

А. Б. ЕГОРОВ

ПАРАМЕТРЫ ДЕТЕКТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ МОЩНОСТИ, РАБОТАЮЩЕГО В РЕЖИМЕ ОТСЕЧКИ АНОДНОГО ТОКА

Полупроводниковые детекторные диоды находят все более широкое применение в качестве измерительных преобразователей мощности на высоких частотах [1]. Главные их преимущества — малая инерционность и высокая чувствительность. Однако ряд недостатков (нелинейность вольт-ваттной характеристики, чувствительность к изменению температуры, разброс параметров и др.) существенно ограничивают их использование в измерительной аппаратуре. Тем не менее для определения параметров быстропротекающих переменных процессов диодам замены нет. Совершенствование технологии полупроводникового производства позволило значительно повысить метрологические характеристики диодов как измерительных преобразователей, в частности приборов с барьером Шоттки, где в качестве выпрямляющего перехода служит контакт металла с полупроводником [2]. Но по-прежнему точность измерения мощности на высоких частотах традиционными методами (калориметрическим, болометрическим, термоэлектрическим) в 3—4 раза выше точности измерения диодными методами. Одна из причин — недостаточное исследование детекторов как измерительных преобразователей мощности, составляющих их погрешности измерений, и как следствие ограниченное применение структурно-алгоритмических методов коррекции погрешностей. Эти методы позволяют существенно улучшать метрологические характеристики преобразователей и достигать предельных погрешностей диодных ваттметров порядка 6—10 % [1; 3].

Рассмотрим модель диодного измерительного преобразователя мощности в режиме отсечки анодного тока при отсутствии внешнего смещения. В первом приближении, пренебрегая влиянием реактивных элементов диода и самого преобразователя, а также внутренними

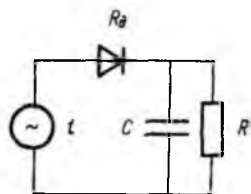


Рис. 1

потерями, эквивалентную схему СВЧ-преобразователя на полупроводниковом диоде с нелинейной вольт-амперной характеристикой (ВАХ), подключенного к источнику СВЧ-колебаний, можно представить в виде, показанном на рис. 1 [2].

Предположим, что на вход преобразователя поступает гармонический немодулированный сигнал $e = E \cos \omega t$, а блокирующая емкость C настолько велика, что ее сопротивление на этой частоте равно нулю. ВАХ любого диода является сложной функцией экспоненциального вида. Однако с достаточно малой погрешностью можно выделить на ней два участка — линейный (для больших сигналов) и квадратичный (для малых сигналов).

В первом случае аналитическое выражение ВАХ имеет вид

$$I = \begin{cases} U/R_d, & V \geq 0; \\ 0, & V < 0. \end{cases}$$

Здесь I — сила тока, U — напряжение; R_d — сопротивление диода. При линейной ВАХ коэффициент преобразования напряжения не зависит от значения входного сигнала: $K = \cos \Theta$, где Θ — угол отсечки анодного тока. Значение Θ , а следовательно, и K определяется соотношением сопротивлений R , R_d из уравнения [2]

$$\frac{R_d}{R} = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi \cos \theta} = \frac{\sqrt{1-K^2} - K \arccos K}{\pi K}, \quad (1)$$

$$0 < K \leq 1.$$

Решить в явном виде последнее уравнение относительно K сложно. Поэтому рациональным решением является приближенная аппроксимация функции $K = f(R/R_d)$. Выбор аппроксимирующей функции и ее числовых коэффициентов производился численными методами по критерию равномерного приближения по относительному отклонению

$$\varepsilon = \max \left[\frac{K(x) - \bar{K}(x)}{K(x)} \right],$$

где $x = R/R_d$. При этом для $K > 0,21$ с погрешностью не более $\pm 3\%$ решение уравнения (1) имеет вид

$$K = 1,24 \{1 - \exp[-\arctg(x^{2/3}/5)]\}. \quad (2)$$

При условии согласования преобразователя с генератором и передающей линией для выбранной модели вся падающая мощность P_* рассеивается на диоде. Для оценки этой мощности необходимо возвести в квадрат напряжение U_0 , снимаемое с преобразователя. Если $U_0 = KE$, а $P_* = E^2/2\rho$, где ρ — характеристическое сопротивление линии передачи, то $\delta P_* = 2(\delta U_0 - \delta K)$.

Значение δU_0 определяется индикаторным блоком ваттметра, а значение δK — свойствами преобразователя, в частности отклоне-

нием ВАХ от линейной модели в диапазоне измеряемых мощностей и нестабильностью сопротивлений R_d , R обусловленной изменением температуры, «старением» и другими факторами. Если принять, что и нелинейность ВАХ характеризуется изменением сопротивления R_d , то погрешность измерения мощности СВЧ выбранным детекторным преобразователем при условии согласования его с линией передачи и отсутствия частотной зависимости параметров будет определяться отклонениями R_d , R от номинальных значений.

Продифференцировав выражение (2) и проведя некоторые преобразования, получаем

$$\delta K = \frac{\alpha \beta x^\gamma \arctg(x^\gamma/\beta) \exp[-\alpha \arctg(x^\gamma/\beta)]}{(\beta^2 + x^{2\gamma}) \{1 - \exp[-\alpha \arctg(x^\gamma/\beta)]\}} \delta x, \quad (3)$$

где $\alpha = 1$, $\beta = 5$, $\gamma = 2/3$. Согласно $\delta x = \delta R - \delta R_d$ (4), последнее выражение перепишем в виде $\delta K = B(\delta R - \delta R_d)$ (5).

Весовой коэффициент B определяется соотношением $x = R / R_d$ и зависит от коэффициента передачи по напряжению K . Следовательно, можно найти такие значения x для δK , при которых погрешность измерения мощности, обусловленная неопределенностями δR и δR_d , будет минимальна. Численное исследование функции $B = f(K)$ показало, что параметр B имеет максимум при $K \approx 0,6$ и стремится к нулю при $K \rightarrow 1$. Таким образом, при разномкнутым выходе преобразователя ($R \rightarrow \infty$) неопределенности δR , δR_d имеют пренебрежимо малое влияние на результирующую погрешность измерения. Однако необходимо учитывать, что при $K \rightarrow 1$ ток, протекающий через диод, практически равен нулю и линейная модель ВАХ фактически теряет смысл даже при большом входном сигнале.

Запишем формулу определения входного сопротивления преобразователя [2]

$$R_{вх} = \pi R_d / (\arccos K - K \sqrt{1 - K^2}), \quad (6)$$

откуда, пренебрегая влиянием неопределенности R , получаем

$$\delta R_{вх} = \pi \delta R_d / (\arccos K - K \sqrt{1 - K^2}).$$

Модуль коэффициента отражения преобразователя на основной гармонике $\Gamma \approx 0,5 \delta R_{вх}$. По известной методике можно определить погрешность рассогласования, обусловленную изменением R_d .

Из формулы (6) для $K \geq 0,1$ имеем $R_{вх} \geq 2 R_d$. Поэтому для получения достаточно высокого коэффициента преобразования при условии согласования схема, представленная на рис. 1, требует применения низкоомных диодов или включения дополнительных согласующих резисторов.

Вольт-ваттная чувствительность линейного преобразователя зависит от падающей мощности $K_p = U_0 / P_+ = K \sqrt{2\rho/P_+}$. Способы линеаризации вольт-ваттной характеристики (ВВХ) известны и не являются сложными [3].

Опишем работу преобразователя для квадратичной ВАХ диода. Эта модель является наиболее предпочтительной для измерения мощности. В известных работах [2; 4] рассмотрен подобный режим для случая короткого замыкания цепи нагрузки ($R = 0$) и внешнего смещения $E_0 \geq E$ (отсутствие отсечки анодного тока). В этом случае постоянная составляющая анодного тока I_0 пропорциональна значению падающей мощности и чувствительность по мощности не зависит от P_+ . При отсутствии внешнего смещения ($E_0 = 0$) появляется отсечка анодного тока. Тогда I_0 имеет более сложную зависимость от приложенной мощности и ВВХ в общем случае нелинейна и зависит от P_+ .

Рассмотрим ВВХ преобразователя (рис. 1) в предположении согласования его с линией передачи. Представим ВАХ диода в виде

$$I = \begin{cases} aV^2, & V \geq 0; \\ 0, & V < 0. \end{cases}$$

При наличии входного гармонического воздействия $e = E \cos \omega t$ через диод течет ток [2] $i = aE^2 (\cos \omega t - \cos \Theta)$, который имеет постоянную составляющую, определяемую методом преобразования Фурье

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Theta}^{\Theta} i(\omega t) d\omega t = \frac{aE^2}{2\pi} (\Theta + 2\Theta \cos^2 \Theta - 3 \cos \Theta \sin \Theta) = \frac{aE^2}{2\pi} A. \quad (7)$$

Параметр A определяется углом отсечки и зависит от нагрузочного сопротивления R , параметра ВАХ (a) и приложенного напряжения E . При этом $U_0 = I_0 R = aAR\rho P_+ / \pi$ (8). Следовательно, $K_p = aAR\rho / \pi$ (9). В явном виде чувствительность преобразователя от P_+ не зависит.

Так как $A = f(E)$, $\cos \Theta = U_0 / E = aARE / (2\pi)$ (10). Таким образом, ВВХ квадратичного диодного преобразователя в режиме отсечки анодного тока нелинейна.

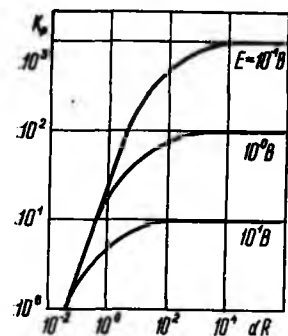


Рис. 2

Общий вид чувствительности по мощности как функции aR для различных E представлен на рис. 2. Анализ этого графика и формул (7) — (10) позволяет сделать следующие выводы.

Параметр A изменяется в пределах от 0 до $\pi/2$ при изменении Θ от 0 до $\pi/2$ или K от 1 до 0. Из (7) можно определить максимальную чувствительность, которая не зависит от E : $K_{p\text{ макс}} = 0,5 aR\rho$ (11).

Линейный участок функции $K_p = f(aR)$ соответствует малым E ; $K_p(E) = \text{const}$ при малых aR , или с уменьшением aR увеличивается E , когда $K_p(E) = \text{const}$. Это соответствует большим углам отсечки $\Theta \rightarrow \pi/2$.

При малых углах отсечки чувствительность преобразователя практически не зависит от значения aR и зависит от E . Это объясняется тем, что $K \rightarrow 1$ и согласуется с выводами по формулам (3) — (5) для линейного преобразователя.

ВВХ преобразователя будет линейна с погрешностью δ для мощностей, меньших $P_{+\text{макс}} = 10^{-2n} / [2\rho(aR)^2]$, или для $E < 10^{-n} / (aR)$, где n является функцией δ и может быть определена следующим образом:

С учетом (11) для $\delta = 0,1\%$ верхняя граница линейного участка ВВХ $P_{+\text{макс}} = 10^{-6} \rho / (8K_p^2)$. При

этом максимальное напряжение преобразователя составит $V_{0\text{ макс}} = 10^{-6} \rho / (8K_p)$.

Исследованные модели преобразователей мощности упрощены. Опущены из рассмотрения реактивные элементы прибора. Однако это позволило более полно определить сущность работы детекторного преобразователя как измерителя мощности, оценить его предельные характеристики простыми выражениями.

Список литературы: 1. Фэнтом А. Э. Национальные эталоны мощности и энергии // Тр. ин-та инж. по электротехнике и радиоэлектронике. 1986. 74. Вып. 1. С. 106—114. 2. Силаев М. А., Комов А. Н. Измерительные полупроводниковые СВЧ преобразователи. М., 1984. 152 с. 3. Егоров А. Б., Овчинников И. К. Определение эмпирических характеристик измерительных преобразователей СВЧ // Радиотехника. 1986. Вып. 76. С. 129—132. 4. Билько М.-И., Томашевский А. К. Измерение мощности на СВЧ. М., 1986. 168 с.

Поступила в редколлегию 10.02.87

$\delta, \%$	0,0004	0,04	0,08	0,68	6,0
n	5	4	3	2	1