

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СИГНАЛОВ ДЛЯ СВЧ-ВОЛЬТМЕТРОВ И ВАТТМЕТРОВ

ПРИМЕНЯЕМ ДИОДНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ

Обязательным элементом большинства СВЧ-вольтметров и ваттметров является детекторный преобразователь уровня напряжения или мощности в постоянное напряжение. Для сигналов малого уровня часто применяют детекторы, построенные на диодах Шоттки. При этом на их эффективность влияет ряд нюансов, например выбор цепи нагрузки. В данной статье рассмотрены основные соотношения, определяющие характеристики детекторных преобразователей уровня ВЧ-сигналов, предложены некоторые методы увеличения их точности.

Для измерения уровня напряжения или мощности СВЧ-сигналы чаще всего преобразуют в выходной сигнал постоянного тока [1]. Наиболее распространен метод электротеплового преобразования, где в качестве первичного устройства используется термопреобразователь с косвенным подогревом. Напряжение СВЧ-сигнала подводится к чувствительному элементу, резистивному подогревателю, на котором выделяется средняя мощность сигнала. При этом возрастает температура и пропорционально ей изменяется напряжение на спаях термодипа. Если различные по спектральному составу СВЧ-сигналы рассеивают равную мощность, их выходное напряжение будет одинаковым. Таким образом, обеспечивается устойчивость к паразитным искажениям формы сигнала, а развязка между входным СВЧ-трактом и термоэлементом облегчает создание широкополосной конструкции преобразователя. Серьезный недостаток термопреобразователей – невысокий коэффициент преобразования мощности (от 0,1 до 3 мкВ/мкВт). Измерение малых уровней затруднено из-за влияния шумов, временных и температурных дрейфов выходного сигнала.

Разумной альтернативой могут стать детекторы на диодах Шоттки [2] в силу существенно больших выходных значений при малом уровне сигнала. В таких детекторах емкостная

М.Гуревич
kvarz_asu@sinn.ru

нагрузка диода подобрана так, что все СВЧ-напряжение приложено к диоду, а напряжение на нагрузке практически не изменяется за период сигнала. При использовании в ваттметрах поглощаемой СВЧ-мощности детектор обычно объединяют в одном конструктивном узле с согласующим сопротивлением, подключенным параллельно его входу. В высокочастотных вольтметрах диодный детектор встраивают в выносной пробник, который включается в разрыв согласованного измерительного тракта через проходной тройник. Но и этот вид детекторов имеет недостатки: невысокая температурная и временная стабильность характеристик преобразования, повышенная реакция на искажения формы сигнала. В отличие от термопреобразователей, прямо реагирующих на поглощаемую мощность сигнала, для диода значимым является напряжение в точке его подключения к СВЧ-тракту передачи. Поэтому результат измерений рассчитывается с учетом функции передачи детектора и величины волнового сопротивления тракта. Аналогично, при проектировании оценивают, как влияет на измерения степень согласования входного сопротивления преобразователя с волновым сопротивлением тракта передачи. В случае электротепловых ваттметров данный факт незначительно влияет на результаты.

Чтобы повысить эффективность преобразования, нужно детально проанализировать факторы, снижающие точность измерений, и компенсировать их влияние. Наименьшая погрешность, а значит и предельные значения точности, достигаются в диапазоне частот, где не сказываются частотные свойства диодов, конструктивных узлов и линий передачи.

КВАДРАТИЧНЫЙ РЕЖИМ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ

Если на вход детектора воздействует переменное СВЧ-напряжение сигнала $u_{вх}(t)$ с частотой $f = 1/T_c$, то ток диода имеет вид периодического сигнала сложной формы, содержащего постоянную составляющую и гармоники частоты f . Гармоники отводятся на землю через конденсатор нагрузки, а приращение постоянной составляющей измеряется для получения выходного сигнала детектора.



При малом входном сигнале выход детектора пропорционален квадрату его среднеквадратического уровня и не зависит от формы и числа гармоник. Средняя мощность, передаваемая через согласованный СВЧ-тракт, также пропорциональна квадрату среднеквадратического значения напряжения сигнала. Следовательно, на выходе детектора получается линейная зависимость от измеряемой мощности, то есть оценка уровня. Такой детектор имеет линейную передаточную характеристику и называется квадратичным. С его помощью измеряют среднюю мощность сигнала произвольной формы, оценивают соотношение сигнал/шум СВЧ-устройств [3]. Однако, чтобы гарантировать независимость измерения от формы сигнала, вольт-амперная характеристика (ВАХ) идеального диода (для мгновенных значений тока и напряжения на диоде) должна описываться полиномом второй степени [4, 5]:

$$i_g = i_{g0} + aU_g + bU_g^2 \quad (1.1)$$

Пренебрегая выходным сопротивлением источника сигнала и считая, что весь сигнал приложен к диоду, положим $U_g(t) = u_{вх}(t)$. С учетом выражения (1.1), вычислив среднее значение тока $i_{g=}$, получим приращение постоянной составляющей $\Delta i_{g=}$ тока диода по формуле:

$$\Delta i_{g=} = i_g - i_{g0} = b \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u_{вх}^2(t) dt = bU_{скз}^2 \quad (1.2)$$

где

$$U_{скз} = \sqrt{\frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} u_{вх}^2(t) dt}$$

среднеквадратическое напряжение сигнала.

Если диод подключен параллельно активной нагрузке W , то средняя мощность P , рассеиваемая сигналом произвольной формы на этой нагрузке составляет:

$$P = \frac{U_{скз}^2}{W} \quad (1.3)$$

Следовательно, приращение тока пропорционально мощности, выделяемой сигналом произвольной формы на нагрузке детектора:

$$\Delta i_{g=} = bPW \quad (1.4)$$

При этом чувствительность детектора по току, которая определяется как отношение приращения постоянной составляющей тока к измеряемой мощности, зависит от параметра b и величины сопротивления W . Если в выражение ВАХ идеального диода добавить члены, содержащие полиномы более старших степеней, то приращение тока будет зависеть как от формы сигнала, так и параметров реальной ВАХ. Для диода Шоттки [2] реальная ВАХ описывается выражением, отличным от (1.1):

$$\frac{i_g}{I_s} + 1 = \exp\left(\frac{U_g}{\psi}\right), \quad (1.5)$$

Некоторые обозначения и константы, используемые в вычислениях

ψ – температурный потенциал (около 25–27 мВ при 25 °С)

$T_0 = 298^\circ\text{C}$

I_s – ток насыщения диода

$I_{s0} = I_s(T_0)$

$q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ (Кл) – заряд электрона

$K = 1,38 \cdot 10^{-23}$ (Дж/К°) – постоянная Больцмана

T – абсолютная температура перехода

$n = (1,05-1,1)$ – коэффициент неидеальности перехода.

$I_0(U_m/\psi)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка

$I_p(U_m/\psi)$ – модифицированная функция Бесселя p -го порядка

$$\psi = \frac{nKT}{q} \quad (1.6)$$

В (1.5) не учтено омическое сопротивление контактов диода R_s , влияние которого заметно только при достаточно высоких частотах сигнала. Заметим, что для большинства диодов Шоттки ток насыщения I_s подвержен сильной температурной зависимости [2]:

$$\frac{I_s}{I_{s0}} = \left(\frac{T}{T_0}\right)^{\frac{2}{n}} \exp\left[-4060 \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0}\right)\right] \quad (1.7)$$

Представив ВАХ (1.5) в виде ряда Тейлора, можно убедиться, что детектор работает в квадратичном режиме только при условии

$$\frac{u_{вх}(t)}{\psi} \ll 1,$$

то есть только в том случае, когда максимальное значение сигнала не превосходит 10–20 мВ.

Из-за невысокого допустимого уровня напряжения квадратичное измерение мощности при передаче, например, в согласованном 50-омном тракте, возможно при уровне, не превышающем 2–8 мкВт. Иначе на результат детектирования может влиять гармонический состав сигнала. Для определения выхода из квадратичного режима рассматривают зависимость выхода детектора от напряжения входного гармонического сигнала и ее отклонение от квадратичного закона.

Важно, что уровень допустимого входного сигнала всецело определяется температурным потенциалом, не зависит от тока I_s и других параметров диода. Он рассчитывается исходя из абсолютной температуры перехода и практически для всех диодов Шоттки (включая диоды с низкопотенциальным барьером) при нормальной температуре находится в диапазоне от 25 до 27 мВ. Чтобы повысить максимально допустимый уровень сигнала в режиме квадратичного детектирования, можно использовать цепочку последовательно включенных диодов (параметр ψ увеличивается пропорционально числу диодов); или же с помощью ВЧ-аттенюатора получить предварительное ослабление сигнала.

Однако оба способа снижают чувствительность детектора к сигналам малого уровня и увеличивают погрешность измерений сигналов высокой частоты. В метрологии часто используют сигналы чисто гармонической формы или имеющие малые нелинейные искажения. В этих случаях для сигналов даже более высокого уровня выход детектора является мерой мощности, несмотря на нарушение режима квадратичного детектирования. Правда, необходимо вносить поправки на нелинейность функции преобразования. В простейшие детекторы для этого встраивают аналоговые схемы линеаризации. В измерителях с цифровым блоком приема сигнала детектора линеаризация производится путем цифровой обработки измерений в этом блоке.

ДИОДНЫЕ ДЕТЕКТОРЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА

При воздействии на вход простейшего диодного детектора (рис.1) гармонического сигнала достаточно высокой частоты ω с амплитудой U_m , напряжение E остается практически постоянным из-за большой емкости конденсатора нагрузки C .

Поэтому из (1.5) приложенное к диоду напряжение U_g составляет: $U_g = U_{вх} - E$. Ток диода i_g изменяется по закону:

$$\begin{aligned} \frac{i_g(t)}{I_s} + 1 &= [\exp(\frac{U_m}{\psi} \cos \omega t)] \cdot [\exp(\frac{-E}{\psi})] = \\ &= [\exp(\frac{-E}{\psi})] \{I_0(U_m/\psi) + \\ &+ 2 \sum_{p=1}^{p=\infty} I_p(U_m/\psi) \cos p \omega t\}. \end{aligned} \quad (2.1)$$

Отсюда получаем постоянную составляющую тока диода $i_{\bar{}}$ и, с помощью ВАХ, соответствующее постоянное напряжение:

$$\frac{i_{\bar{}}}{I_s} + 1 = [\exp(\frac{-E}{\psi})] \{I_0(U_m/\psi)\} \quad (2.2)$$

$$\frac{i_{\bar{}}}{I_s} + 1 = \exp(\frac{U_{g=}}{\psi}) \quad (2.3)$$

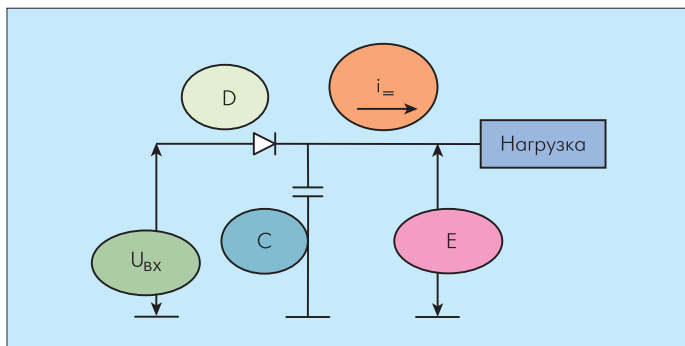


Рис. 1. Схема простейшего диодного детектора с произвольной активной нагрузкой (D – диод Шоттки)

$$\exp(\frac{U_{g=}}{\psi}) = [\exp(\frac{-E}{\psi})] I_0(U_m/\psi) \quad (2.4)$$

$$E = \psi \ln I_0(U_m/\psi) - U_{g=}. \quad (2.5)$$

При конечной нагрузке детектора величина $i_{\bar{}}$ зависит от амплитуды сигнала.

Выражению (2.6) соответствует простая эквивалентная схема (рис.2а). Она содержит источник напряжения $u_{xx} = \psi \ln I_0(U_m/\psi)$ с нулевым выходным сопротивлением и последовательно включенный диод, через который протекает постоянный ток нагрузки. При малом уровне сигнала, когда

$$\frac{u_{вх}(t)}{\psi} \ll 1,$$

диод можно заменить на активное сопротивление, равное сопротивлению диода R_g в рабочей точке ВАХ.

Эквивалентная схема детектора для цепи СВЧ-сигнала (рис.2б) содержит последовательно соединенные диод и источник постоянного напряжения смещения E . Величина E равна напряжению на нагрузке детектора. При малом уровне сигнала

$$\frac{u_{вх}(t)}{\psi} \ll 1$$

когда $E \ll u_{вх}(t)$ и

$$\frac{E}{\psi} \ll 1,$$

диод можно заменить на резистор R_g с сопротивлением, равным дифференциальному сопротивлению диода в рабочей точке, а напряжение E приравнять нулю.

Шунтирующее действие входного сопротивления детектора, R_g , проявляется в падении напряжения на выходном сопротивлении источника сигнала. Вызванное уменьшение уровня может стать заметным при использовании низкобарьерных диодов Шоттки или при смещении диодов большими (свыше единиц микроампер) токами.

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ТОКА ДИОДА В НАПЯЖЕНИЕ С ПОМОЩЬЮ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Чаще всего в детекторных преобразователях (рис.3) приращение постоянной составляющей тока диода преобразуют в напряжение с помощью сопротивления R . Нагрузка детектора – параллельно включенные источник постоянного тока смещения I_n и активное сопротивление R . Приращение u выходного напряжения в соответствии с (2.5) составляет:

$$u = E - E_0 = \psi \ln I_0(U_m/\psi) - [U_{g=} - U_{g=}(0)], \quad (2.6)$$

где $E_0 = U_{g=}(0)$ – напряжение на выходе при отсутствии сигнала, обусловленное током смещения I_n ; $U_{g=}(0)$ – начальное напряжение на диоде.

Для нормированных по ψ значений получим:

$$u = u/\psi = (E - E_0) = \ln I_0(U_m/\psi) - [U_{g=} - U_{g=}(0)]/\psi. \quad (2.7)$$

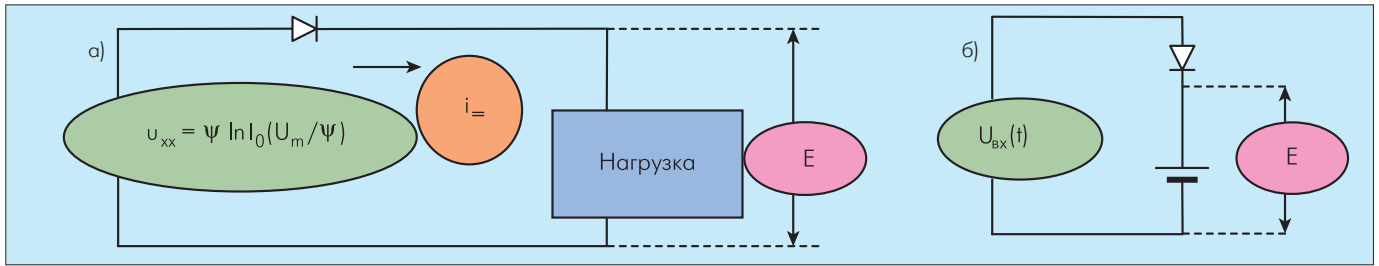


Рис.2. Эквивалентная схема детектора: а) для выпрямленного сигнала; б) для СВЧ-сигнала

В режиме холостого хода активная нагрузка отсутствует ($R = \infty$) и $i_- = I_n$, поэтому:

$$U_{g_0} = U_{g_0}(0) = \psi \ln \left(1 + \frac{I_n}{I_s} \right). \quad (2.8)$$

Обозначим приращение выходного напряжения в этом режиме через u_{xx} :

$$u_{xx} = \psi \ln I_0(U_m/\psi) = \psi \ln I_0(X), \quad (2.9)$$

$$y_{xx} = \psi \ln I_0(X), \quad (2.10)$$

$$X = U_m/\psi, \quad (2.11)$$

$$y = u/\psi, \quad (2.12)$$

где y – нормированный выходной сигнал, X – нормированный уровень входного сигнала. Начальное напряжение на выходе детектора, (2.8), определяется исходя из температурной зависимости тока I_s . Пусть нагрузкой детектора служат параллельно соединенные источник постоянного тока и резистор. Тогда постоянная составляющая тока диода должна равняться суммарному току цепи нагрузки:

$$i_- = I_n + \frac{E}{R}. \quad (2.13)$$

Из (2.6), (2.4) и (2.14) имеем:

$$E = \psi \ln I_0(X) - \psi \ln \left[1 + \frac{I_n}{I_s} + \frac{E}{I_s R} \right]. \quad (2.14)$$

Тогда нормированное приращение напряжения на нагрузке составит:

$$Y = E/\psi = \ln I_0(X) - \ln \left[1 + \frac{I_n}{I_s} + \alpha_0 Y \right], \quad (2.15)$$

$$y = Y - Y_0 \ln I_0(X) -$$

$$-\ln \frac{1 + I_n / I_s + \alpha_0 (Y_0 + y)}{1 + I_n / I_s + \alpha_0 Y_0}$$

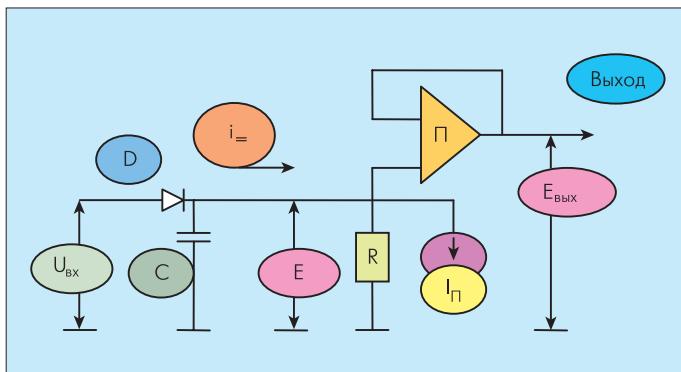


Рис.3. Детекторный преобразователь СВЧ: D–диод Шоттки; С–конденсатор нагрузки; R–сопротивление нагрузки; I_n – генератор в цепи нагрузки, обеспечивающий ток смещения диода; П – идеальный выходной повторитель напряжения

$$\ln I_0(X) - \ln \left[1 + \frac{\alpha}{1 + \alpha Y_0} y \right]. \quad (2.16)$$

$$\alpha_0 = R_{g0}/R; \quad (2.17)$$

$$\alpha = R_g/R; \quad (2.18)$$

В (2.17) указаны дифференциальное сопротивление диода, определенное по вольт-амперной характеристике при нулевом токе в отсутствие тока смещения:

$$R_{g0} = \psi / I_s, \quad (2.19)$$

и дифференциальное сопротивление диода, определенное по ВАХ при токе смещения I_n :

$$R_g = \psi / (I_s + I_n). \quad (2.20)$$

Нормированное начальное значение напряжения на нагрузке в отсутствие сигнала определяется из соотношения:

$$Y_0 = -\ln \left[1 + \frac{I_n}{I_s} + \alpha_0 Y_0 \right]. \quad (2.21)$$

Выражение (2.16) является передаточной характеристикой преобразователя. С ее помощью определяется выходное напряжение при различных уровнях входного сигнала, сопротивлении нагрузки, токах смещения. Работа детектора при больших уровнях сигнала подробно изучена в [6–8]. Интерес представляет детектирование сигналов при $U_m/\psi \approx 1-5$. Для сигналов этого уровня применяют несколько типовых видов нагрузки.

ДЕТЕКТИРОВАНИЕ С ОТСУТСТВИЕМ ТОКА СМЕЩЕНИЯ И БЕСКОНЕЧНО БОЛЬШОЙ НАГРУЗКЕ

Если ток смещения отсутствует, а нагрузка бесконечно большая ($R = \infty$; $I_n = 0$), то i_- и $U_g = U_{g_0}(0)$ равны нулю. В этом режиме приращение выходного напряжения u определяется из (2.9) и (2.10). Если сигнал достаточно мал ($X = U_m/\psi \ll 1$), то функция Бесселя и ее логарифм можно представить в виде:

$$I_0(X) = 1 + \frac{X^2}{4} + \frac{X^4}{64} \quad (2.22)$$

$$\ln I_0(X) = \frac{X^2}{4} \left(1 - \frac{X^2}{16} \right). \quad (2.23)$$

Тогда передаточная характеристика преобразователя имеет вид:

$$\begin{aligned} y_{xx} &= 0,25 X^2 \left(1 - \frac{X^2}{16} \right) = \\ &= 0,5 X_0^2 \left(1 - \frac{X_0^2}{8} \right) \end{aligned} \quad (2.24)$$

$$u_{xx} = 0,25 \frac{U_m^2}{\psi} \left(1 - \frac{X^2}{16} \right) =$$

$$= 0,5 \frac{U_0^2}{\psi} \left(1 - \frac{X_0^2}{8}\right) = 0,5 \frac{U_0^2}{\psi} (1 - \delta_k), \quad (2.25)$$

где δ_k – погрешность, обусловленная отклонением передаточной характеристики от квадратичного закона, то есть выходом сигнала за пределы квадратичной области ВАХ диода детектора; U_0 – среднеквадратичный уровень сигнала, причем $X_0 = U_0/\psi$ (2.26)

При очень малом сигнале U_{xx} пропорционально квадрату входного напряжения:

$$u_{xx} = 0,25(U_m^2/\psi) = 0,5(U_0^2/\psi). \quad (2.27)$$

Относительную погрешность δ_k находим следующим образом:

$$\delta_k = X^2/16 = X_0^2/8. \quad (2.28)$$

Максимальное значение коэффициента передачи среднеквадратичного значения напряжения γ_0 достигается при наименьшем уровне сигнала:

$$\gamma_0 = u_{xx}/U_0 = 0,5(U_0/\psi) = 0,5 X_0. \quad (2.29)$$

Присутствие ψ в знаменателе (2.30) означает, что коэффициент передачи увеличивается с ростом температуры. Так как ψ возрастает при комнатной температуре примерно на 0,3% на градус, выходное напряжение детектора соответствующим образом убывает. Возникающее изменение передаточной характеристики компенсируют с помощью резистивного делителя напряжения в низкочастотной части детектора, в одно из плеч которого включен резистор с заданным ТКС. При комнатной температуре ψ составляет около 27 мВ, поэтому выходное напряжение при среднеквадратическом уровне сигнала 10 мВ ($X_0=0,37$) примерно равно 1,85 мВ. Для такого сигнала погрешность, вызванная отличием передаточной характеристики от квадратичного закона, составляет около 1,7%.

Пусть детектор включен в СВЧ-тракт параллельно согласованной нагрузке W , к которой подводится средняя мощность P . Среднеквадратическое значение измеряемого сигнала составляет: $U_0 = \sqrt{PW}$. При малом сигнале выходное напряжение детектора пропорционально P :

$$E_{xx} = 0,5 (PW/\psi). \quad (2.30)$$

Чувствительность детектора:

$$\lambda_0 = E_{xx}/P = 0,5 (W/\psi). \quad (2.32)$$

В рассматриваемом режиме выходное напряжение u_{xx} обусловлено балансом прямого и обратного тока диода. Обратный ток диода не превышает I_s , мгновенные значения рабочих токов диода имеют тот же порядок. Для малого сигнала максимальный прямой ток вычисляется по формуле:

$$i_{max} = U_m/R_g = X I_s < I_s.$$

Входное сопротивление детектора $R_{вх}$ в режиме холостого хода вычисляется из соотношения $R_{вх} = \psi/I_s$. Выходное напряжение детектора определяется только параметром ψ

и не зависит от тока I_s , подверженного большим температурным изменениям. Это определяет достаточно высокую стабильность выходного напряжения.

К сожалению, режим холостого хода имеет место при очень малых значениях токов диода и паразитного тока цепи нагрузки. Это трудно реализуемо, поскольку ток I_s не превышает десятков наноампер. На него может быть наложен больший по значению паразитный неконтролируемый ток, зависящий от температуры. Кроме того, для измерения требуются повторитель напряжения с чрезвычайно малым входным током и конденсатор с низкой утечкой. Конструктивное исполнение узла детектора также должно обеспечивать высокую степень изоляции. На практике для детектора, работающего при малых сигналах, режим холостого хода часто реализуют в схеме с низкочастотными диодами Шоттки с током I_s в пределах от единиц до десятков микроампер. Но даже в этом случае требуются очень высокоомные цепи нагрузки.

ДЕТЕКТОР С НАГРУЗКОЙ В ВИДЕ ПОСТОЯННОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

При постоянном сопротивлении нагрузки и нулевом токе смещения имеем: $I_n = 0, R \neq 0; y = Y, \alpha = \alpha_0$.

Тогда нормированное приращение выходного напряжения имеет вид:

$$y = \ln I_0(X) - \ln[1 + \alpha_0 y]. \quad (2.33)$$

В случае малого сигнала ($X \ll 1$) приращение напряжения на нагрузке также мало ($\alpha_0 y \ll 1$). Тогда (2.33) можно преобразовать:

$$y = \frac{\ln I_0(X)}{1 + \alpha_0} [1 + \beta_0 \ln I_0(X)], \quad (2.34)$$

$$\text{где } \beta_0 = 0,5 \frac{\alpha_0^2}{(1 + \alpha_0)^2}. \quad (2.35)$$

Отсюда:

$$y = \frac{0,25 X^2}{1 + \alpha_0} \left(1 - \frac{X^2}{16}\right) \left(1 + \beta_0 \frac{X^2}{4} - \beta_0 \frac{X^4}{64}\right) = \frac{0,25 X^2}{1 + \alpha_0} \left[\left(1 - \frac{X^2}{16}\right) \left(1 + \beta_0 \frac{X^2}{4} - \beta_0 \frac{X^4}{64}\right)\right]. \quad (2.36)$$

Из (2.36) и (2.25) видно, что нормированное значение γ коэффициента передачи малых уровней и чувствительности по мощности λ составляет:

$$\gamma = \frac{1}{1 + \alpha_0} \gamma_0 = \frac{R}{R + R_{g0}} \gamma_0 \quad (2.37)$$

$$\lambda = \frac{1}{1 + \alpha_0} \lambda_0 = \frac{R}{R + R_{g0}} \lambda_0. \quad (2.38)$$

По сравнению со случаем бесконечно большой нагрузки выходной сигнал детектора и чувствительность уменьшились



в $(1+\alpha_0)$ раз. Чтобы не допустить значительного уменьшения выходного напряжения, нагрузку следует выбирать из соотношения:

$$\alpha_0 = \frac{R_{g0}}{R} = \frac{\Psi / I_s}{R} \ll 1. \quad (2.39)$$

Если величина I_s составляет десятки наноампер, необходимо сопротивление нагрузки R порядка сотни мегаом даже для низкобарьерных диодов. Из (2.36) следует, что среднее значение тока i_+ , текущего в нагрузку, равняется:

$$i_+ = 0,25 X^2 I_s \frac{\alpha_0}{1 + \alpha_0}. \quad (2.40)$$

В случае $X \ll 1$, при любом сопротивлении нагрузки оно не превышает $0,25 I_s$. Выражение (2.39) определяет минимальное сопротивление нагрузки, при котором режим работы детектора близок режиму холостого хода в цепи нагрузки. При большем значении сопротивления чувствительность детектора снижается. Кроме того, из-за температурной зависимости R_{g0} ухудшается стабильность передаточной характеристики.

Оценим возможное снижение чувствительности для реально используемых СВЧ-диодов. Для диодов HSMS 286X R_{g0} при комнатной температуре оставляет около 500 кОм. При сопротивлении нагрузки 1 МОм чувствительность падает на 35%. При 50°C сопротивление R_{g0} уменьшается почти в 8 раз, и снижение чувствительности составляет 6%. Таким образом, для отклонений передаточной характеристики в пределах 1% в условиях изменения температуры требуется сопротивление нагрузки более 100 МОм. Для диодов Шоттки HSMS 285X с низкопотенциальным барьером величина R_{g0} при комнатной температуре составляет около 10 кОм. То есть если сопротивление нагрузки равно 1 МОм, чувствительность снижается на 1%. При 50°C дифференциальное сопротивление диода уменьшается в те же 8 раз, и чувствительность ухудшается только на 0,12%. То есть температурное изменение выходного напряжения детектора при сопротивлении нагрузки 1 МОм составит только 0,88%. Однако входное сопротивление этого детектора при 50-омном тракте снижает подводимое к детектору напряжение сигнала на 0,5% при комнатной температуре и на 4% при 50°C. Такие колебания не удовлетворяют требованиям точности, предъявляемым к высокочастотным измерителям. Необходимо использовать диоды с большей высотой барьера и в несколько раз меньшим током I_s .

Нужной стабильности детектора с высоким коэффициентом преобразования можно добиться только при значительной нагрузке и малых токах утечки. При меньших значениях сопротивлений снижается коэффициент передачи и увеличивается его температурная нестабильность. Но иногда это помогает повысить допустимую амплитуду гармонического сигнала, при которой сохраняется квадратичный закон преобразования. Негативные эффекты от увеличения амплитуды, вызванные ее выходом за пределы квадратичной области

ВAX, компенсируют перераспределением сигнала в цепи нагрузки. При этом учитывается, что выходное сопротивление детектора уменьшается, если увеличивается уровень входного сигнала. Максимальное расширение динамического диапазона достигается при $\beta_0 = 1/4$:

$$\alpha_0 = \frac{R_{g0}}{R} = \frac{\sqrt{2\beta_0}}{1 - \sqrt{2\beta_0}} = 2,414. \quad (2.41)$$

При таком выборе нагрузки (2.36) представляется в виде:

$$y = \frac{0,25 X^2}{3,414} \left(1 - \frac{2X^4}{256}\right). \quad (2.42)$$

С увеличением уровня сигнала погрешность, обусловленная отклонением передаточной характеристики от квадратичного закона, снижается до

$$\delta_k = 0,008X^4. \quad (2.43)$$

Видно, что чувствительность детектора по сравнению со случаем бесконечной нагрузки снизилась в 3,414 раза, но существенно уменьшилась погрешность, вызванная отклонением передаточной характеристики от квадратичного закона. При амплитуде 27 мВ она составит 0,8% (вместо 6% для большой нагрузки). Если уровень сигнала меньше, погрешность убывает еще сильнее. Выражения (2.42) и (2.43), справедливые при $\alpha y \ll 1$, применимы вплоть до нормированных уровней сигнала $X=1$. Для больших уровней, согласно (2.33), отклонение от квадратичной зависимости составит 0,5% для $X=2$ и 4,2% для $X=4$, 25% для $X=8$. В то же время, при бесконечном сопротивлении отклонение составляет, соответственно, 6%; 20%; 65% и 160%. Недостаток данного приема – сильная зависимость от температуры величины дифференциального сопротивления R_{g0} . Это зачастую приводит к увеличению погрешности преобразования.

Такой метод выбора нагрузки не всегда обеспечивает расширение диапазона квадратичности преобразования на гармоническом сигнале. Это происходит, только если отклонение передаточной функции от квадратичного закона увеличивается с возрастанием уровня сигнала. Конечно, нельзя гарантировать, что искусственное расширение диапазона квадратичности будет действовать и для сигналов искаженной формы. Такое решение полезно, если искажения сигнала не столь велики, а требования повышенной точности к детектору не предъявляются. В вольтметрах и ваттметрах аналогичного эффекта добиваются с помощью предельно большого сопротивления нагрузки и цифровой обработки выходного напряжения.

ОБЩИЙ СЛУЧАЙ НАГРУЗКИ

В режиме с нагрузкой в виде активного сопротивления и источника тока смещения выходное напряжение определяется выражением (2.17). Если в режиме малого сигнала выбран достаточно большой ток смещения $I_n/I_s \gg 1$, то справедливы соотношения $1 + I_n/I_s \gg 1$; $1 + I_n/I_s \gg \alpha_0 Y_0$

$$y = \ln I_0(X) - \ln \left[1 + \frac{\alpha_0}{1 + I_n/I_s} y \right] = \ln I_0(X) - \ln [1 + \alpha_0 y]. \quad (2.44)$$

Причем $\alpha_0 \ll \alpha$. Выражение (2.44) совпадает с (2.33) с учетом замены α_0 на α . Поэтому характеристики детектора при малом сигнале остаются такими же, как в режиме с нулевым током смещения. В частности, передаточная характеристика для самых малых сигналов имеет вид

$$u = 0,5 \frac{U_0^2}{\psi} \frac{R}{R + R_g}. \quad (2.45)$$

Коэффициент преобразования при конечной нагрузке R , по сравнению со случаем бесконечной нагрузки, убывает слабее, так как $R_g \ll R_{g0}$. Кроме того, в этом режиме входное сопротивление детектора $R_{вх}$ при малом уровне сигнала составляет: $R_{вх} = \psi / (I_s + I_n)$. Выбирая ток смещения $I_n \gg I_s$, можно улучшить температурную стабильность выходного напряжения (2.45) и учесть шунтирующее влияние входа детектора во всем температурном диапазоне. Это важное преимущество по сравнению с низкобарьерными диодами Шоттки.

Правда, в детекторе со смещением трудно обеспечить постоянный уровень выходного напряжения в течение определенного времени и в условиях изменения температуры. С другой стороны, большие рабочие токи диода в меньшей степени подвержены нестабильностям, связанным с наложением паразитных составляющих тока. Также мягче требования к паразитным токам цепи нагрузки детектора и требования к минимальному сопротивлению нагрузки, при котором обеспечиваются максимальный коэффициент передачи γ и его температурная стабильность.

Для повышения точности диодных детекторов используют схемы, построенные на высокоидентичных сборках диодов Шоттки. Например, такая схема (рис.4) может состоять из повторителей напряжения на операционных усилителях и пары диодов с идентичными характеристиками и одинаковыми прямыми токами смещения. Начальное напряжение на сигнальном диоде и такое же напряжение обратной полярности на вспомогательном диоде компенсирующего тракта складываются в сумматоре, построенном на операционном

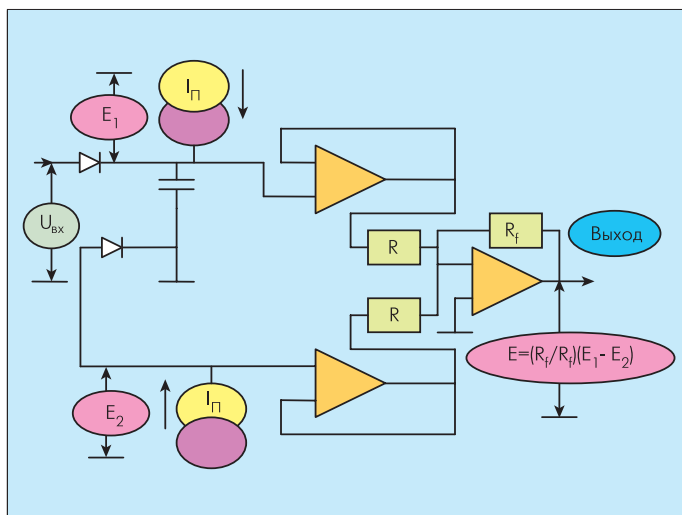


Рис.4. Детектор на согласованной паре диодов Шоттки

усилителе. При полной идентичности диодов начальный уровень выходного напряжения равен нулю, в противном случае имеет место разность падений напряжений на диодах ΔU_g при равных токах. Это приводит к начальному смещению $(R_f/R)\Delta U_g$, не равному нулю, которое компенсируют небольшим разбалансом токов смещения I_n .

В отличие от электротепловых преобразователей, детекторы на диодах Шоттки позволяют существенно увеличить коэффициент преобразования. Однако они имеют ограниченный сверху диапазон уровней сигналов, результат измерений которых не зависит от формы сигнала. Расширение данного диапазона возможно только при предварительном ослаблении сигнала или использовании нескольких диодов. Сопротивление нагрузки детекторов нужно выбирать предельно большим. Повысить температурную стабильность коэффициента преобразования можно, применяя встроенный в детектор датчик температуры и путем внесения температурных поправок в измерительный блок.

ЛИТЕРАТУРА

1. Билько М.И., Томашевский А.К. Измерение мощности на СВЧ. – М.: Радио и связь, 1986.
2. Schottky Barrier Diodes. – Agilent Technologies Application Notes, 1999.
3. Гуткин Л.С. Преобразование СВЧ и детектирование. – М.: Госэнергоиздат, 1953.
4. Полупроводниковые диоды. Параметры, методы измерений / Под ред. Носова Ю.Р. – М.: Советское Радио, 1968.
5. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Советское Радио, 1963.
6. Гуревич М.Л. К расчету схемы детектора повышенной точности. – Техника средств связи. Сер. Радиометрическая техника, 1979, вып. 6, с.20–30.
7. Грязнов М.И., Гуревич М.Л., Рябинин Ю.А. Измерение параметров импульсов. – М.: Радио и связь, 1991.
8. Гуревич М.Л. Двухканальный метод измерения ВЧ гармонических напряжений. – Петербургский журнал электроники, 2004, №2.