

УДК 621.373.52

## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ДЕТЕКТОРНОГО ЭФФЕКТА ДЛЯ НАСТРОЙКИ ТРАНЗИСТОРНЫХ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

ТИТОВИЧ Н. А., ЯКОВЧУК А. С.

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники  
(г. Минск, Республика Беларусь)

E-mail: nikolai.titovich@gmail.com, sasha.yakovchuk97@gmail.com

**Аннотация.** С помощью метода медленно меняющихся амплитуд проведен расчет уровней гармонических составляющих СВЧ транзисторного автогенератора. Показано, что их значения определяются не только элементами схемы генератора и амплитудой основного колебания, но и в значительной степени нелинейностью характеристики в области рабочей точки. Для уменьшения уровней гармонических составляющих при настройке генераторов в качестве критерия оценки нелинейности характеристики предложено использовать изменение величины постоянной составляющей выходного тока транзистора при воздействии СВЧ сигнала.

**Abstract.** With the help of a method of slowly varying amplitudes calculation of levels of harmonious making microwaves of the transistor oscillator is carried out. It is shown, that their values are defined not only elements of the circuit of the generator and amplitude of the basic fluctuation, but also substantially by nonlinearity of the characteristic in the field of a working point. For reduction of levels of harmonious components at adjustment of generators as criterion of an estimation of nonlinearity of the characteristic it is offered to use change of size of a constant component of a target current of the transistor at influence of the microwave of a signal.

При расчете уровней гармонических составляющих удобно пользоваться методом медленно меняющихся амплитуд, который имеет достаточно высокую точность и позволяет понизить порядок нелинейного дифференциального уравнения, описывающего колебательный процесс в автогенераторе (АГ), до второго. Анализ ряда схем транзисторных АГ ВЧ и СВЧ диапазона показал, что колебания в них можно описать уравнением с малым положительным параметром в правой части [1]. С учетом того, что любую из этих схем можно представить эквивалентной трехточечной схемой, это уравнение имеет вид

$$\frac{d^2 u}{d\tau^2} + u = \varepsilon \left\{ Gu - \left[ Df'(u) + 1 \right] \frac{du}{d\tau} \right\}, \quad (1)$$

где  $u$  - переменное напряжение между эмиттером и базой;  $\tau = \omega t$ ,  $\omega = 2\pi f$ ;  $f$  - частота колебаний;  $Q$  - добротность контура;  $D = \alpha K L_k / [r C_k (1 + K)]$ ;  $\alpha$  - коэффициент передачи транзистора по току в схеме с общей базой;  $r = L_k / (C_k R_k)$ ;  $C_k$ ,  $R_k$  и  $L_k$  - включенные параллельно эквивалентные емкость, сопротивление и индуктивность колебательного контура между коллектором и базой [1];  $K$  - коэффициент обратной связи АГ;  $G = \delta / d + C_1 / [d C_k (1 + K)]$  - для емкостной и  $G = \delta / d + L_k / [d L_1 (1 + K)]$  - для индуктивной трехточечной схемы;  $\delta = 1 - \omega_0^2 / \omega^2 \ll 1$  - относительная расстройка контура АГ;  $\omega = 1 / \sqrt{L_k C_k}$  - резонансная частота контура между коллектором и базой;  $L_1$  и  $C_1$  - эквивалентные индуктивность и емкость между коллектором и эмиттером;  $f(u)$  - нелинейная зависимость тока активного элемента от входного напряжения. Для АГ с индуктивной обратной связью на полевом транзисторе  $G = \delta / d$ ,  $D = -M / (r C_k)$ , где  $M$  - значение взаимоиנדуктивности цепи обратной связи [1].

Достоверность расчетной оценки во многом определяется точностью аппроксимации зависимости тока коллектора (стока) от уровня входного напряжения (между базой и эмиттером или затвором и истоком). Разработаны машинные программы, которые позволяют достаточно точно описать эту зависимость для любого активного элемента степенным полиномом вида

$f(u) = \sum_{n=0}^k (\alpha_n U^n)$ , либо экспоненциальной функцией  $f(u) = Ie^{bu}$ , где  $\alpha_n$ ,  $I$  и  $b$  - коэффициенты аппроксимации.

Решение уравнения (1) с использованием методики, описанной в [2], и данных видов аппроксимации позволяет получить выражения для уровней гармонических составляющих, которые в общем виде можно записать как

$$a_n = \frac{\varepsilon D n a^n \alpha_n 2^{1-n}}{n^2 - 1}, \quad (2)$$

$$a_n = \frac{2I\varepsilon D n J_n(ba)}{n^2 - 1}, \quad (3)$$

где  $a$  - амплитуда основного колебания АГ;  $J_n(ba)$  - функция Бесселя  $n$ -го порядка от аргумента  $ba$ ;  $n = 2, 3, \dots$

Из выражений (2) и (3) следует, что уровни гармоник определяются значениями затухания колебательного контура  $d = \varepsilon = 1/Q$ , которое в соответствии с (1) должно быть  $\ll 1$ , параметрами схемы АГ, что выражается коэффициентом  $D$ , амплитудой основного колебания  $a$ , а также в значительной степени зависят от положения рабочей точки, что выражается коэффициентами аппроксимации. При более строгом решении уравнения (1) для случая аппроксимации зависимости  $f(u)$  степенным полиномом получим

$$a_2 = \frac{\varepsilon D}{3} \left( \alpha_2 a^2 + \alpha_4 a^4 + \frac{15}{16} \alpha_6 a^6 + \dots \right), \quad (4)$$

$$a_3 = \frac{3\varepsilon D}{32} \left( \alpha_3 a^3 + \frac{5}{4} \alpha_5 a^5 + \frac{21}{16} \alpha_7 a^7 + \dots \right), \quad (5)$$

$$a_4 = \frac{\varepsilon D}{30} \left( \alpha_4 a^4 + \frac{3}{2} \alpha_6 a^6 + \frac{7}{4} \alpha_8 a^8 + \dots \right), \quad (6)$$

$$a_5 = \frac{5\varepsilon D}{384} \alpha_5 a^5. \quad (7)$$

Из (4 - 7) видно, что уровни четных гармоник определяются четными коэффициентами аппроксимации, а нечетных - соответственно нечетными.

Амплитуда основного колебания в соответствии с [1, 2] определяется как

$$a = \left( \frac{-3\alpha_3}{5\alpha_5} - \sqrt{\frac{9\alpha_3^2}{25\alpha_5^2} - \frac{8\left(\alpha - \frac{1}{D}\right)}{5\alpha_5}} \right)^{1/2}. \quad (8)$$

Очевидно, что предложенная методика оценки уровней гармонических составляющих может быть полезна разработчикам АГ. Однако в ряде случаев возникают трудности в точном определении эквивалентных параметров схемы, а любые допущения снижают достоверность результатов расчетов. Этого можно избежать, если использовать расчетно-экспериментальную методику оценки уровней гармоник. Она заключается в экспериментальном определении амплитуды основного колебания,

добротности  $Q$  и расчетном вычислении коэффициентов аппроксимации нелинейной характеристики  $f(u)$  активного элемента. В результате из уравнения (8) можно определить значение коэффициента  $D$ , учитывающего особенности построения схемы АГ

$$D = \frac{1}{\alpha_1 + \frac{3}{4}\alpha_3 a^2 + \frac{5}{8}\alpha_5 a^4} \quad (9)$$

Далее по выражениям (4 - 7) рассчитываются величины гармонических составляющих.

Анализируя выражения (2 - 7) можно определить пути снижения уровней гармонических составляющих АГ. Одним из них является увеличение добротности  $Q$ . Однако этот подход неприемлем в случае, когда необходимо обеспечить заданную полосу контура АГ. Уменьшение уровней гармоник путем оптимизации параметров схемы по критерию снижения коэффициента  $D$  также не всегда позволяет достичь весомого результата, так как может привести к нарушению условий самовозбуждения генератора, т.е. к срыву колебаний. Как показал анализ, большое влияние на величины гармонических составляющих оказывает нелинейность характеристики  $f(u)$ . Эту особенность следует учитывать при подборе транзистора и выборе режима работы АГ. Расчеты, проведенные для генератора сантиметрового диапазона [1], показали, что уровни гармоник имеют максимальные значения в области наибольшей нелинейности характеристики, близкой к напряжению отсечки. Изменением напряжения смещения рабочей точки всего на 0,03.

В можно уменьшить их для  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$ ,  $\alpha_4$  и  $\alpha_5$  соответственно на 11, 14, 63 и 57 дБ.

При выборе активных элементов и настройке схем автогенераторов по критерию минимизации уровней гармонических составляющих удобно, по мнению авторов, пользоваться методикой оценки восприимчивости полупроводниковых приборов к воздействию СВЧ помех. Действие электромагнитной помехи (ЭМП) с частотой  $f_{\Pi}$ , превышающей граничную рабочую частоту, на р-п-переход проявляется в увеличении тока перехода на величину  $\Delta I$  за счет детектирования огибающей помехового сигнала. Результирующий ток в этом случае можно записать как [3]

$$i = I_0 + \Delta I + 2Ie^{bE_0} \sum_{n=1}^k J_n(bU_{\Pi}) \sin k\omega_{\Pi} t, \quad (10)$$

а увеличение постоянной составляющей тока перехода при этом определяется по выражению

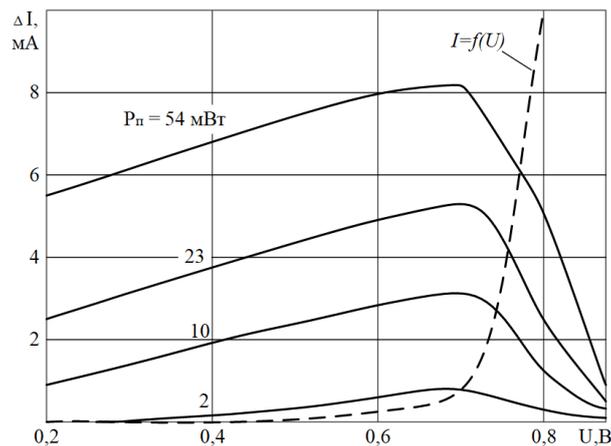
$$\Delta I = Ie^{bE_0} [J_0(bU_{\Pi}) - 1], \quad (11)$$

где  $I_0$  и  $E_0$  - ток и напряжение в рабочей точке до воздействия ЭМП;  $U_{\Pi}$  - напряжение помехового СВЧ сигнала, которое в нашем случае определяется уровнем гармонических составляющих автогенератора.  $I$  - обратный ток диода и  $b$  - коэффициент, имеющий размерность  $1/V$ , определялись путем аппроксимации характеристики.

На рис.1 представлены зависимости величины детектированного тока эмиттерного перехода транзистора, от уровня поглощенной переходом мощности ЭМП  $P_{\Pi}$  с частотой 400 МГц. Исследования показали, что максимальное значение  $\Delta I$  соответствует участку характеристики с наибольшей нелинейностью и его положение зависит от величин  $I$  и  $b$ . Эту особенность можно использовать для оценки нелинейностей характеристик изделий электронной техники и настройки их на оптимальный режим. Подавая СВЧ сигнал заданного уровня на АЭ, можно классифицировать нелинейность по величине  $\Delta I$ . Подобный подход использовался в [4] для настройки СВЧ усилителей. Исследовалось влияние нелинейностей СВЧ усилителя на полевом транзисторе на преобразование сигнала. При усилении СВЧ сигналов с частотой  $f_c$  ток стока  $i_c$  также можно представить выражением [4]

$$i_c = I_{c0} + \Delta I_c + A \sin \omega_c t + B \cos 2\omega_c t + C \sin 3\omega_c t + D \cos 4\omega_c t + \dots \quad (12)$$

где  $I_{c0}$  - значение тока стока при отсутствии СВЧ сигнала;  $\Delta I_c$  - приращение тока стока за счет детектирования огибающей гармонических составляющих СВЧ сигнала; А, В, С и D - коэффициенты при гармонических составляющих, обусловленных нелинейностью характеристики.



**Рис. 1.** Зависимость величины детектированного тока эмиттерного перехода транзистора КТ312 от уровня ЭМП

Из анализа, проведенного в [4], следует, что ход изменения  $\Delta I_C$  и коэффициентов перед второй и четвертой гармониками одинаков, и следовательно, чем меньше  $\Delta I_C$ , тем меньше амплитуда второй и четвертой гармоник, а следовательно и влияние нелинейностей на преобразование сигнала с частотой  $f_C$ . Сравнивая выражения (2), (4 - 7) с результатами, полученными в [4] можно также сказать, что ход изменения коэффициентов  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$ ,  $\alpha_4$  и соответственно В, С, D одинаков. Подобное заключение следует также и из сравнительного анализа выражений (3) и (10 - 11), т.е. чем меньше  $\Delta I$ , тем меньше уровни гармонических составляющих.

Таким образом, можно сделать вывод о том, что максимальное приращение постоянной составляющей  $\Delta I$  выходного тока активного элемента при воздействии на него СВЧ помехового сигнала будет иметь место в той же точке характеристики, которой соответствуют наибольшие уровни гармонических составляющих АГ. Следовательно, методику оценки восприимчивости транзисторов к воздействию СВЧ помех можно использовать при подборе типа активного элемента АГ или выборе его рабочей точки с целью снижения уровней высших гармоник в спектре выходного сигнала, т.е. выбирать их по наименьшим величинам приращения тока коллектора (стока) при постоянном уровне мощности СВЧ помехи, подаваемой на транзистор.

Известные методы настройки генератора по критерию минимизации уровней гармонических составляющих достаточно сложны, так как требуют измерений одновременно на нескольких частотах. Метод настройки генератора по величине продетектированного тока значительно проще.

Полученные выражения и предложенная методика оценки уровней гармонических составляющих могут быть использованы не только для транзисторных АГ, но и для генераторов на других активных элементах, так как любой из них может быть представлен эквивалентной трехточечной схемой, а колебательный процесс в нем описан уравнением вида (1).

#### Список использованных источников

1. Титович Н. А. Методика определения уровней гармонических составляющих транзисторных автогенераторов. 20-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»: материалы конференции. 13—17 сентября 2010 г. Севастополь, Крым, Украина. Т. 2. С. 1037 - 1038.
2. Боголюбов Н. Н., Митропольский Ю. А. Асимптотические методы в теории нелинейных колебаний. - М.: Наука, 1974. 504 с.
3. Титович Н. А. Анализ влияния радиопомех на характеристики полупроводниковых диодов// Международный симпозиум по ЭМС: сборник научных докладов. Часть 1. -С.171-175. -Санкт-Петербург, 1993.
4. Усанов Д. А., Тяжлов В. С., Безменов А. А. Использование детекторного эффекта для настройки СВЧ усилителей на транзисторах// Деп. в ЦНИИ "Электроника". -Инв.№ Р-5184. -М., 1988.