

Нелинейный анализ смесителей миллиметрового диапазона на диодах с барьером Шоттки

В. И. Подъячий, Д. В. Подъячий, В. М. Шульга

*Радиоастрономический институт НАН Украины,
ул. Краснознаменная, 4, г. Харьков, 61002, Украина
E-mail: pidyachiy@yandex.ru*

Статья поступила в редакцию 5 декабря 2005 г.

Разработана методика расчета передаточных характеристик смесителя миллиметрового диапазона на диодах с барьером Шоттки (ДБШ), основанная на методе эквивалентных схем. Построена эквивалентная схема смесителя, которая с достаточной для практического применения точностью описывает процессы, происходящие в реальных конструкциях смесителей миллиметрового диапазона. Это подтверждено на примере смесителя 3-мм диапазона посредством сравнения расчетных и экспериментальных зависимостей выпрямленного тока смесителя от частоты гетеродина. Предложенная модель смесителя миллиметрового диапазона позволяет рассчитать для конкретно используемого ДБШ предельно достижимые потери преобразования и условия их реализации (мощность гетеродина, напряжение смещения, рабочий ток, импедансы нагрузок по входу и выходу, параметры элементов электродинамической системы смесительной камеры и др.). С помощью предложенной методики рассчитаны передаточные и импедансные характеристики нескольких типов ДБШ, что позволило отобрать оптимальный диод для работы в 3-мм диапазоне. Для этого диода в разработанной смесительной камере 3-мм диапазона на частоте гетеродина 100 ГГц измерены оптимальные потери преобразования и рабочие характеристики (напряжение смещения и ток диода) в зависимости от мощности накачки. Сравнение измеренных и рассчитанных по предложенной методике характеристик смесительного диода показало хорошее их согласие.

Введение

Для расчета передаточных характеристик смесителя на полупроводниковых диодах необходимо решить нелинейную задачу, т. е. определить временную зависимость проводимости диода $g(t)$ при воздействии на него сильного сигнала (гетеродина). Решению этой задачи посвящено множество работ, появившихся в печати за последние несколько десятилетий [1-12]. Актуальность ее сохраняется и в настоящее время, когда в распоряжении разработчиков смесителей

миллиметрового диапазона появились высокочастотные диоды с барьером Шоттки (ДБШ) с потенциально низким уровнем потерь преобразования, порядка 1 дБ в двухполосном (DSB) режиме работы. Для того чтобы получить на практике такие низкие потери преобразования диода, необходимо как можно точнее знать условия их реализации в конкретной смесительной камере (величины нагрузок диода по входу и выходу; параметры элементов электродинамической системы камеры; рабочие параметры смесителя – мощность гетеродина, напряжение

смещения; ток диода и т. д.). Ответы на поставленные вопросы дает решение нелинейной задачи для конкретно используемого ДБШ, что существенно облегчает разработку смесителя миллиметрового диапазона с низким уровнем потерь преобразования.

В литературе описаны различные подходы к проведению нелинейного анализа смесителя на полупроводниковых диодах. Первоначально предполагалась синусоидальная форма напряжения на диоде, что возможно лишь при условии, когда его внешняя цепь закорочена для всех гармоник гетеродина, кроме первой [1]. Впоследствии от этого далекого от практики предположения отказались и в расчетах начали учитывать влияние параметров смесительной камеры на форму импульсов напряжения и тока диода [2, 3]. С развитием вычислительной техники учет влияния внешней цепи смесительного диода становился все более полным: в расчетные программы вводились нагрузочные импедансы диода для гармоник гетеродина высшего порядка [4-6]. В конечном итоге была создана программа для ЭВМ [7], которой пользуются многие разработчики смесителей миллиметрового диапазона на ДБШ [8, 9]. Эта программа, учитывающая заданное число гармоник гетеродина, основана на предложенном Керром методе отраженных волн [10], который требует знания величин нагрузок диода для используемых в расчете гармоник гетеродина. Импедансы внешней цепи диода на высших гармониках обычно рассчитываются или измеряются на низкочастотных моделях смесительной камеры [10, 11]. Но в обоих случаях трудности определения импедансов возрастают с ростом номера используемой гармоники [12]. Учитывая это, а также имеющиеся в литературе подтверждения [8] того, что гармоники выше второго порядка оказывают слабое влияние на характеристики смесителя, в нашей работе для определения формы импульса проводимости диода мы воспользовались методом определения формы импульса проводимости диода во временной области [3, 12]. Решение численным методом системы дифференциальных уравне-

ний (ДУ), описывающей напряжения и токи в построенной эквивалентной схеме смесителя, дает значения последних в большом количестве точек за период гетеродина. Это позволяет определить форму импульса проводимости конкретного используемого в смесителе диода и в конечном итоге его передаточные характеристики.

В отличие от [3] в нашей работе предложена эквивалентная схема смесителя миллиметрового диапазона на ДБШ, более полно учитывающая влияние внешней цепи нелинейного элемента на характеристики смесителя. В предложенной схеме смесительной камеры отсутствуют дополнительные элементы, искусственно вводимые в некоторых работах, например [12], для повышения устойчивости численных решений нелинейной задачи. Построенная схема позволяет просто и быстро, как и в эксперименте, изменением напряжения смещения и реактивности короткозамыкающего (КЗ) поршня оптимизировать режим работы смесителя при исследовании его характеристик в широком диапазоне частот и мощностей гетеродина. Адекватность эквивалентной схемы разработанным смесительным камерам на ДБШ проверена в 3-мм диапазоне посредством сравнения расчетных и измеренных в широкой полосе частот значений выпрямленного тока смесителя при фиксированной мощности гетеродина. Выпрямленный ток смесителя, в отличие от других его характеристик (потери преобразования, импедансы нагрузок и т. д.), измеряется достаточно просто, и поэтому был выбран нами для сравнения с расчетом. Проведенные в 3-мм диапазоне подробные исследования частотных характеристик выпрямленного тока одного из разработанных смесителей показали хорошее совпадение расчетных и экспериментальных данных. Это позволяет использовать предложенную эквивалентную схему для описания, с достаточной для практического применения точностью, процессов, происходящих в экспериментальных образцах смесителей миллиметрового диапазона.

В основной части работы приведены результаты расчета передаточных и импедан-

сных характеристик нескольких типов ДБШ, из которых отобран оптимальный диод для работы в 3-мм диапазоне. Для этого диода в зависимости от мощности гетеродина рассчитаны предельно достижимые в разработанной смесительной камере 3-мм диапазона потери преобразования и условия их реализации (напряжение смещения и рабочий ток диода). Проведен сравнительный анализ полученных результатов и измеренных характеристик смесителя на частоте гетеродина 100 ГГц, который показал хорошее их согласие.

Эквивалентная схема смесителя для токов гетеродина

Адмиттанс внешней цепи диода γ_{12} , измеряемый в точках его включения (см. рис. 1), в широко используемой волноводной конструкции смесительной камеры, согласно [13], можно представить адмиттансом эквивалентной схемы, составленной из бесконечного числа параллельно включенных двухполюсников с импедансом Z_n :

$$\gamma_{12} = \sum_{n=0}^{\infty} Z_n^{-1} q_n^2, \quad (1)$$

$$Z_n = j\mathfrak{R}_0 \frac{1}{a_n} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{k^2 - k_n^2}{k \sqrt{k_n^2 + k_m^2 - k^2}} p_m^2, \quad (2)$$

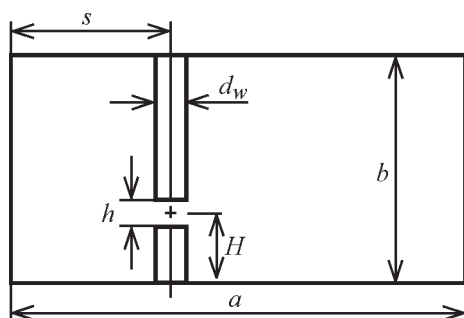


Рис. 1. Поперечное сечение волновода смесительной камеры. Место расположения диода в зазоре металлического стержня обозначено крестом

где $\omega = 2\pi f$, f – рабочая частота, c – скорость света в вакууме, ϵ_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума, μ_0 – магнитная проницаемость вакуума, $k = \frac{\omega}{c}$, $k_m = m \frac{\pi}{a}$, $k_n = n \frac{\pi}{b}$, $\mathfrak{R}_0 = \rho \frac{b}{a}$, a и b – ширина и высота волновода соответственно, $\rho = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0}$, $a_n = 1$ при $n = 0$ и $a_n = 2$ при $n \neq 0$.

Коэффициенты p_m и q_n характеризуют связь E , H -моды волновода с полем в зазоре проводника. Истинная конфигурация поля не рассчитывается, предполагается, что поле в зазоре однородно, а вне его равно нулю. При таком предположении

$$p_m^2 = \left(\frac{\sin^2 \phi_m}{\phi_m^2} \right) \sin^2 k_m s,$$

$$q_n^2 = \left(\frac{\sin^2 \phi_n}{\phi_n^2} \right) \cos^2 k_n H,$$

где $\phi_m = m \frac{\pi(1.8d_w)}{2a}$, $\phi_n = n \frac{\pi h}{2b}$, d_w – диаметр контактной иглы, H и s – расстояния от места включения диода до широкой и узкой стенок волновода соответственно, h – высота зазора между проводниками в волноводе, где включен диод (см. рис. 1).

Коэффициенты $\sin^2 \phi_{m,n} / \phi_{m,n}^2$ при малых значениях m и n близки к единице, но с увеличением m и n до значений, при которых $\phi_{m,n} \approx \pi$, быстро уменьшаются. Это дает возможность без большой погрешности заменить их ступенчатыми функциями $\theta(\pi - \phi_{m,n})$. Тогда при $s = a/2$ и $H = 0$ (наиболее распространенная на практике конфигурация смесительной камеры) в (1) остаются лишь члены с $q_n^2 = 1$ и в (2) – с $p_m^2 = 1$, а ряды обрываются на конечных значениях m и n . Выражение (1) получено для бесконечно длинного по обе стороны от штыря волновода. Если одно плечо волновода закоротить поршнем, то половина активной части γ_{12} заменится адмиттансом поршня $j\omega C_S$. Реактивные компоненты γ_{12} связаны с нераспространяющимися модами,

поэтому закорачивание одного из плеч волновода на расстоянии, превышающем $a/2$, не изменяет заметным образом их величины.

Параметры двухполюсников эквивалентной схемы

$$Z_n = R_n + j \left(\omega L_n - \frac{1}{\omega C_n} \right)$$

с учетом сказанного можно записать в виде:

$$R_n = 2\Re_0 \sum_{m=1}^{m_1} \frac{\omega p_m^2}{\sqrt{\omega^2 - \omega_{mn}^2}}, \quad (3)$$

$$\omega_{10} L_n = \frac{\omega_{10}^2}{\omega_{0n}^2} \frac{1}{\omega_{10} C_n} \equiv \Re_0 Q_n, \quad (4)$$

$$Q_n = \frac{1}{a_n} \sum_{m=m_1}^{\infty} \frac{\omega_{10} p_m^2}{\sqrt{\omega_{mn}^2 - \omega^2}}, \quad (5)$$

$$\omega_{mn} = \frac{\pi c}{a} \sqrt{m^2 + n^2 \frac{a^2}{b^2}},$$

m_1 определяется условием $\omega_{mn} < \omega$.

В стандартной полосе частот волновода ($1.3 \leq \omega/\omega_{10} \leq 1.9$) из всех значений R_n не равно нулю лишь $R_0 = 2\Re_0 / \sqrt{1 - (\omega_{10}/\omega)^2}$. В этом диапазоне

$$\omega L_n < \frac{1}{\omega C_n}, \quad (6)$$

так как даже при $n = 1$

$$\frac{\omega_{10}}{\omega_{0n}} = \frac{b}{na} \leq \frac{0.5}{n} < 1.$$

Неравенство (6) усиливается с ростом n и с понижением высоты волновода. Поэтому

для слабого (преобразуемого) сигнала все двухполюсники можно представить одной емкостью $C_\Sigma = \sum_{n=1}^{\infty} C_n$, что приводит к эквивалентной схеме, показанной на рис. 2, а, где jX_s – реактивная составляющая импеданса КЗ поршня.

Расчет токов гетеродина смесителя выполнен по эквивалентной схеме, показанной на рис. 2, б. Смесительный диод здесь представлен нелинейным сопротивлением $R_g(t) = 1/g(t) = V_0/I_{R_g}(t)$ (где $V_0 = \eta kT/q_e$ – параметр вольт-амперной характеристики (ВАХ) ДБШ, η – коэффициент неидеальности диода, k – постоянная Больцмана, T – физическая температура диода, q_e – заряд электрона) и паразитными параметрами (r_s – последовательное сопротивление и $C_g(t) = C_{j0} / \sqrt{1 - U_C(t)/\Phi}$ – емкость перехода ДБШ, где C_{j0} – емкость диода при нулевом смещении, Φ – высота барьера ДБШ). К схеме на рис. 2, а для замыкания цепи по постоянному току добавлена индуктивность L , достаточно большая (на порядок выше, чем L_0), чтобы не изменять заметно реакции C_s -шунта на токи основной частоты и ее гармоник. Высокочастот-

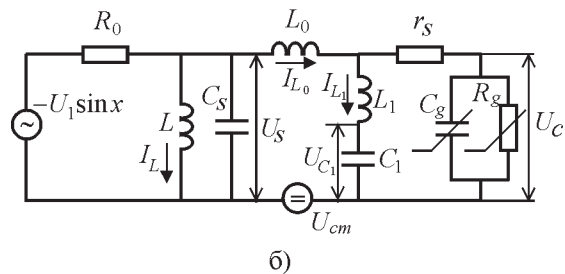
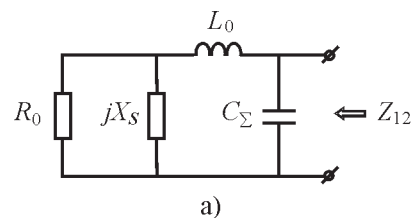


Рис. 2. Эквивалентная схема смесительной камеры: а) для слабого (преобразуемого) сигнала; б) для токов гетеродина

ные двухполосники Z_n представлены одним, наиболее сильно связанным со схемой двухполосником Z_1 . В этой схеме реакция КЗ поршня отражена емкостью C_s . При смене знака реактивности КЗ поршня в схеме на рис. 2, б C_s заменяется индуктивностью L_s , а в системе ДУ (7) первое уравнение для напряжения на емкости C_s заменяется уравнением для тока через индуктивность L_s . При расчетах смесителя в диапазоне частот и мощностей гетеродина в каждой новой точке работа смесителя оптимизировалась изменением напряжения смещения и реактивности КЗ поршня. При расчете частотных характеристик учитывалась также зависимость волнового сопротивления волновода от частоты.

Схему смесителя для токов гетеродина можно описать следующей системой дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \frac{dU_s}{dx} = -\frac{1}{\omega_{LO}R_0C_s} [U_s + U_1 \sin x + R_0(I_L + I_{L_0})], \\ \frac{dI_L}{dx} = \frac{1}{\omega_{LO}L} U_s, \\ \frac{dU_{C_1}}{dx} = \frac{1}{\omega_{LO}C_1} I_{L_1}, \\ \frac{dI_{L_1}}{dx} = \frac{1}{\omega_{LO}L_1} [U_C + r_s(I_{L_0} - I_{L_1}) - U_{C_1}], \\ \frac{dI_{L_0}}{dx} = \frac{1}{\omega_{LO}L_0} [U_s + U_{cm} - U_C - r_s(I_{L_0} - I_{L_1})], \\ \frac{dq}{dx} = \frac{1}{\omega_{LO}} (I_{L_0} - I_{L_1}) - \frac{I_B}{\omega_{LO}} e^{\frac{U_C - U_B}{V_0}}. \end{cases} \quad (7)$$

Здесь $x = \omega_{LO}t = 2\pi f_{LO}t$, f_{LO} – частота гетеродина.

Напряжение U_C на емкости диода имеет вид:

$$U_C = \Phi \left[1 - \left(1 - \frac{q}{2q_0} \right)^2 \right],$$

где $q_0 = C_{j0}\Phi$.

Значения тока I_B и напряжения U_B берутся из измеренной ВАХ используемого ДБШ.

Система ДУ (7) решалась с помощью программы “Mathematica 5”. Отсутствие в схеме элементов с большой постоянной времени позволило достичь установления процесса нелинейных колебаний в схеме за время в несколько (~ 10) периодов колебаний гетеродина.

В общем случае программа позволяла вычислять зависимости от времени токов, напряжений, проводимостей и емкости диода, а также их средние значения и амплитуды гармоник, в том числе рассчитывались зависимости среднего (выпрямленного) тока диода и его потери преобразования от мощности и частоты гетеродина. При этом настройка смесителя на оптимальный режим работы проводилась, как и в эксперименте, посредством изменения напряжения смещения и реактивности КЗ поршня.

Выпрямленный ток смесителя

Из всех расчетных характеристик смесителя среднее значение тока диода (выпрямленный ток) является практически единственной величиной, достаточно просто измеряемой в эксперименте. Поэтому проверка предложенной эквивалентной схемы смесителя была проведена в работе по частотным характеристикам выпрямленного тока смесительного диода. Расчет и измерения выполнены в 3-мм диапазоне. Волновое сопротивление волновода рассчитывалось для каждой точки частотного диапазона отдельно по формуле (3). Значения реактивных параметров (L_0 , L_1 , C_1) эквивалентной схемы, представленной на рис. 2, б, определены из выражений (4) и (5). Для этого предварительно по методике, описанной в [12], осуществлен переход от суммы к интегралу с последующим интегрированием, что в конечном итоге позволило получить следующие выражения для этих параметров:

$$L_0 = 0.2b \ln \frac{a}{3d_w}, \quad L_n = 0.1b \ln \frac{a}{nd_w},$$

$$C_n = 11.3b \frac{1}{\ln \frac{2b}{nd_w}} \frac{1}{n^2}.$$

Здесь b дано в миллиметрах, а L_0 , L_n и C_n – в наногенри и фемтофарадах.

Следует отметить, что в рабочем режиме смесителя реактивность внешней цепи ДБШ должна быть индуктивной для компенсации емкости диода. Это условие реализуется практически только в смесительной камере с пониженной в несколько раз (как минимум в 2 раза) высотой волновода, что подтверждают результаты работы [13] и многих других. В этом случае контактная игла в точке включения диода представляет собой индуктивный элемент, т. к. ее длина, равная высоте волновода, становится меньше $\lambda/4$. Тогда в эквивалентной схеме игла может быть представлена сосредоточенной индуктивностью, а вся внешняя цепь диода – схемами, показанными на рис. 2.

Расчеты в работе проводились для смесительной камеры с пониженной в 4 раза высотой волновода ($b = 0.3$ мм, $d_w = 0.02$ мм). Эксперименты выполнены на полновысотной камере, т. к. в ней реализованы более низкие затухания во входной цепи смесителя по сравнению с камерами с пониженной высотой волновода [14], что существенно для чистоты эксперимента. Эквивалентная схема полновысотной камеры [15, 16] более сложная, чем представленные на рис. 2. Несмотря на это, правомерность использования этой камеры обоснована, потому что, как показали наши эксперименты [14], и длина контактной иглы, и нагрузки диода, реализуемые в ней, близки к тем, что получены в камерах с пониженной высотой волновода. Собственные параметры диода, взятые для расчета ($r_s = 3.5$ Ом, $C_{j0} = 10$ фФ, $\Phi = 0.9$ В, $V_0 = 30$ мВ, $I_B = 1$ мА при $V_B = 0.8$ В), соответствуют параметрам

использованных в эксперименте ДБШ (Д1), которые изготовлены в НИИПП (Томск, Россия).

На рис. 3, а представлены расчетные ($L_0 = 0.225$ нГн) и экспериментальные зависимости выпрямленного тока смесителя от частоты гетеродина при фиксированной мощности накачки и нулевом напряжении смещения. В каждой частотной точке в расчете по аналогии с экспериментом смеситель настраивался на максимум тока посредством изменения реактивности КЗ поршня (на графике стрелками отмечены расчетные частоты и соответствующие им оптимальные значения C_S и L_S). Как видно из рисунка, при выбранной длине контактной иглы максимум тока смесителя реализуется на частоте 107.5 ГГц. Расчет показывает, что при снижении частоты оптимальное значение емкостной реактивности КЗ поршня уменьшается, и на частотах, близких к 96 ГГц, для получения максимума тока смесителя требуется смена знака реактивности КЗ поршня. В точке смены знака реактивности короткозамыкателя в расчете требуется или $C_S \rightarrow 0$, или $L_S \rightarrow \infty$. Это соответствует расположению КЗ поршня в волноводе на расстоянии $n \frac{\lambda}{4}$ от диода, где $n = 1, 3, \dots$, что и подтвердилось в эксперименте. Небольшие расхождения экспериментальных и расчетных данных на краях частотного диапазона объясняются более узкой полосой рабочих частот полновысотной смесительной камеры, использованной в эксперименте, по сравнению с камерами пониженной высоты [14, 15]. Изменением длины контактной иглы смеситель настраивается на максимум выпрямленного тока на другой частоте гетеродина, вместе с этим перемещается по частотной шкале и точка смены знака реактивности КЗ поршня (см. рис. 3, б).

Таким образом, исследования выпрямленного тока смесителя 3-мм диапазона показали хорошее согласие результатов расчета и эксперимента. Это подтверждает адекватность построенной модели смесителя на ДБШ разработанной смесительной камере.

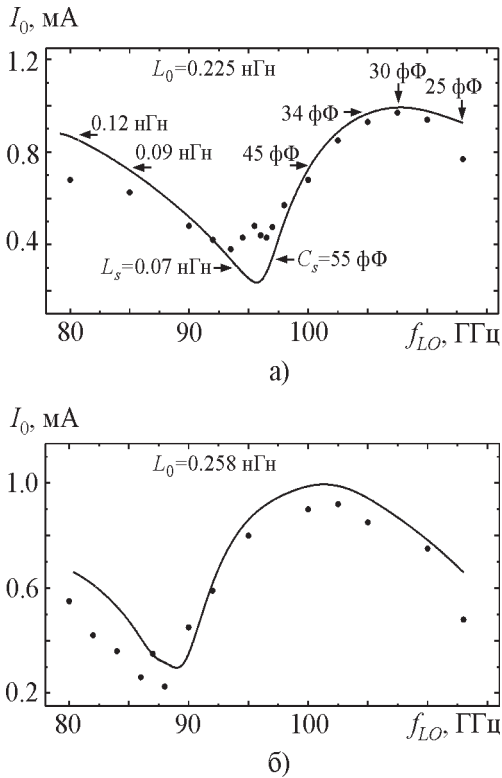


Рис. 3. Расчетные (—) и экспериментальные (•••) зависимости выпрямленного тока смесителя I_0 от частоты гетеродина при фиксированной мощности накачки ($P_{LO} = 1$ мВт, $U_{см} = 0$ В) для диода Д1 с $r_s = 3.5$ Ом и $C_{j0} = 10$ фФ: а) $L_0 = 0.225$ нГн, стрелками отмечены расчетные частоты и соответствующие им оптимальные значения C_s и L_s ; б) $L_0 = 0.258$ нГн

Передаточные характеристики смесителя

В миллиметровом диапазоне длин волн влияние паразитных параметров ДБШ на характеристики смесителя растет. Поэтому для практических целей более важным становится расчет передаточных характеристик диода в целом с учетом его паразитных параметров. Можно показать, что для диодов с высокой добротностью ($Q_d = f_c / f_s$, где f_s – частота сигнала и $f_c = \frac{1}{2\pi r_s C_{j0}}$ – критическая частота диода) выражение проводимости с учетом паразитных параметров имеет следующий вид:

$$\tilde{y}(t) = \frac{1}{r_s + \frac{1}{g(t) + j\omega C_g(t)}} \approx \frac{g(t) + \frac{1}{r_s} [g^2(t)r_s^2 + \omega^2 r_s^2 C_g^2(t)] + j\omega C_g(t)}{[1 + r_s g(t)]^2} =$$

$$= g_0 + 2g_1 \cos(\omega t + \phi_1) + 2g_2 \cos(\omega t + \phi_2) + \dots + j[\omega C_{g_0} + 2\omega C_{g_1} \cos(\omega t + \theta_1) + 2\omega C_{g_2} \cos(\omega t + \theta_2) + \dots].$$

Постоянная составляющая емкости компенсируется реактивностью камеры, остальные компоненты определяют матрицу проводимости смесителя. Потери преобразования в двухполосном режиме работы L_d^{DSB} и необходимые для их реализации нагрузки диода по входу на частоте сигнала $R_{вх}$ и выходу на промежуточной частоте $R_{вых}$ отыскиваются так же, как и для идеального смесителя из известных выражений [1,2]:

$$L_d^{DSB} = \frac{(1 + \sqrt{1 - \chi})^2}{\chi},$$

$$R_{вх} = \frac{1}{(g_0 + g_2)\sqrt{1 - \chi}}, \quad R_{вых} = \frac{1}{g_0\sqrt{1 - \chi}},$$

где $\chi = \frac{2\alpha_1^2}{1 + \alpha_2}$, $\alpha_1 = g_1/g_0$, $\alpha_2 = g_2/g_0$.

На рис. 4, а представлены рассчитанные по описанной методике на частоте гетеродина 100 ГГц минимальные потери преобразования использованного нами в эксперименте смесительного диода Д1 ($r_s = 3.5$ Ом, $C_{j0} = 10$ фФ) в зависимости от мощности гетеродина (Д1, min). При каждом значении P_{LO} работа смесителя оптимизировалась, как и в эксперименте, изменением напряжения смещения и реактивности КЗ поршня.

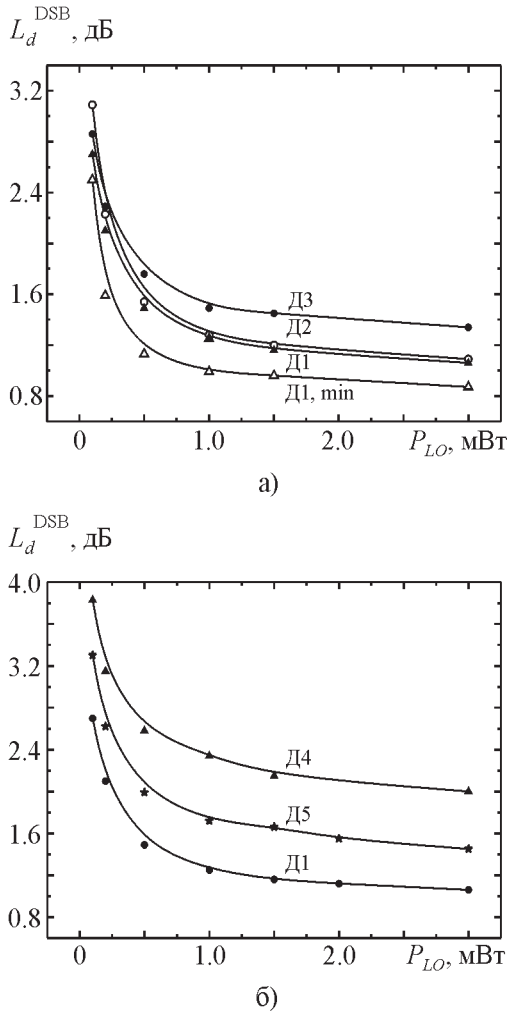


Рис. 4. Расчетные зависимости потерь преобразования диода от мощности гетеродина ($f_{LO} = 100$ ГГц): а) реальный диод Д1 ($r_s = 3.5$ Ом, $C_{j0} = 10$ фФ), “виртуальные” диоды Д2 ($r_s = 1.8$ Ом, $C_{j0} = 20$ фФ) и Д3 ($r_s = 5.8$ Ом, $C_{j0} = 6$ фФ); б) реальные диоды Д1, Д4 ($r_s = 15$ Ом, $C_{j0} = 6$ фФ) и Д5 ($r_s = 8$ Ом, $C_{j0} = 3$ фФ)

Из рисунка видно, что при мощностях гетеродина больше 1 мВт потери преобразования диода не превышают 1 дБ. Но, как показывает расчет, для реализации таких потерь требуются достаточно высокоомные нагрузки диода, например, при 1 мВт $R_{вх}$ и $R_{вых}$ должны быть порядка 400 и 700 Ом соответственно (см. рис. 5), что очень трудно, если вообще возможно, реализовать в смесительных камерах волноводного типа. Эта пробле-

ма требует отдельного анализа, выходящего за рамки нашей работы. Здесь мы лишь отметим, что многочисленные публикации, посвященные смесителям миллиметрового диапазона на ДБШ [8, 14, 16, 17], свидетельствуют о том, что нагрузки диода, реализованные на практике в смесительных камерах не превышают 200 и 300 Ом по входу и выходу соответственно. Поэтому далее в работе анализируются только потери преобразования, рассчитанные для нагрузок диода $R_{вх} \sim 200$ Ом и $R_{вых} \sim 300$ Ом (все расчетные зависимости $L_d^{DSB}(P_{LO})$, приведенные на рисунках, также построены для этого уровня нагрузок, кроме одной кривой Д1, min). Для такого уровня нагрузок рассчитанные значения потерь преобразования диода Д1, как видно из рис. 4, а (Д1), превышают минимальные значения не более чем на 0.2 дБ. На этом же рисунке приведены расчетные потери преобразования двух “виртуальных” ДБШ, Д2 и Д3, имеющих такую же добротность, как и используемый в эксперименте диод ($Q_d \sim 40$), но с большей и меньшей емкостью барьера соответственно. Как видно из рис. 4, а, при низких уровнях мощности гетеродина к кривой потерь Д1 приближается кривая Д3 (ДБШ с меньшей емкостью), при высоких – кривая Д2 (ДБШ с большей

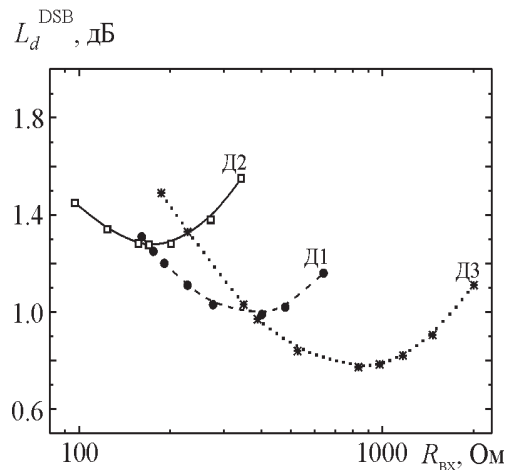


Рис. 5. Расчетные зависимости потерь преобразования диода от входной нагрузки ($f_{LO} = 100$ ГГц, $P_{LO} = 1$ мВт): Д1 ($r_s = 3.5$ Ом, $C_{j0} = 10$ фФ), Д2 ($r_s = 1.8$ Ом, $C_{j0} = 20$ фФ) и Д3 ($r_s = 5.8$ Ом, $C_{j0} = 6$ фФ)

емкостью). При мощностях больше 0.5 мВт потери диода Д2 практически совпадают с потерями диода Д1. Это объясняется тем, что потери диода с емкостью в 20 фФ, представленные на рис. 4, а, практически являются минимально достижимыми для данного типа ДБШ. Другими словами, уровень нагрузок по входу ~200 Ом для диода Д2 является оптимальным по потерям преобразования (см. рис. 5).

При использовании на практике диодов с большой емкостью необходимо учитывать все их плюсы и минусы. Эти диоды проще изготовить, они более надежны в работе, но с другой стороны, для сохранения их высокой добротности необходимо реализовать достаточно низкие значения последовательного сопротивления диода, что весьма не просто. Кроме этого, усложняется решение проблемы широкополосного согласования смесителя на диоде с большой емкостью. Тем не менее с переходом в субмиллиметровый диапазон весьма острой остается проблема изготовления ДБШ с низким значением емкости. Полученный в расчете результат для диодов с большой емкостью позволяет надеяться на снижение остроты этой проблемы с ростом частоты, если для решения какой-либо конкретной задачи широкая полоса рабочих частот смесителя не требуется.

На рис. 4, б представлены расчетные характеристики имеющихся в нашем распоряжении еще двух типов ДБШ с различными добротностями Д4 ($r_s = 15$ Ом, $C_{j0} = 6$ фФ) и Д5 ($r_s = 8$ Ом, $C_{j0} = 3$ фФ). Здесь же для сравнения приведены характеристики диода Д1, показанные на рис. 4, а. Диод с наименьшей добротностью Д4, как и ожидалось, имеет наихудшие передаточные характеристики. Диод с наибольшей добротностью Д5, разработанный для субмиллиметрового диапазона в Университете штата Вирджиния (США), как видно из расчета, также показывает худшие характеристики по сравнению с диодом Д1. Поэтому мы остановили свой выбор на ДБШ с $r_s = 3.5$ Ом и $C_{j0} = 10$ фФ для применения на практике в смесителях маломощных приемников 3-мм диапазона [14, 18].

На рис. 6, а приведена зависимость DSB шумовой температуры от мощности гете-

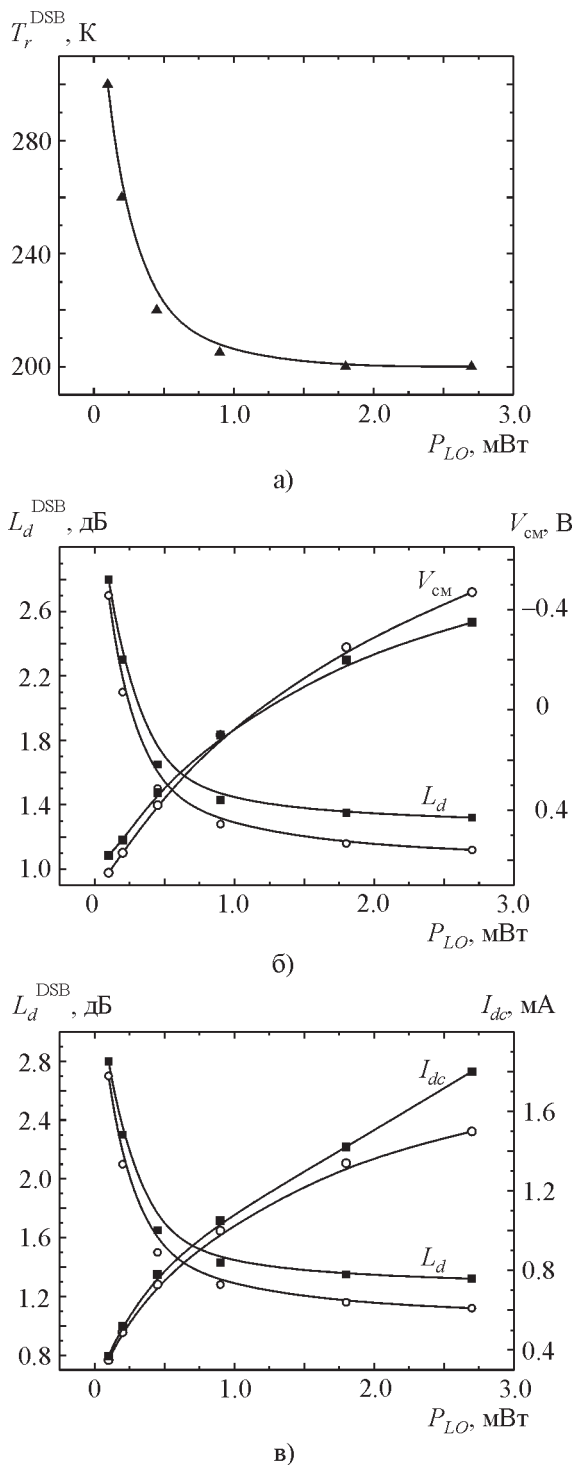


Рис. 6. Характеристики приемника 3-мм диапазона со смесителем на диоде Д1: а) зависимость DSB шумовой температуры приемника от мощности гетеродина ($f_{LO} = 100$ ГГц, $T_{ПЧ} = 25$ К, $f_{ПЧ} = 1.5$ ГГц); б) DSB потери преобразования и напряжение смещения диода (—○— расчет, —■— эксперимент); в) DSB потери преобразования и ток диода (—○— расчет, —■— эксперимент)

родина одного из разработанных нами приемников [14], измеренная Y-методом с 1.5 ГГц УПЧ ($T_{\text{шч}} = 25 \text{ К}$ [19]) на частоте гетеродина 100 ГГц. В качестве смесителя использовалась полновысотная камера, частотная характеристика выпрямленного тока которой представлена на рис. 3, б.

По стандартной методике [14, 18] при известной зависимости шумовой температуры смесительного диода от мощности гетеродина [20] были определены потери преобразования использованного в приемнике ДБШ в зависимости от мощности накачки. Эта характеристика приведена на рис. 6, б и в вместе с расчетной кривой. Там же для каждого значения мощности гетеродина приведены оптимальные рабочие параметры смесителя, напряжение смещения (рис. 6, б) и ток диода (рис. 6, в). Видно достаточно хорошее согласие расчетных и экспериментальных кривых. Некоторое отличие измеренных потерь преобразования от расчетных можно объяснить, например, потерями за счет отражений мощности на входе и выходе смесителя, которые не учитывались в расчете. В расчете также не учитывался возможный рост последовательного сопротивления ДБШ за счет скин-эффекта, что немного снизило уровень потерь преобразования. Кроме этого, в эксперименте со стороны смесительной камеры могли реализоваться несколько иные (более низкие), чем в расчете, нагрузки диода по входу и выходу, что могло привести к некоторому росту измеренных потерь преобразования.

Отличие экспериментальных и расчетных значений напряжения смещения и тока диода при больших мощностях гетеродина можно прокомментировать следующим образом. Если в эксперименте, например, при мощности гетеродина 2.7 мВт увеличить напряжение смещения до расчетных значений (-0.47 В), то ток диода уменьшится приблизительно до 1.5 мА, что соответствует расчету. Но этот режим работы не является оптимальным по шумам всего приемника в целом. Это объясняется, по-видимому, ростом шумов диода за счет обратной ветви его ВАХ при чрезмерных напряжениях обратного смещения.

Заключение

Разработана методика расчета передаточных характеристик смесителя миллиметрового диапазона на ДБШ, в основу которой положен широко используемый на практике метод эквивалентных схем. Адекватность построенной эквивалентной схемы смесителя экспериментальным образцам подтверждена в 3-мм диапазоне сравнением расчетных и измеренных частотных характеристик выпрямленного тока смесителя. Предложенная модель смесителя миллиметрового диапазона позволяет рассчитать для конкретно используемого ДБШ предельно достижимые потери преобразования и условия их реализации (мощность гетеродина, напряжение смещения, рабочий ток, импедансы нагрузок по входу и выходу, параметры элементов электродинамической системы смесительной камеры и др.). В работе приведены результаты расчета передаточных характеристик, нескольких типов ДБШ на частоте 100 ГГц в зависимости от мощности гетеродина. Установлено, что для реализуемых на практике нагрузок диода в волноводных смесительных камерах повышение емкости ДБШ в 2 раза (до 20 фФ) по сравнению с общепринятой в 3-мм диапазоне при сохранении добротности диода не ведет к ухудшению передаточных характеристик смесителя. Этот результат особенно важен для субмиллиметрового диапазона, где по-прежнему остается острой проблема изготовления ДБШ с низким значением емкости барьера. Расчетным путем из имеющихся в наличии трех типов ДБШ отобран наиболее подходящий для работы в 3-мм диапазоне диод. На частоте 100 ГГц рассчитаны его оптимальные передаточные характеристики и условия их реализации (напряжение смещения и рабочий ток диода) в зависимости от мощности гетеродина. Сравнение их с измеренными характеристиками разработанного смесителя 3-мм диапазона показало хорошее совпадение расчетных и экспериментальных данных.

Таким образом, предложенная методика проведения нелинейного анализа смесителей миллиметрового диапазона на ДБШ может

быть использована для расчета с достаточной для практического применения точностью оптимальных передаточных, импедансных и рабочих характеристик смесителя в широком диапазоне частот и мощностей гетеродина.

Литература

1. Торрей Н., Уитмер С. Кристаллические детекторы: Пер. с англ. – М.: Сов. Радио, 1950. – Т. 1. 330 с. – Т.2. 332 с.
2. Barber M. R. Noise figure and conversion loss of the Schottky barrier mixer diode // IEEE Trans. – 1967. – Vol. MTT-15, No. 11. – P. 629-635.
3. Flery D. A., Cohen L. D. Nonlinear analysis of the Schottky-barrier mixer diode // IEEE Trans. – 1973. – Vol. MTT-21, No. 1. – P. 39-43.
4. Egami S. Nonlinear, linear analysis and computer-aided design of resistive mixers // IEEE Trans. – 1974. – Vol. MTT-22, No. 3. – P. 270-275.
5. Gwarek W. K. Computer aided analysis of a one-diode microwave mixer: Ph. D. dissertation, Dep. Electron. Techn. Univ. Warsaw. – Warsaw, Poland, 1977.
6. Анисимов Е. Н. Методика расчета преобразователей частоты на ЭВМ // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1979. – Т. 22, №1. – С. 48-54.
7. Siegel P. H., Kerr A. R. Computer analysis of microwave and millimeter-wave mixers // IEEE Trans. – 1980. – Vol. MTT-28, No. 3. – P. 275-276.
8. Lehto A. O., Raisanen A. V. Embedding impedance of a millimeter wave Schottky mixer: scaled model measurements and computer simulations // Int. J. Infrared and Millimeter Waves. – 1983. – Vol. 4, No. 4. – P. 609-628.
9. Kerr A. R., Siegel P. H. The measured and computed performance of a 140-200 GHz Schottky diode mixer // IEEE Trans. – 1984. – Vol. MTT-32, No. 12. – P. 1579-1590.
10. Kerr A. R. A technique for determining the local oscillator waveforms in a microwave mixer // IEEE Trans. – 1975. – Vol. MTT-23, No. 10. – P. 828-831.
11. Held D. N., Kerr A. R. Conversion loss and noise of microwave and millimeter-wave mixers: Part 1. – Theory, Part 2. – Experiment // IEEE Trans. – 1978. – Vol. MTT-26, No. 2. – P. 49-61.
12. Розанов Б. А., Розанов С. Б. Приемники миллиметровых волн. – М.: Радио и связь, 1989. – 169 с.
13. Eisenhart R. L., Khan P. J. Theoretical and experimental analysis of a waveguide mounting structure // IEEE Trans. – 1971. – Vol. MTT-19, No. 8. – P. 706-719.
14. Piddyachiy V. I., Korolev A. M., Shulga V. M. A very low-noise integrated 3mm-wave Schottky diode mixer and PHEMT IF amplifier // Int. J. Infrared and Millimeter Waves. – 2005. – Vol. 26, No. 10. – P. 1381-1388.
15. Piddyachiy V. I., Peskovatskii S. A. A broadband low-noise Schottky diode full-height waveguide mixer from 80 to 115 GHz // Int. J. Infrared and Millimeter Waves. – 2003. – Vol. 24, No. 1. – P. 44-54.
16. Hagstrom C. Lidholm S. Low-noise mixers for 80-120 GHz // Research Report No. 130 – Res. Lab. of Electronics of Chalmers Univ. of Techn., Sweden, Gothenburg, 1977. – 75 p.
17. Predmore C. R., Raisanen A. R., Erickson N. R., Goldsmith P. E., Marrero J. L. R. A broad-band, ultra-low-noise Schottky diode mixer receiver from 80 GHz to 115 GHz // IEEE Trans. – 1984. – Vol. MTT-32, No. 5. – P. 498-507.
18. Piddyachiy V. I., Shulga V. M., Korolev A. M., Myshenko V. V. High doping density Schottky diodes in the 3-mm wave length cryogenic heterodine receiver // Int. J. Infrared and Millimeter Waves. – 2005. – Vol. 26, No. 9. – P. 1307-1315.
19. Korolev A. M., Shulga V. M. Ultra-low-noise amplifiers for radio astronomy applications // In Proc. of the 5th Int. Kharkov Symp. “Phys. and engineering of mm and submm waves”. – Kharkov, Ukraine. – 2004. – P. 894-895.
20. Песковацкий С. А., Подъячий В. И., Блинов А. К., Королев А. М. Высокочувствительные приемники миллиметрового диапазона со смесителями на диодах с барьером Шоттки: Препр. / Радиоастрономический институт АН УССР; № 45. – Харьков: 1990. – 59 с.

Нелінійний аналіз змішувачів міліметрового діапазону на діодах з бар'єром Шотткі

В. І. Піддячий, Д. В. Піддячий,
В. М. Шульга

Розроблено методику розрахунку передавальних характеристик змішувача міліметрового діапазону на діодах з бар'єром Шотткі (ДБШ), яка базується на методі еквівалентних схем. Побудовано еквіва-

лентну схему змішувача, яка з достатньою для практичного застосування точністю описує процеси, що відбуваються в реальних конструкціях змішувачів міліметрового діапазону. Це підтверджується на прикладі змішувача 3-мм діапазону порівнянням розрахованих та експериментальних залежностей випрямленого струму змішувача від частоти гетеродина. Запропонована модель змішувача міліметрового діапазону дозволяє розрахувати для конкретно обраного ДБШ гранично досяжні втрати перетворення та умови їх реалізації (потужність гетеродину, напруга зміщення, робочий струм, імпеданси вхідного та вихідного навантажень, параметри елементів електродинамічної системи змішувальної камери тощо). За запропонованою методикою розраховано передавальні та імпедансні характеристики декількох типів ДБШ, що дозволило підібрати оптимальний діод для роботи в 3-мм діапазоні. Для цього діода у розробленій змішувальній камері 3-мм діапазону на частоті 100 ГГц виміряні оптимальні втрати перетворення і робочі характеристики (напруга зміщення і струм діода) в залежності від потужності накачки. Порівняння виміряних і розрахованих за розробленою методикою характеристик змішувального діода показало їх добру узгодженість.

Nonlinear Analysis of Millimeter-Wave Schottky Diode Mixers

V. I. Piddyachiy, D. V. Piddyachiy,
and V. M. Shulga

A calculation technique based on the equivalent circuit method is developed for the gain-transfer characteristic of the mm-wave Schottky diode mixers. The proposed mixer equivalent circuit adequately describes all the processes taking place in the mm-wave mixer mounts. This has been proved for the 3mm-wave mixer by our comparison of the calculated and measured dependencies of its rectified current vs. local oscillator frequency. The proposed mm-wave mixer model permits to compute for the specifically used Schottky diode the limiting conversion loss and conditions of their attainment (local oscillator power, dc bias voltage and diode current, input and output load impedances, characteristics of mixer mount elements, etc.). Using the proposed technique, the conversion loss and impedance performance were computed for several Schottky diodes that allowed to select the optimal type of a diode for the 3mm wavelength operation. For this diode, the optimum conversion loss and operating characteristics (dc bias voltage and diode current) vs. local oscillator power were measured at 100 GHz in the developed 3mm-wave mixer mount. A close agreement between the measured and calculated characteristics is shown.