАЛИБРОВКА ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ФЛУКТУАЦИЙ
МИЛЛИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛИН ВОЛН**

А.Я. БЕЛЬСКИЙ, А.В. ГУСИНСКИЙ, А.Б. ДЗИСЯК, А.М. КОСТРИКИН

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровки, 6, Минск, 220013, Беларусь**Поступила в редакцию 19 апреля 2003*

Рассматриваются особенности проведения измерений и калибровки измерителя амплитудных, частотных и вносимых фазовых флуктуаций сигналов миллиметрового диапазона длин волн.

Ключевые слова: измерение, калибровка, частотные и амплитудные флуктуации СВЧ-сигналов.

Введение

Точность измерения флуктуаций источников сигналов зависит в значительной степени не только от того, какой метод или схема измерений используется, но и от способа калибровки прибора. При измерении амплитудных флуктуаций прямым методом необходимо знать коэффициент, характеризующий форму детекторной характеристики диода, который в общем случае является неизвестным и его необходимо определять. При исследовании фазовых (частотных) флуктуаций используются спектральные методы калибровки, но это возможно чаще всего в тех случаях, когда исследуемый генератор допускает возможность частотной модуляции, а вид спектра можно наблюдать на анализаторе спектра СВЧ. В других случаях необходимо знать крутизну характеристики частотного (фазового) детектора либо использовать специальный блок фазового модулятора. Рассмотрим эти вопросы более подробно.

Калибровка измерителей амплитудных флуктуаций СВЧ-сигналов

Наиболее простым методом исследования амплитудных флуктуаций считается метод непосредственного детектирования [1, 6, 7], при этом, как известно, измеряется постоянный и переменный уровень сигнала на нагрузке. В общем случае связь между флуктуациями амплитуды и постоянной составляющей продетектированного сигнала определяется выражением

$$\overline{U}_{\text{ш.эф}}^2 = U_{\text{п}}^2 K_{\text{ф}} m_{\text{а}}^2, \quad (1)$$

где $\overline{U}_{\text{ш.эф}}^2$ — среднеквадратическое значение уровня шумов; $U_{\text{п}}$ — значение постоянной составляющей; $K_{\text{ф}}$ — коэффициент, характеризующий форму детекторной характеристики диода; $m_{\text{а}}$ — индекс паразитной амплитудной модуляции.

Если характеристика детектора квадратична, то $K_{\text{ф}}=2$, и точность калибровки будет достаточно высокой. Если характеристика не на всех участках квадратична, следует экспери-

ментально исследовать вид вольтамперной характеристики (далее — ВАХ) диода и найти рабочую область, где это условие выполняется.

В тех случаях, когда характеристика диода описывается экспоненциальным выражением, коэффициент, характеризующий форму ВАХ, является функцией амплитуды и описывается достаточно сложным выражением [1]:

$$K_{\Phi} = \frac{\eta I_1(\eta A_0)}{I_0(\eta A_0) - I}, \quad (2)$$

где A_0 — амплитуда колебаний; $I_0(x)$, $I_1(x)$ — модифицированные функции Бесселя нулевого и первого порядков соответственно.

Если ВАХ детекторного диода определяется функцией вида

$$V = V_0(e^{\eta z} - I), \quad (3)$$

то постоянная составляющая рассчитывается на основании выражения

$$U_{\Pi} = V_0(I_0(\eta A_0) - I). \quad (4)$$

Таким образом, высокую точность измерений при экспоненциальной ВАХ диода можно обеспечить только при использовании компьютерной обработки данных.

Методика расчета коэффициента, характеризующего форму ВАХ детекторного диода, предложена в работе [2] и является достаточно трудоемкой. Авторы получили следующее выражение для его определения:

$$K_{\Phi} = \frac{\alpha U_{\Pi} \left(\frac{r_d + R_H}{R_H} + \ln \left(\alpha U_{\Pi} \frac{r_d + R_H}{R_H} \right) - \ln(\alpha i_0 (r_d + R_H)) \right)}{1 + \frac{\alpha U_{\Pi} (r_d + R_H)}{R_H}}, \quad (5)$$

где α — параметр, характеризующий крутизну ВАХ детекторного диода; i_0 — обратный ток диода; r_d — сопротивление диода; R_H — сопротивление нагрузки.

Анализируя результаты, полученные в работе [2], для условия $R_H \gg r_d$, что в большинстве случаев выполняется, выражение (5) можно упростить и получить зависимость коэффициента, характеризующего форму ВАХ диода, не только от напряжения, но и от температуры:

$$K_{\Phi} \approx \frac{\frac{U_{\Pi}}{m\varphi_T} + \ln \left(\frac{U_{\Pi}}{m\varphi_T} \right) - \ln \left(\frac{i_0 R_H}{m\varphi_T} \right)}{1 + \frac{U_{\Pi}}{m\varphi_T}}. \quad (6)$$

где m — фактор неидеальности ВАХ диода ($m=1 \dots 2$) [3]; $\varphi_0 = \frac{kT}{q}$ — тепловой потенциал.

Зная коэффициент формы детекторной характеристики, можно рассчитать относительный уровень амплитудных шумов исследуемого генератора:

$$\left(\frac{P_{\text{ш}}}{P_C} \right)_{\text{АМ}} = \frac{m_{\text{а.эф}}}{2} \cong \frac{\overline{U_{\text{ш.эф}}}^2}{2K_{\Phi} U_{\Pi}^2}. \quad (7)$$

Относительная спектральная плотность мощности амплитудных шумов определяется выражением

$$S(F)_{AM} = \frac{S_{U_{ш}}(F)}{2K_{\Phi} U_{\Pi}^2}, \quad (8)$$

где $S_{U_{ш}}(F) \cong \frac{\bar{U}_{ш\Delta\Phi}^2}{\Delta F_{\Delta\Phi}}$ — спектральная плотность уровня шумов на выходе детектора; $\Delta F_{\Delta\Phi}$ —

эффективная полоса анализа шумов.

С целью повышения точности измерений при низком уровне флуктуаций генератора, необходимо учитывать собственные шумы детектора, измеренные экспериментально или оцененные с помощью выражения, приведенного в работе [4, 5]. Данная математическая модель описывает дробовые, тепловые и низкочастотные шумы с зависимостью $1/F_{ш}$. Эквивалентная ЭДС шумового источника определяется следующим выражением:

$$\bar{E}_{шд}^2 = 2qI_d^{\gamma} \left(1 + \left(\frac{F_s}{F_{ш}} \right)^{\alpha} \right) r_d^2 \Delta F_{\Delta\Phi} + 4kTR_s(\omega) \Delta F_{\Delta\Phi}, \quad (9)$$

где q — заряд электрона; I_d — ток диода; γ — показатель степени, учитывающий несовершенство структуры полупроводника; F_s — частота среза, т.е. частота, на которой шум детектора на низких частотах увеличивается на 3 дБ по сравнению с уровнем "белого" шума; $F_{ш}$ — частота анализа шумов; α — показатель степени, характеризующий крутизну наклона характеристики низкочастотного шума; r_d — сопротивление электрического перехода; R_s — сопротивление диссипативных потерь диода.

Предельную чувствительность измерений АМ-флуктуаций можно оценить следующим выражением:

$$S(F)_{AM} = 10 \lg \frac{S_{U_{ш}}(F_{ш})}{2K_{\Phi} U_{\Pi}^2}, \quad \left(\frac{\text{дБ}}{\text{Гц}} \right), \quad (10)$$

где $S_{U_{ш}}(F_{ш})$ — спектральная плотность уровня шумов детектора, выраженная в В²/Гц.

На рис. 1 приведен график уровня минимально обнаружимых АМ-флуктуаций, рассчитанный по формулам (9), (10), при следующих условиях: $K_{\Phi}=6$ дБ, $U_{\Pi}=0,25$ В. Уровень шумов малозумящего усилителя, подключаемого к детектору, также предполагается намного ниже шумов детекторного диода.

Как показано в работе [6], значительный выигрыш при измерении АМ-шумов прямым методом дает применение в качестве детекторного обращенного диода. Чувствительность измерений АМ-шума составляла -165 дБ/Гц в диапазоне частот от 20 Гц до 325 кГц при $P_{ВХ} \approx 1,2$ мВт. Шумы обращенных диодов сантиметрового диапазона типа 1N23G на частоте 100 Гц более чем на 30 дБ и на частоте 10 кГц на 20 дБ были ниже, чем у обычных смесительных диодов.

Калибровка измерителей частотных и вносимых фазовых флуктуаций СВЧ-сигналов

При исследовании частотных (фазовых) шумов простейшим способом проведения калибровки является измерение крутизны частотного (фазового) детектора в диапазоне рабочих частот измерителя при уровнях мощности от P_{min} до P_{max} , т.е. должен быть исследован ряд зависимостей, показанных $S_{чд}(P_{ВХ}, f_{РАБ})$, которые могут быть записаны в память компьютера. Так как уровень шумового сигнала после детектирования достаточно низок, то крутизну удобно выражать в мкВ/Гц. При этом определения крутизны частотного (фазового) детектора необходимо связать крутизну детектора с делениями шкалы используемого (если он применяется) высокочастотного объемного резонатора СВЧ.

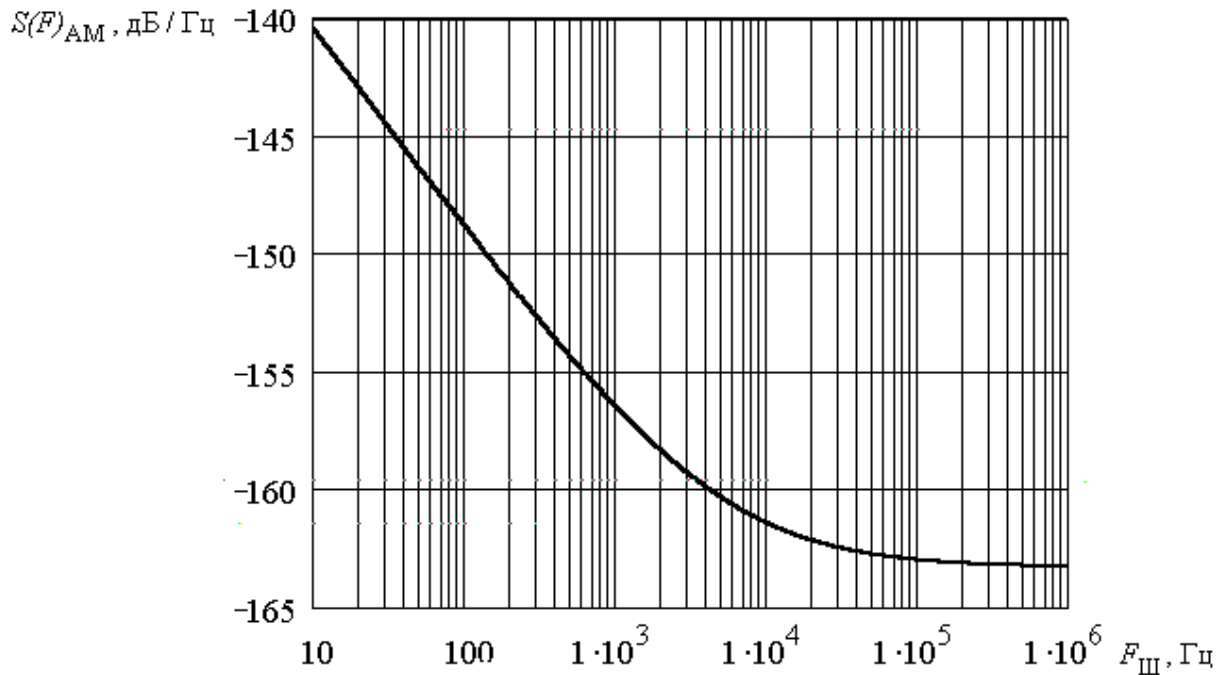


Рис. 1. Расчетный уровень минимально обнаружимых АМ-флуктуаций

Эффективная девиация частоты исследуемого генератора может быть рассчитана по выражению

$$\Delta f_{\text{эф}} = \frac{U_{\sim\text{эф}} \sqrt{2}}{S_{\text{д}}}, \quad (11)$$

где $U_{\sim\text{эф}}$ — эффективное значение уровня шумов на выходе частотного детектора.

Такой метод удобен при одноканальной схеме построения частотного детектора.

При двухканальной схеме частотного (фазового) детектирования для калибровки можно использовать метод Кросби пересечения нуля [6]. Предварительно схема настраивается таким образом, чтобы имело место максимальное подавление несущей в сигнальном канале, что достигается определенной настройкой фильтра подавления несущей. Затем с помощью внешнего звукового генератора осуществляется частотная модуляция калибровочного генератора СВЧ (если он не имеет внутренней модуляции). С увеличением девиации частоты мощность несущей уменьшается, а боковые составляющие возрастают. При индексе модуляции $m=2,405$ несущая исчезает, при этом девиация частоты составляет величину $\Delta f_{\text{max}}=2,405 F_M$, здесь F_M — частота модуляции. Вид спектра модулированного сигнала наблюдается с помощью СВЧ анализатора спектра. Осциллограф необходим для наблюдения формы протектированного сигнала, которая должна быть неискаженной. С помощью фазовращателя добиваются максимального показания анализатора спектра НЧ, что достигается при фазовом сдвиге между несущей и боковыми составляющими, поступающими от фильтра подавления несущей, равном 90° .

Крутизна АЧХ измерителя находится следующим образом:

$$S_{\text{д}\text{эф}} = \frac{U_{\sim\text{эф}} \sqrt{2}}{\Delta f_{\text{max}}} = \frac{U_{\sim\text{эф}} \sqrt{2}}{2,405 F_M}. \quad (12)$$

При этом паразитная девиация частоты, обусловленная флуктуациями сигнала несущей, может быть найдена следующим образом:

$$\Delta f_{\text{эф}} = \frac{U_{\sim\text{эф}}}{S_{\text{д}\text{эф}} \sqrt{\Delta F}}. \quad (13)$$

Среднеквадратическое отклонение частоты в единичной полосе находится из формулы

$$\overline{\Delta f_{\text{ЭФ}}^2} = \frac{U_{\sim\text{ЭФ}}^2}{S_{\text{дЭФ}}^2 \Delta F}. \quad (14)$$

По известным выражениям среднеквадратическое отклонение частоты может быть пересчитано в относительную спектральную плотность мощности частотных флуктуаций.

В случае если нет возможности осуществить девиацию частоты исследуемого источника колебаний, калибровку измерителя флуктуаций можно организовать путем использования специального блока фазового модулятора (калибратора), входящего в состав измерителя. Структурная схема такого измерителя флуктуаций показана на рис. 2. В блоке фазового модулятора (рис. 3) сигнал разделяется на два канала: в одном канале регулируется только его уровень, в другом — осуществляется амплитудная модуляция и фазовый сдвиг СВЧ-сигнала с помощью балансного модулятора и фазовращателя соответственно. Затем немодулированный и модулированный сигнал суммируются. Таким образом, выходной сигнал имеет вид [8]

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\omega} \sqrt{1 + m^2 U_{\Omega}^2(t)} \cos(\omega t - \arctg(m U_{\Omega}(t))), \quad (15)$$

где U_{ω} — амплитуда несущей; m — коэффициент амплитудной модуляции; $U_{\Omega}(t)$ — амплитуда модулированного колебания.

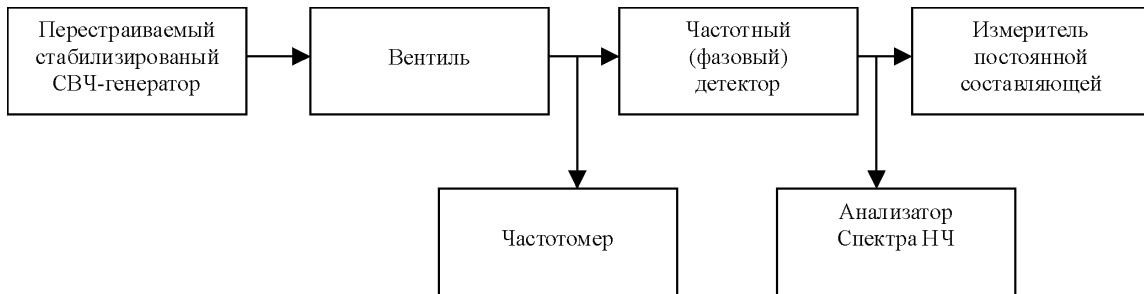


Рис. 2. Структурная схема измерителя флуктуаций

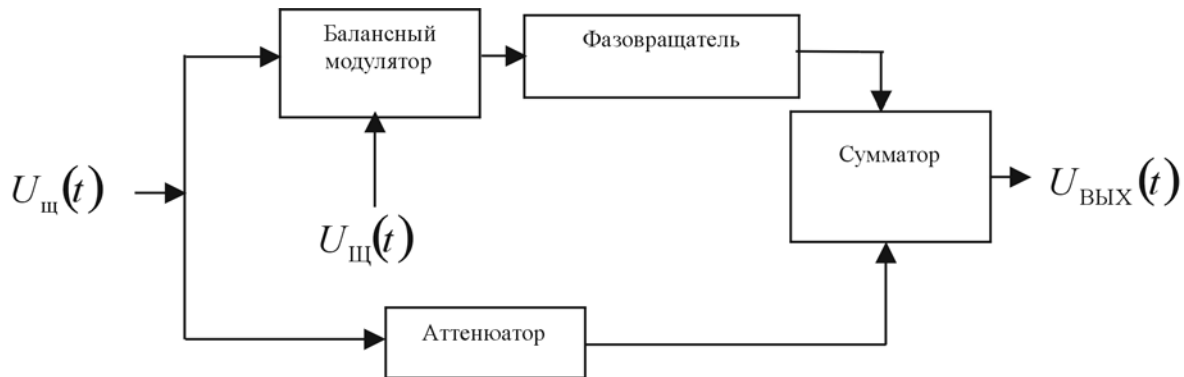


Рис. 3. Блок фазового модулятора

Таким образом, из выражения (15) следует, что наряду с фазовой модуляцией присутствует и амплитудная, и только при очень малом индексе $m \ll 1$ (что допустимо при калибровке и измерении паразитной шумовой модуляции) можно получить практически чистую фазовую модуляцию выходного сигнала фазового модулятора:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\omega} \cos(\omega t - \arctg(m U_{\Omega}(t))). \quad (16)$$

Индекс фазомодулированного сигнала определяется путем измерения постоянной и переменной составляющей на выходе фазового детектора измерителя флуктуаций:

$$m_{\Phi} = \frac{U_{\sim\Phi}}{U_{\Pi}}, \quad (17)$$

где m_{Φ} — индекс фазовой модуляции.

Приведенные схемы измерений и алгоритмы калибровки измерителей амплитудных, частотных и фазовых флуктуаций позволяют предложить обобщенную схему измерителя. Схема измерителя флуктуаций строится таким образом, чтобы она могла работать в двух режимах: в режиме фазового и частотного детектирования. Измерение флуктуаций происходит следующим образом. Вначале переключатель переводится в положение "ФМ" и проводится калибровка модулятора. Для этого устройство подавления несущей расстраивается, и вся схема работает как фазовый детектор. Величина индекса фазовой модуляции определяется путем измерения постоянной и переменной составляющих на выходе фазового детектора в соответствии с выражением (17). После этого переключатель переводится в положение "ЧМ", схема подавления несущей настраивается на частоту исследуемого сигнала, т.е. вся схема превращается в частотный дискриминатор. С помощью низкочастотного анализатора спектра измеряется уровень калибровочного сигнала, величина которого обусловлена уже найденным индексом угловой модуляции. Затем модуляция снимается и находится ее индекс, обусловленный шумовым сигналом, путем сравнения калибровочного и шумового сигналов.

Таким образом, относительный уровень мощности частотных флуктуаций находится по следующей формуле:

$$\left(\frac{P_{\text{ш}}}{P_{\text{с}}} \right)_{\text{ЧМ}} = \frac{m_{\Phi}^2 U_{\text{ш.}\Phi}^2 F_{\text{к}}^2}{2U_{\sim\text{к}}^2 F_{\text{ш}}^2}, \quad (18)$$

где $U_{\text{ш.}\Phi}$ — величина уровня напряжения шумов; $U_{\sim\text{к}}$ — величина уровня калиброванного сигнала; $F_{\text{к}}$ — частота модулирующего сигнала; $F_{\text{ш}}$ — частота сигнала паразитной шумовой модуляции.

Таким образом, в выражении (18) учитывается тот факт, что индекс частотной модуляции зависит от частоты шумового сигнала $F_{\text{ш}}$. Относительная спектральная плотность мощности частотных шумов может быть рассчитана следующим образом:

$$S(F)_{\text{ЧМ}} = 10 \lg \frac{m_{\Phi}^2 S_{U_{\text{ш}}}(F_{\text{ш}}) F_{\text{к}}^2}{2U_{\sim\text{к}}^2 F_{\text{ш}}^2}. \quad (19)$$

Однако рассмотренный выше модулятор позволяет получить невысокий индекс искусственной угловой модуляции, который может оказаться ниже уровня шумов генератора, что не позволяет провести калибровку и измерение. В сантиметровом диапазоне длин волн были разработаны ферритовые микромодуляторы [7], которые имеют более высокий уровень угловой модуляции и позволяют проводить исследования генераторов как с низким, так и с высоким уровнем флуктуаций.

Таким образом, при калибровке с помощью фазового модулятора отпадает необходимость в использовании СВЧ анализатора спектра.

Еще одной возможностью проведения калибровки измерителя флуктуаций может быть использование перестраиваемого в широком диапазоне частот специального генератора с заранее известным уровнем амплитудных и частотных (фазовых) флуктуаций или калиброванным индексом модуляции. Путем сравнения уровня флуктуаций исследуемого и калибровочного генераторов на одной и той же частоте и при одинаковой мощности можно определить флуктуации испытуемого генератора. Для этой цели могут использоваться генераторы с варакторной перестройкой частоты или же перестраиваемые ЖИГ-сферой. Такой подход облегчает решение задачи автоматизации проводимых измерений.

Заключение

Таким образом, основными вопросами калибровки ИФ являются: определение коэффициента формы детекторной характеристики смесительного или детекторного диода и оценка уровня его собственных шумов, измерение крутизны фазового (частотного) дискриминатора с помощью анализатора спектра или с помощью блока фазового модулятора, создание источников сигналов с известными индексами частотной и амплитудной модуляции, разработка малошумящих диодов в миллиметровом диапазоне, например, обращенных или обычных детекторных (смесительных), с использованием специальных технологий.

MICROWAVE NOISE METER CALIBRATION

A.Y. BELSKI, A.V. GUSINSKI, A.B. DZISIAK, A.M KOSTRIKIN

Abstract

The features of automatic amplitude and frequency noise meter calibration for microwave frequencies signal is discussed.

Литература

1. Малахов А.Н. Флуктуации в автоколебательных системах. М., 1968.
2. Горожданов Д.П., Кавальчук И.В., Копусов В.Н. // Техника средств связи. Серия РИТ. 1988. Вып. 11. С. 6–11.
3. Шишкин Г.Г. Электронные приборы. М., 1989.
4. Бельский А.Я., Гусинский А.В., Дзисяк А.Б., Кострикин А.М. // VI МНТК "Современные средства связи". 2001. С. 135–138.
5. Розанов Б.А., Розанов С.Б. Приемники миллиметровых волн. М., 1989.
6. Ashley J.R., Searles C.B. // IEEE MTT-1. 1968. № 9, September. P. 753–760.
7. Корнилов С.А., Савшинский В.А., Уман С.Д. Шумы клистронных генераторов малой мощности. М., 1972.
8. Каяцкас А.А. Основы радиоэлектроники. М., 1988.