

## О ПОВЫШЕНИИ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ КВАДРАТИЧНОГО ДЕТЕКТОРА К СЛАБЫМ СИГНАЛАМ

Рассмотрена токовая чувствительность квадратичного детектора к слабым сигналам, характерным для микроволновой радиометрии. Для устранения некорректности существующего анализа паразитных параметров диода на разных частотах установлена взаимосвязь токовой чувствительности и коэффициента передачи квадратичного детектора через параметры вольтамперной характеристики диода. Для повышения чувствительности квадратичного детектора к слабым сигналам (менее 100 мВ) использован способ возвратного детектирования

**квадратичный детектор, чувствительность, токовая чувствительность, коэффициент передачи, возвратное детектирование, вольтамперная характеристика**

### Постановка проблемы

Одной из необходимых операций обработки принятого сигнала в тракте микроволнового радиометра является квадратичное детектирование слабого входного сигнала.

В работе [1] рассмотрены вопросы расширения динамического диапазона квадратичного детектора (КД) для относительно больших входных сигналов (100–150 мВ).

Для более слабых сигналов, характерных при радиометрическом приеме, необходимо дальнейшее повышение чувствительности.

Нахождение взаимосвязи токовой чувствительности диода и коэффициента передачи КД с учетом режима полного согласования и при использовании возвратного детектирования.

### Основной материал

#### 1. Токовая чувствительность квадратичного детектора к слабым сигналам

Токовая чувствительность характеризует качество  $p$ - $n$  перехода диода, является мерой его нелинейных свойств и определяет степень его пригодности для квадратичного амплитудного диодного детектора (АДД) слабых сигналов.

Анализ влияния паразитных параметров диода,

сопротивления потерь  $r_s$  и емкости  $C_d$   $p$ - $n$  перехода на токовую чувствительность  $\sigma = \frac{I_0}{P_\omega}$ , приведенный в [2], не представляется корректным из-за разных исходных допущений, сделанных при определении среднего значения тока диода  $I_0$ . Выражение для  $I_0$  выводится при условии  $C_d=0$ , т.е. для низких частот, а соотношение для  $P_\omega$  — с учетом  $C_d$ , т.е. для высоких частот.

Выведем соотношение для  $\sigma$  при одинаковых исходных условиях (с учетом  $C_d$ ). Полагаем напряжение на  $p$ - $n$  переходе равным  $u=U_m \cos \omega t$  (рис. 1а). Вольтамперную характеристику (ВАХ) диода  $i_d=f(u)$  раскладываем в ряд Тейлора по степеням напряжения  $u$  в рабочей точке  $E$ ,  $I_E=f(E)$

$$i_d = I_E + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{S^{[k]}}{k!} U_m^k \cos^k \omega t,$$

где  $S^{[k]} = \left. \frac{d^k i_d}{du^k} \right|_{u=E}$  — значения производных ВАХ в рабочей точке.

Для малых амплитуд  $U_m$ , как и в работе [2], ограничимся в ряду только линейным и квадратичным членами

$$i_d = I_E + S^{[1]} U_m \cos \omega t + \frac{1}{4} S^{[2]} U_m^2 + \frac{1}{4} S^{[2]} U_m^2 \cos 2\omega t = I_E + I_0 + I_1 \cos \omega t + I_2 \cos 2\omega t,$$

$$\text{где } I_0 = \frac{1}{4} S^{[2]} U_m^2.$$

Этому соотношению соответствует модель идеального  $p-n$  перехода (рис. 1б) при  $r_s=0$  и  $C_d=0$ . Мощность, потребляемая  $p-n$  переходом, и его токовая чувствительность

$$P_\omega = \frac{1}{2} S^{[1]} U_m^2; \quad \sigma_\pi = \frac{I_0}{P_\omega} = \frac{S^{[2]}}{2S^{[1]}}.$$

С учетом  $r_s$  и  $C_d$  модель диода принимает вид, показанный на рис. 1в, где обозначено

$$I_{0p} = \frac{1}{4} S^{[2]} \frac{U_m^2}{(1+q_s)^2 + \Psi_s^2}, \text{ где } q_s = r_s S^{[1]}, \Psi_s = \omega r_s C_d.$$

Выпрямленный ток во внешней цепи (через  $r_s$ )

$$I_{01} = \frac{I_{0p}}{1+q_s} = \frac{S^{[2]} U_m^2}{4(1+q_s)[(1+q_s)^2 + \Psi_s^2]}$$

Комбинированное соединение  $r_s$ ,  $S^{[1]}$  и  $C_d$  определяют амплитуду тока несущей частоты  $I_\omega$  и мощность, потребляемую диодом. Пересчитаем их в эквивалентное параллельное соединение (рис. 1г).

$$g_\varepsilon = \frac{q_s(1+q_s) + \Psi_s^2}{r_s[(1+q_s)^2 + \Psi_s^2]}; \quad C_\varepsilon = \frac{C_d}{(1+q_s)^2 + \Psi_s^2}.$$

Потребляемая мощность

$$P_\omega = \frac{1}{2} U_m^2 g_\varepsilon = \frac{U_m^2 q_s(1+q_s) + \Psi_s^2}{2r_s[(1+q_s)^2 + \Psi_s^2]}.$$

Токовая чувствительность

$$\sigma = \frac{I_{01}}{P_\omega} = \frac{r_s S^{[2]}}{2(1+q_s)[(1+q_s)^2 + \Psi_s^2]} = \frac{q_s \sigma_\pi}{(1+q_s)[(1+q_s)^2 + \Psi_s^2]}. \quad (1)$$

Токовая чувствительность при низкой частоте ( $C_d=0$ )

$$\sigma_0 = \frac{r_s S^{[2]}}{2q_s(1+q_s)^2} = \frac{\sigma_\pi}{(1+q_s)^2}.$$

Нормированная токовая чувствительность

$$\Sigma = \frac{\sigma}{\sigma_0} = \frac{q_s(1+q_s)}{q_s(1+q_s) + \Psi_s^2}.$$

Частоту, на которой  $\Sigma=1/2$ , назовем граничной

частотой токовой чувствительности

$$f_\sigma = \frac{1}{2\pi r_s C_d} \sqrt{q_s(1+q_s)}.$$

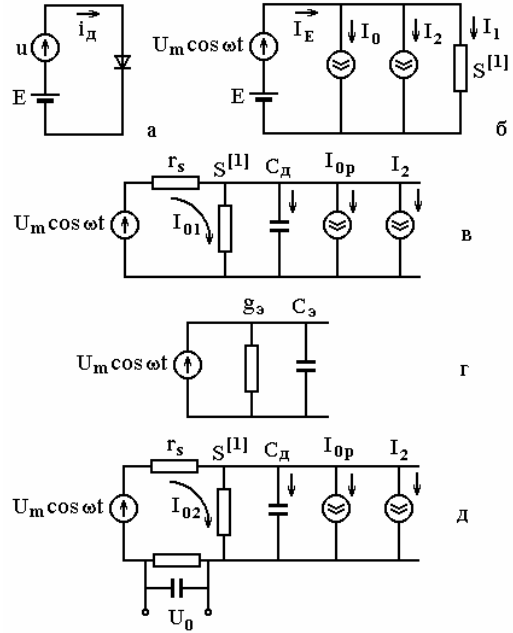


Рис. 1. Модели  $p-n$  переходов

Токовую чувствительность перепишем в виде

$$\sigma = \frac{\sigma_0}{1 + \left(\frac{f}{f_\sigma}\right)^2}; \quad \Sigma = \frac{1}{1 + \left(\frac{f}{f_\sigma}\right)^2}.$$

## 2. Взаимосвязь токовой чувствительности с передаточной характеристикой

На рис. 1д дана эквивалентная схема АДД: диод представлен моделью с учетом  $r_s$  и  $C_d$  по рис. 1в. Через резистор  $R$  протекает выпрямленный ток

$$I_{02} = \frac{I_{0p}}{1+(r_s+R)S^{[1]}} = \frac{S^{[2]} U_m^2}{[1+(r_s+R)S^{[1]}][(1+q_s)[(1+q_s)^2 + \Psi_s^2]]}.$$

Полагая  $U_0 = I_{02} R$ , определяем передаточную характеристику (ПХ) детектора

$$A_{0s} = \frac{U_0}{U_m^2} = \frac{I_{02} R}{U_m^2} = \frac{S^{[2]}}{4(1+q_s)[1+(r_s+R)S^{[1]}][(1+q_s)^2 + \Psi_s^2]}. \quad (2)$$

Комбинируя (1) и (2), записываем искомую ПХ детектора

$$A_{0s} = \frac{\sigma R}{2r_s[1+(r_s+R)S^{[1]}]} = \frac{\sigma R}{2r_s[1+RS^{[1]}]}.$$

Отсюда следует, что ПХ прямо пропорциональна токовой чувствительности диода.

### 3. Повышение чувствительности детектора к слабым сигналам

В простейших радиоприемниках в качестве входного каскада используют АДД. Схема одной из его реализаций на микрополосковых линиях дана на рис. 2а, где обозначено: W1 – волноводно-микрополосковый переходник; W2 – экспоненциальный преобразователь волнового сопротивления  $\rho$  волновода со входной проводимостью  $G_\omega$  детектора;

W3 – короткозамкнутая полоска длиной  $\ell_{p1} < \frac{\Lambda}{4}$ ; W4

– короткозамкнутая полоска длиной  $\ell_{p1} = \frac{\Lambda}{4}$  (эквива-

лент последовательного колебательного контура, соединяющего на частоте сигнала катод диода с подложкой, и на частоте  $2\omega$  параллельный колебательный контур возвратного детектирования); W5 – пятизвенный фильтр нижних частот, не «выпускающий» из детектора энергию сигнала. Нагрузкой детектора является операционный усилитель с обратной связью (R1, R2).

В режиме полного согласования АДД является пассивным преобразователем поступающей от антенны мощности  $P_\omega = \frac{1}{2} U_m^2 G_\omega$  в мощность в на-

грузке  $P_0 = \frac{U_0^2}{R}$ . Наилучшее преобразование  $P_\omega$  в  $P_0$

достигается при одновременном согласовании детектора с антенной и нагрузкой, т.е. при

$$G_\omega = \frac{n^2}{\rho}; G_0 = \frac{1}{R}, \quad (3)$$

где  $n$  – коэффициент трансформации согласующей полоски W2.

Для обобщенной модели детектора [3, 4] коэффициент передачи  $K_0$ , входная и выходная проводимости определены соотношениями:

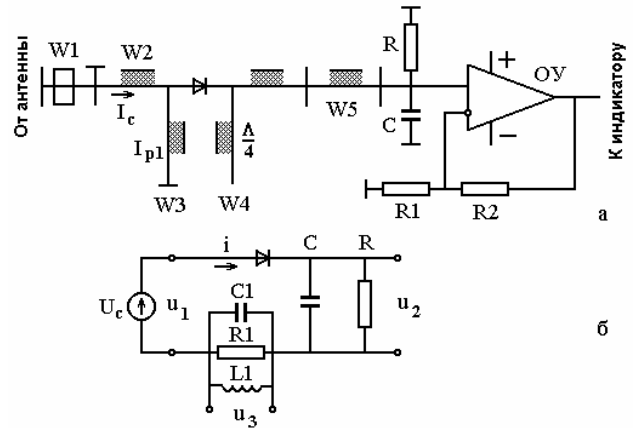


Рис. 2. Схема входного каскада на микрополосковых линиях

$$K_0 = \frac{U_0}{U_m} = \frac{RS_1}{2(1+RS_0)}; G_\omega = S_0 + \frac{S_2}{2} - S_1 K_0; \quad (4a)$$

$$G_0 = S_0 - \frac{0,5S_1^2}{S_0 + \frac{S_2}{2} + \frac{1}{R_c}}, \quad (4b)$$

где  $R_c$  – внутренне сопротивление источника сигнала.

Из (4) следует, что условия (3) взаимосвязаны (при  $R_c = \rho$ ). Решая систему (3), находим условия полного согласования

$$n = \frac{1}{\sqrt{\rho G_\omega}}; R = \frac{1}{G_0}, \quad (5)$$

где  $G_\omega$ ,  $G_0$  – характеристические входная и выходная проводимости детектора

$$G_\omega = S_0 \left(1 + \frac{S_2}{2S_0}\right) \sqrt{1 - \frac{1}{2} \left(\frac{S_1}{S_0}\right)^2} \left/ \left(1 + \frac{S_2}{2S_0}\right)\right.; \quad (6a)$$

$$G_0 = S_0 \sqrt{1 - \frac{1}{2} \left(\frac{S_1}{S_0}\right)^2} \left/ \left(1 + \frac{S_2}{2S_0}\right)\right., \quad (6b)$$

где  $S_0$ ,  $S_1$ ,  $S_2$  – среднее значение и амплитуды первой и второй гармоник крутизны ВАХ диода.

Подставим  $R$  из (5) в (4). С учетом (6) находим коэффициент передачи в режиме полного согласования

$$K_{0c} = \frac{S_1}{2S_0} \left/ \left[1 + \sqrt{1 - \frac{1}{2} \left(\frac{S_1}{S_0}\right)^2} \left/ \left(1 + \frac{S_2}{2S_0}\right)\right.\right]\right.$$

При этом коэффициент передачи мощности

$$K_{pc} = \frac{P_0}{P_\omega} = \frac{2U_0^2}{RU_m^2 G_\omega} = K_{0c} \left( 1 + \frac{S_2}{2S_0} \right).$$

При использовании *возвратного детектирования* предполагается увеличение полезного выходного напряжения АДЦ за счет использования энергии второй гармоники тока диода. С этой целью в детекторе (рис. 2 б) последовательно с диодом включают параллельный колебательный контур L1, C1, R1; в детекторе на рис. 2а такой контур образует полоска W4 на второй гармонике сигнала. Ток диода

$$i = US(t) = (U_m \cos \omega t + U_{m3} \cos 2\omega t - U_0)(S_0 + S_1 \cos \omega t + S_2 \cos 2\omega t) = I_0 + I_\omega \cos \omega t + I_{2\omega} \cos 2\omega t + I_{3\omega} \cos 3\omega t + I_{4\omega} \cos 4\omega t.$$

Здесь среднее значение тока, амплитуды его первой и второй гармоник и напряжения на контуре L1, C1

$$I_0 = \frac{1}{2} S_1 U_m + \frac{1}{2} S_2 U_{m3} - S_0 U_0;$$

$$I_\omega = \frac{1}{2} S_1 U_{m3} + \frac{1}{2} S_2 U_m + S_0 U_m - S_1 U_0;$$

$$I_{2\omega} = \frac{1}{2} S_1 U_m + \frac{1}{2} S_0 U_{m3} - S_2 U_0;$$

$$U_{m3} = I_{2\omega} R_1 = R_1 \left( \frac{1}{2} S_1 U_m + \frac{1}{2} S_0 U_{m3} - S_2 U_0 \right).$$

$$\text{Отсюда получим } U_{m3} = \frac{\frac{1}{2} R_1 S_1 U_m - S_2 U_0}{1 - S_0 R_1}.$$

Подставим это выражение в уравнение для тока  $I_0$  и с учетом  $U_0 = I_0 R$  найдем выходное напряжение и коэффициент передачи

$$U_0 = \frac{RS_1 - RR_1 S_0 + \frac{1}{2} RR_1 S_1 S_2 - RR_1 S_0^2}{(1 - S_0 R_1)(1 + S_0 R)};$$

$$K_{0в} = \frac{U_0}{U_m} = \frac{K_0(1 + S_0 R)(1 - S_0 R_1) + \frac{1}{4} RR_1 S_1 S_2}{(1 + S_0 R)(1 - S_0 R_1) + \frac{1}{2} RR_1 S_2^2},$$

где  $K_0$  – коэффициент передачи без учета возвратного детектирования.

Из неравенства  $K_{0в} > K_0$  получаем условие выигрыша в коэффициенте передачи  $1 + RS_0 > RS_2$ . Поскольку  $S_2 < S_1$ , то  $K_{0в} > K_0$ .

Выигрыш составляет

$$\frac{K_{0в}}{K_0} = 1 + \frac{R_1 S_2 \left( 1 - \frac{2K_0 S_2}{S_1} \right)}{2 \left( 1 - R_1 S_0 + \frac{K_0 R_1 S_2^2}{S_1} \right)}.$$

Измерения показали, что выигрыш в коэффициенте передачи лежит в пределах 10...20%.

## Выводы

Рассмотрена токовая чувствительность КД к слабым сигналам, характерным для микроволновой радиометрии. Показана некорректность существующего анализа паразитных параметров диода на разных частотах. Для устранения некорректности установлена взаимосвязь токовой чувствительности и коэффициента передачи КД через параметры вольтамперной характеристики диода. Для повышения чувствительности квадратичного детектора к слабым сигналам (менее 100 мВ) использован способ возвратного детектирования.

## Литература

1. Белоусов В.В., Бутакова С.В., Симонов О.Ю. Особливості застосування радіотеплодіодів в авіації // Авіаційно-космічна техніка і технологія. Харків: ХАІ. 2001, вип. 22. - С. 393-400.
2. Полупроводниковые входные устройства СВЧ / Под ред. В.С. Эткина. - М.: Сов. радио, 1975. - Т. 1. - 660 с.
3. Симонов А.Ю. Анализ установившегося режима линейного диодного детектора непрерывных АМ сигналов // Радиотехника. - 1980. Т. 35, № 8. - С. 50-52.
4. Симонов А.Ю. Теория установившегося режима амплитудного диодного детектора // Изв. ВУЗов СССР. Радиоэлектроника. - 1982. Т. XXV, № 1. - С. 29-33.

Поступила в редакцию 02.10.03

**Рецензент:** д-р техн. наук, профессор Зеленский А.А., Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского „ХАИ“, г. Харьков