

УДК 621.384.6

ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА РЕЗИСТИВНОГО ДАТЧИКА НА ГОРЯЧИХ НОСИТЕЛЯХ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ВЫХОДНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ РЕЛЯТИВИСТСКИХ МИКРОВОЛНОВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

М. Б. Гойхман *, *А. В. Громов*, *Н. Ф. Ковалёв*, *А. В. Палицин*

Институт прикладной физики РАН, г. Нижний Новгород, Россия

Построены эквивалентные схемы сверхвысокочастотных детекторов на горячих носителях, позволяющие реализовать более корректные измерения параметров выходного излучения релятивистских микроволновых генераторов, а также решать задачи оптимизации конструкции этих детекторов и способов их включения во внешние цепи.

Полупроводниковые детекторы, а также смесители на горячих носителях [1] являются очень удобным и широко используемым диагностическим средством в релятивистской электронике сверхвысоких частот (СВЧ) [2–4]. Они хорошо приспособлены для измерений редко повторяющихся мощных радиоимпульсов с малой длительностью на частотах от сотен мегагерц до сотен гигагерц. Динамический диапазон этих датчиков весьма широк и, что важно, им неопасны большие перегрузки. Сравнительно легко можно изменять их чувствительность, причём в широких пределах и без дополнительных калибровок. Принцип действия таких датчиков, а также методы и схемы их использования в различных ситуациях хорошо известны [1] и неоднократно обсуждались в литературе. Так, например, в релятивистской электронике наиболее применимой оказалась схема, приведённая на рис. 1, из которой видно, что измеряется лишь небольшая часть мощности выходного излучения СВЧ генератора (не более сотни киловатт), принимаемая маленькой антенной. Затем по известной эффективной площади приёмного устройства, т. е. антенны вместе с фидером, и калибровочной кривой можно определить, например, плотность потока излучения в определённый момент времени, а также полную мощность выходного излучения исследуемого СВЧ генератора путём интегрирования по диаграмме направленности.

Схема экспериментов, приведённая на рис. 1, весьма проста и удобна, однако в случае мощных релятивистских генераторов с дифракционным выводом излучения, в котором присутствуют и высшие гармонические составляющие, с ней могут быть связаны значительные искажения формы и амплитуды регистрируемых импульсов [5]. В работе [1] это явление названо эффектом гармоэлектродвижущей силы, а в теории нелинейных колебаний оно известно как эффект генерации постоянного поля. С целью иллюстрации степени возникающих искажений на рис. 2 приведены несколько осциллограмм с детектора, полученных в экспериментах с релятивистской лампой обратной волны 3-сантиметрового диапазона длин волн с мощностью выходного излучения в 300 МВт и долей излучения на второй гармонике меньше 10^{-3} . Осциллограммы получены при немного различающейся длине приёмного волноводного тракта, неизменном режиме работы генератора и фиксированном положении антенн. Как видно, регистрируемые импульсы существенно отличаются как по форме, так и по амплитуде. Если определять мощность выходного излучения по калибровочной кривой, то рис. 2а, б, в и г соответствуют мощности порядка 300, 600, 230 и 150 МВт. Столь существенные различия в наблюдаемых импульсах типичны для экспериментов с релятивистскими генераторами и, очевидно, приводят к необходимости использования сложных методов обработки экспериментальных результатов, построенных, например, на основе

* goihman@appl.sci-nnov.ru

эквивалентных схем. Последним и посвящена данная статья.

При самосогласованном описании работы резистивного СВЧ датчика свойства полупроводникового элемента хорошо моделируются последовательно соединёнными нелинейным резистором R_g и линейной индуктивностью L_g , включающей как внешнюю, так и внутреннюю части; последняя моделирует и зависимость толщины скин-слоя от частоты. Вольт-амперную характеристику (ВАХ)

$$J = J(U) \quad (1)$$

резистора R_g в большинстве практически интересных случаев можно аппроксимировать функцией [1]

$$J_v = \arctg U_v, \quad (2)$$

а в ограниченной области $|U_v| < 1$ и более простым выражением

$$J_v = U_v - \frac{1}{3} U_v^3. \quad (3)$$

При необходимости можно экспериментально уточнить ВАХ (2) и зависимость индуктивности L_g от тока, используя построенные далее эквивалентные схемы. В (1)–(3) приняты обозначения: J — полный ток,

$$J_v = \frac{R_{g0} J}{U_{cr}} \quad (4)$$

— нормированный ток, протекающий через полупроводниковый элемент, который имеет на низких частотах и малых напряжениях ($|U_v| \ll 1$) сопротивление R_{g0} между точками подключения, U — напряжение, U_{cr} — критическое напряжение, которое зависит как от свойств материала, так и от формы и способа подключения полупроводникового элемента, $U_v = U/U_{cr}$ — нормированное напряжение.

Если индуктивность L_g и все внешние по отношению к резистору R_g цепи детектора считать линейными, то напряжение U_v удобно представить в виде ряда

$$U_v = U_{0,0} - Z_0[J_0] + \operatorname{Re} \sum_{n=1}^{\infty} (U_{n,0} - Z_n J_n) \exp(in\omega t). \quad (5)$$

Здесь $Z_0[J_0]$ — нормированный на R_{g0} линейный оператор сопротивления низкочастотной части внешней цепи, связывающий медленно изменяющиеся во времени t ток J_0 и напряжение U_0 , Z_n — нормированный комплекснозначный оператор импеданса внешней цепи, соответствующий частоте $n\omega$, который в случае медленно меняющихся функций J_0 , $U_{n,0}$, J_n и слабой частотной

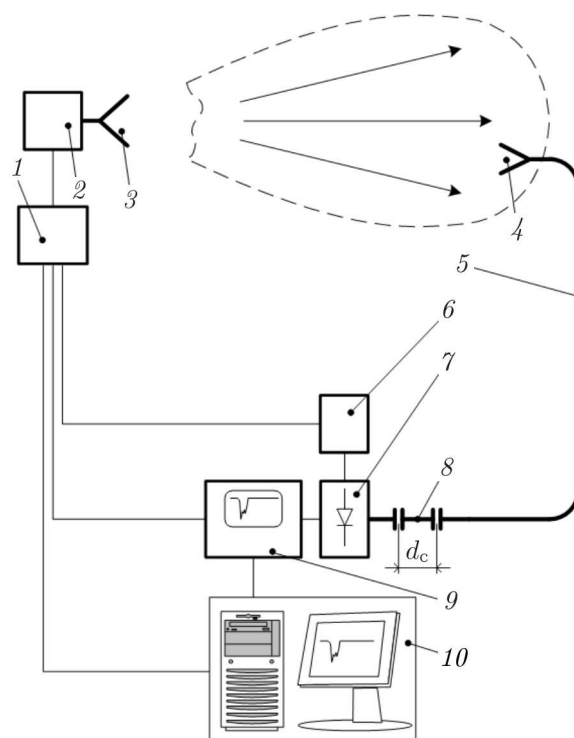


Рис. 1. Упрощённая схема измерения параметров выходного излучения мощного релятивистского СВЧ генератора: 1 — блок управления, 2 — исследуемый СВЧ генератор, 3 — излучающая антенна, 4 — приёмная антенна, 5 — волноводный тракт, 6 — управляемый блок питания детектора, 7 — полупроводниковый детектор на горячих носителях, 8 — сменный отрезок волновода, 9 — осциллограф, 10 — блок регистрации и хранения полученной информации; штриховой линией условно изображена диаграмма направленности излучающей антенны 3

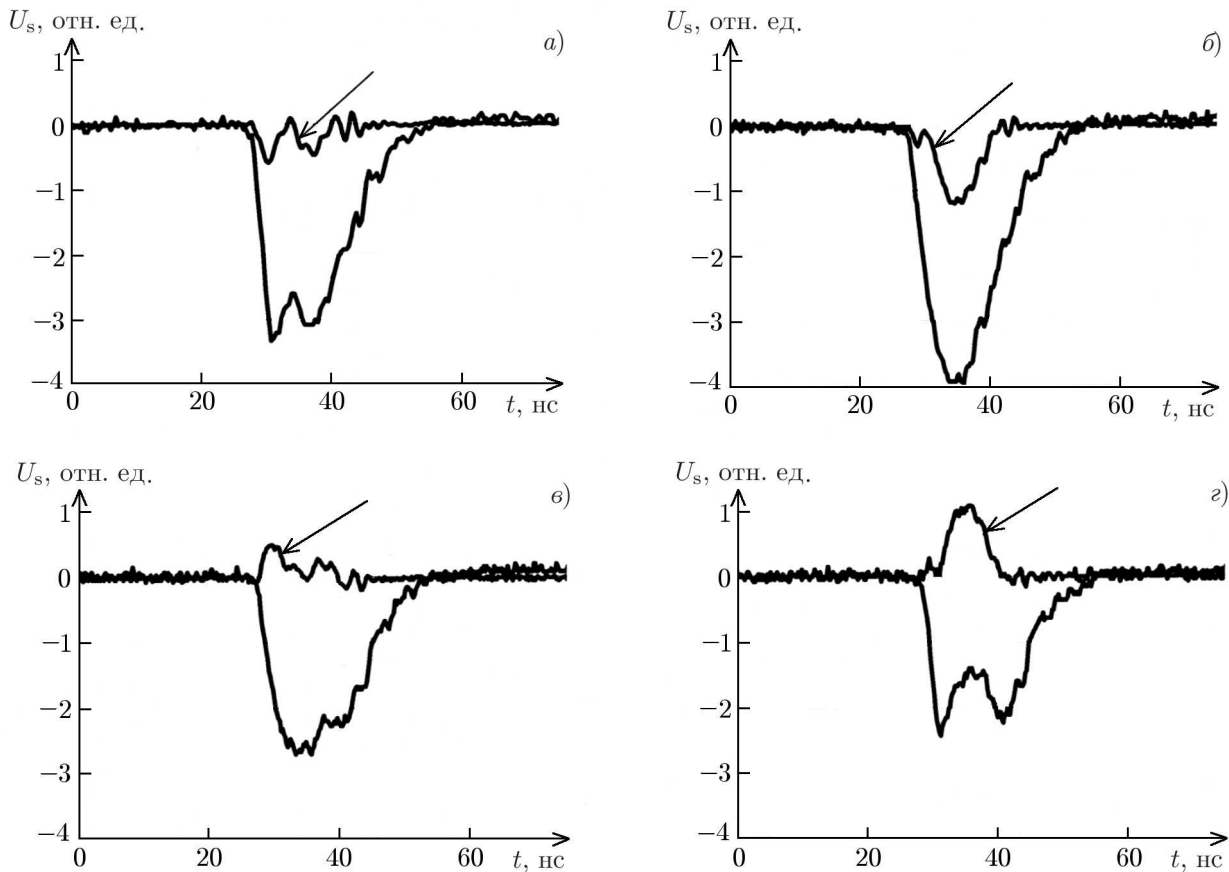


Рис. 2. Осциллограммы импульсов на выходе детектора при разной длине сменной секции в приёмном волноводном тракте (d_c на рис. 1): $d_c = 0$ (а), $d_c = 2$ см (б), $d_c = 4$ см (в), $d_c = 6$ см (г); стрелками отмечены осциллограммы сигналов ошибок, полученные при отключении питания детектора

зависимости элементов внешней цепи на ширине полосы сигнала $\Delta\omega$ может быть заменён комплексным импедансом,

$$J_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} J_v(U_v) d(\omega t) \quad (6)$$

— низкочастотная часть тока детектора, причём для некоторых схем более удобным является выражение

$$J_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} J_v(U_v) d(\omega t) - J_v(U_{00}); \quad J_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} J_v(U_v) \exp(-in\omega t) d(\omega t) \quad (7)$$

— комплексная амплитуда n -й гармоники тока, $U_{0,0}$ — постоянное напряжение источника питания детектора, $U_{n,0}$ — комплексные амплитуды напряжения внешних высокочастотных сигналов, все величины $U_{0,0}$ и $U_{n,0}$ нормированы на U_{cr} .

Полученная самосогласованная система уравнений (1) и (5)–(7) позволяет корректно вычислить ток J_0 по заданным $U_{n,0}$, который, в свою очередь, можно использовать для вычисления сигнала

$$U_s = Z_s[J_0] \quad (8)$$

на выходе детектора. Как следует из структуры уравнений, форма детектированного сигнала $U_s(t)$ зависит от свойств внешней цепи как на низких частотах, так и на частотах, близких к $n\omega$, даже если в спектре внешнего сигнала высшие гармонические составляющие отсутствуют. Можно также сделать вывод, что восстановление огибающей функции входного высокочастотного сигнала по осциллограмме импульса с детектора и калибровочной кривой не вполне корректная задача. Более правильным является решение обратной задачи для системы (1) и (5)–(7), т. е. вычисление функции $U_{1,0}(t)$ по заданным ω , $U_s(t)$ и $U_{n,0}(t)$ для $n > 1$.

С целью пояснения и конкретизации полученных общих соотношений рассмотрим простейший коаксиальный СВЧ детектор, эквивалентная схема которого на сосредоточенных элементах приведена на рис. 3а. На этой схеме детектор с полупроводниковым элементом (R_g, L_g) подсоединён к длинной линии с волновым сопротивлением R_w , по которой подаётся импульсный радиосигнал с амплитудами гармонических составляющих U_n ($n = 1, 2, \dots$). Все величины и параметры предполагаются нормированными как указано выше. Для согласования линии в схему можно включить дополнительный резистор R_h . Элементы C_f и L_f разделяют низко- и высокочастотную части схемы, U_0 и L_0 — соответственно источник постоянного напряжения и дроссель, выполняющий функцию генератора тока $J_{0,0}$, C_0 и R_0 — элементы выходной цепи.

Идеализируя фильтрующие свойства элементов C_f и L_f , а также дросселя L_0 , эквивалентную схему можно преобразовать к более удобному для анализа виду (см. рис. 3б). В принципиальную схему включены фильтры F_n , каждый из которых имеет нулевое сопротивление в полосе ($\omega_n - \Delta\omega, \omega_n + \Delta\omega$) и бесконечно большое сопротивление вне этой полосы.

Если высшие гармонические составляющие в радиосигнале не учитывать и считать C_0 достаточно большой величиной, а R_w — малой ($R_w \ll 1$), то напряжение на резисторе R_g представимо в простом виде

$$U_v = U_{0,0} - R_0 J_0 + 2U_1 \cos(\omega t), \quad (9)$$

где величина $U_{0,0}$ определяется из вольт-амперной характеристики

$$J_{0,0} = J_v(U_{0,0}) \approx U_{0,0} - \frac{1}{3} U_{0,0}^3. \quad (10)$$

В этих условиях через выходное сопротивление R_0 согласно (3) протекает ток

$$J_0 = -R_0 J_0 + U_{0,0}^2 R_0 J_0 - U_{0,0} R_0^2 J_0^2 + \frac{1}{3} R_0^3 J_0^3 - \frac{1}{2} U_{0,0} (2U_1)^2 + \frac{1}{2} R_0 J_0 (2U_1)^2, \quad (11)$$

который при малом R_0 ($R_0 \ll 1$) примерно равен

$$J_0 \approx -\frac{1}{2} U_{0,0} (2U_1)^2 \quad (12)$$

и пропорционален мощности входного излучения и напряжению так называемой «подставки»¹ U_p ($U_p \approx U_0$). Соответственно, выходной сигнал

$$U_s \equiv -R_0 J_0 \approx \frac{1}{2} U_{0,0} (2U_1)^2 R_0 \quad (13)$$

и напряжение «подставки» имеют одну и ту же полярность.

В рассматриваемом режиме на нелинейном резисторе R_g возбуждается ток второй гармоники с достаточно большой амплитудой:

$$J_2 \cos(2\omega t + \phi_J) = -\frac{1}{2} (U_{0,0} - R_0 J_0) (2U_1)^2 \cos(2\omega t), \quad (14)$$

¹ Под напряжение «подставки» здесь понимается напряжение источника питания детектора.

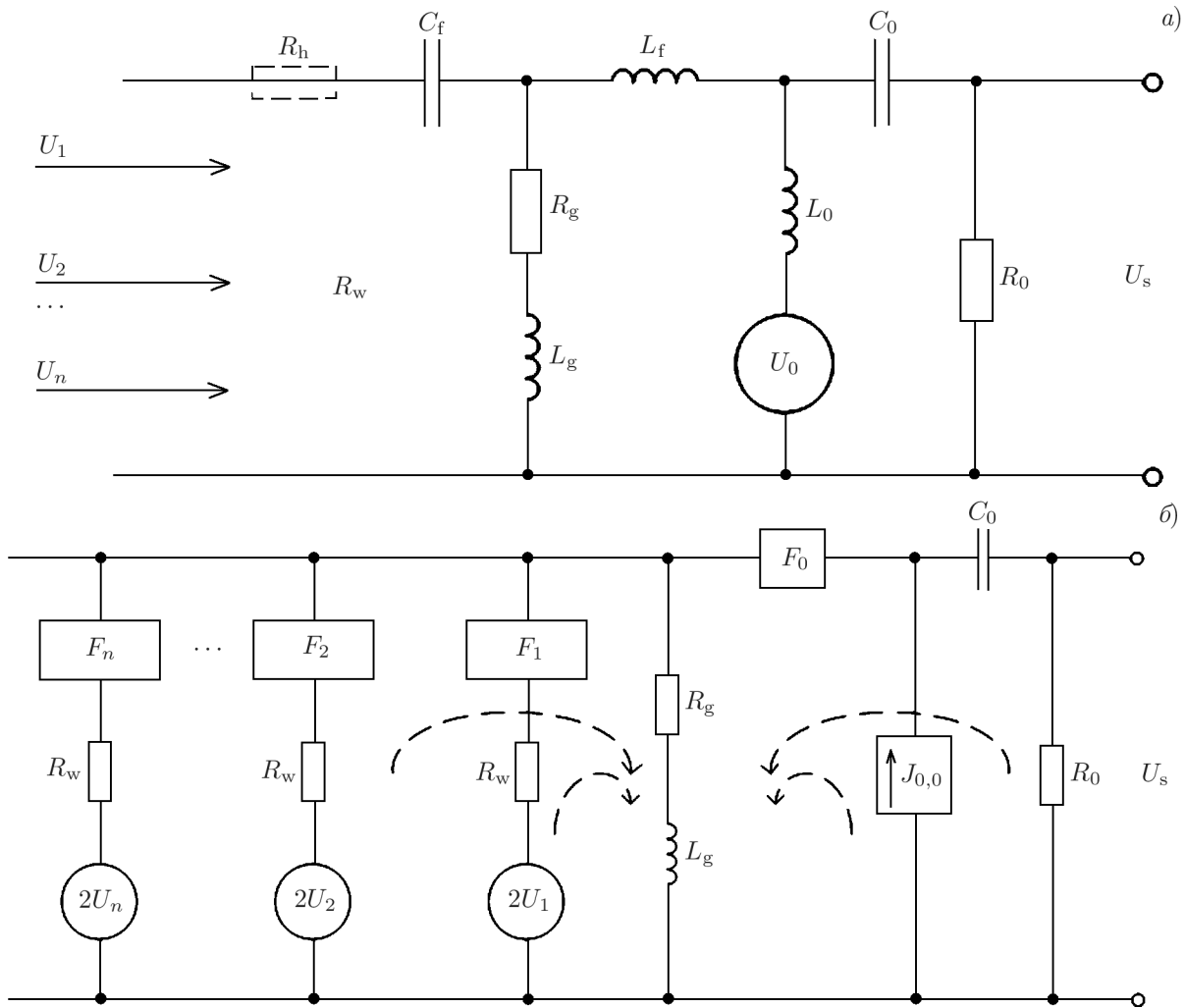


Рис. 3. Упрощённые эквивалентная (а) и принципиальная (б) схемы коаксиального СВЧ детектора на горячих носителях

где ϕ_J — фаза тока, но из-за принятого условия $R_w \ll 1$ он не влияет на формирование выходного импульса.

Если для упрощения учесть падение напряжения на элементах внешней цепи только для второй гармоники тока, то имеем

$$U_v \approx U_{0,0} + 2U_1 \cos(\omega t) + 2U_2 \cos(2\omega t + \phi_U) - R_2 J_2 \cos(2\omega t + \phi_J), \quad (15)$$

а ток через выходное сопротивление R_0

$$J_0 \approx -\frac{1}{2} U_{0,0} (2U_1)^2 - \frac{1}{4} (2U_1)^2 (2U_2 \cos \phi_U - R_2 J_2 \cos \phi_J) \quad (16)$$

и выходной сигнал $U_s \equiv -R_0 J_0$ зависят как от амплитуды U_2 и фазы ϕ_U второй гармоники входного излучения, так и от тока

$$J_2 \cos(2\omega t + \phi_J) = -\frac{1}{2} U_{0,0} (2U_1)^2 \cos(2\omega t) - \frac{1}{2} (2U_1)^2 2U_2 \cos(2\omega t + \phi_U) + \frac{1}{2} (2U_1)^2 R_2 J_2 \cos(2\omega t + \phi_J), \quad (17)$$

фаза ϕ_J которого зависит от импеданса внешней цепи на частотах, близких к 2ω .

Таким образом, предложена эквивалентная схема полупроводникового датчика на горячих носителях, позволяющая построить корректную схему расчётов основных процессов преобразования спектров сигналов и их фильтрации, а также рассмотреть вопросы, связанные с включением детектора в измерительную цепь. В качестве примера на основе предложенной схемы проанализированы режимы работы коаксиального детектора и, в частности, рассмотрены возможные источники ошибок измерений, связанных как с наличием высших гармоник в спектре регистрируемого датчиком излучения, так и с частотной зависимостью элементов его электродинамической системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Денис В., Паужа А., Пожела Ю. и др. Электроны в полупроводниках. Ч. 2. Резистивные датчики и преобразователи импульсных СВЧ сигналов. Вильнюс: Мокслас, 1980. С. 9.
2. Белоусов В. И., Зеленцов В. И., Офицеров М. М. и др. // Релятивистская высокочастотная электроника. Горький: ИПФ АН СССР, 1979. С. 275.
3. Климов А. И. // ПТЭ. 1999. № 6. С. 86.
4. Dagys M., Kancleris Z, Simniskis R., et al. // IEEE Anten. Propag. Magazine. 2001. V. 43. No. 5. P. 64.
5. Гойхман М. Б., Ковалёв Н. Ф., Колганов Н. Г., Палицин А. В. // Письма в ЖТФ. 2004. Т. 30, № 12. С. 28.

Поступила в редакцию 1 декабря 2015 г.; принята в печать 21 сентября 2016 г.

EQUIVALENT SCHEMES OF A RESISTIVE HOT-CARRIER SENSOR FOR MEASUREMENTS OF THE PARAMETERS OF OUTPUT RADIATION OF RELATIVISTIC MICROWAVE GENERATORS

M. B. Goykhman, A. V. Gromov, N. F. Kovalev, and A. V. Palitsin

We have developed equivalent schemes of high-frequency hot-carrier detectors, which allow one to measure the parameters of output radiation of relativistic microwave generators with higher accuracy, as well as to solve the problems of optimization of the design of such detectors and the ways of connecting them into external circuits.