

## ТЕОРИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

УДК 621.3.011.72

# АНАЛИЗ ДИОДНЫХ СМЕСИТЕЛЕЙ МЕТОДОМ УЗЛОВЫХ ПОТЕНЦИАЛОВ В ОБОБЩЕННОМ МАТРИЧНОМ ВИДЕ В ЧАСТОТНОЙ ОБЛАСТИ. ЧАСТЬ 2. РАЗВЯЗКА МЕЖДУ ПОРТАМИ, ЭФФЕКТ РАССОГЛАСОВАНИЯ, УРОВЕНЬ ШУМА<sup>1</sup>

© 2024 г. А. С. Коротков, О. А. Головань\*

Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого,  
Политехническая ул., 29, Санкт-Петербург, 195251 Российская Федерация

\*E-mail: golovan\_oa@spbstu.ru

Поступила в редакцию 03.10.2022 г.

После доработки 13.03.2023 г.

Принята к публикации 27.04.2023 г.

Представлен метод теоретического анализа развязок “вход-выход” и “гетеродин-выход” трех типов диодных преобразователей частоты: балансного, двойного балансного, тройного балансного. Для двух режимов работы гетеродина – “неинтенсивного” и “интенсивного” – получены зависимости развязки “вход-выход” балансного смесителя от нагрузочной проводимости и от амплитуды напряжения гетеродина. Проведен теоретический анализ и моделирование. Показано, что между расчетными результатами и результатами моделирования ошибка не превышает 3 дБ. Получены выражения для ошибок, вносимых технологическим разбросом параметров диодов, которые позволяют оценить предельно достижимые значения характеристик смесителей (коэффициента передачи и развязок по портам). Представлен метод анализа шумовых свойств смесителей, рассчитаны выходные шумовые спектры для каждого из элементов схем (входного сопротивления, диодов и выходного сопротивления), получены аналитические выражения коэффициентов шума. Теоретические оценки коэффициента шума подтверждаются результатами моделирования с точностью до 1 дБ.

**Ключевые слова:** диодные смесители, метод узловых потенциалов, передаточная функция, коэффициент шума, гетеродин, балансная схема

DOI: 10.31857/S0033849424020083, EDN: KMJTRK

## ВВЕДЕНИЕ

Ранее в [1] нами был представлен подробный обзор существующих методов анализа преобразователей частоты. Однако известные методы применялись только для анализа коэффициента передачи, анализ развязок по портам не рассматривался. Рассмотренный в [2] метод на основе так называемой матрицы преобразования применяется для анализа шумовых характеристик смесителей [3]. Однако, как и в случае линейного анализа, существенно возрастает размерность матрицы, особенно для двойной и тройной балансных схем. Предлагаемая авторами методика

анализа диодных смесителей методом узловых потенциалов в обобщенном матричном виде в частотной области позволяет рассчитать коэффициент передачи преобразователя частоты, развязки “вход-выход” и “гетеродин-выход”, оценить предельно достижимые значения данных характеристик смесителей, провести анализ шумовых свойств схем смесителей различного уровня сложности с учетом собственных шумов преобразовательных элементов.

В данной работе рассмотрен линейный анализ диодных смесителей, включая анализ развязок “вход-выход” и “гетеродин-выход”, получены зависимости функций развязок от сопротивления нагрузки и амплитуды напряжения гетеродина; эффекты рассогласования, вносимые технологическим разбросом параметров диодов; оценки предельно достижимых значений коэффициентов передачи и функций развязок по портам. Рассмотрен шумовой анализ диодных

<sup>1</sup> Первая часть статьи “Анализ диодных смесителей методом узловых потенциалов в обобщенном матричном виде в частотной области. Часть 1. Коэффициент передачи” опубликована на русском языке в журнале “Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника” и на английском языке в “Radioelectronics and Communications Systems” (2022. Т. 65. № 2).

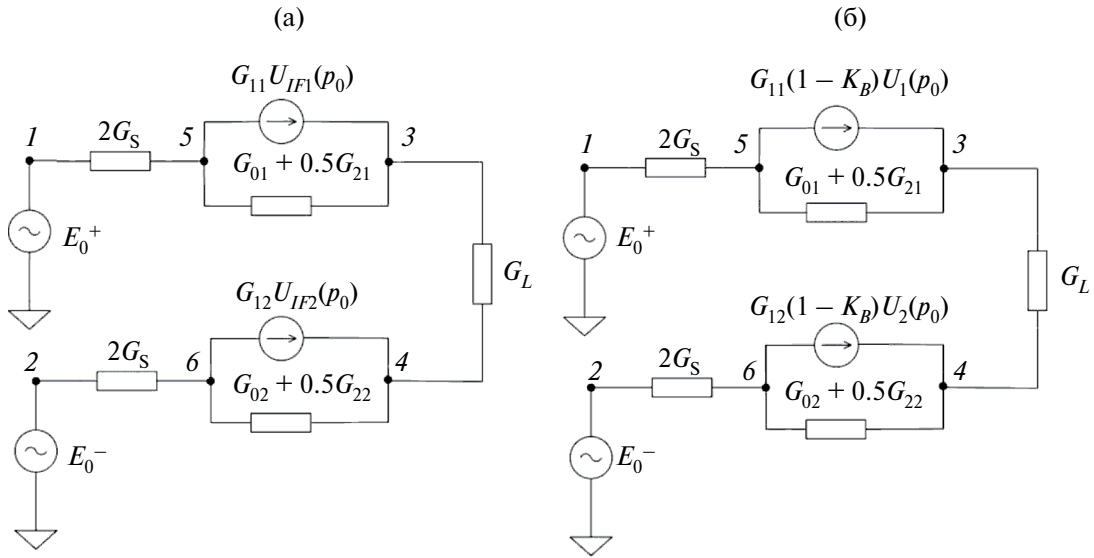


Рис. 1. Эквивалентная (а) и модифицированная (б) схемы балансного смесителя для анализа развязки “вход-выход”: узлы схемы 1...6 пронумерованы в соответствии с нумерацией строк и столбцов  $Y$ -матрицы смесителя.

смесителей — определена спектральная плотность шума на выходе смесителей и рассчитан коэффициент шума. Представлены результаты расчёта и моделирования характеристик диодных смесителей, рассмотренных в статье.

## 1. АНАЛИЗ РАЗВЯЗКИ МЕЖДУ ВХОДАМИ СМЕСИТЕЛЯ

### 1.1. Анализ развязки между входом и выходом

Эквивалентная схема балансного смесителя для анализа развязки “вход-выход” представлена на рис. 1а.

Рассмотрим выражение для генераторов тока, управляемых напряжением  $G_{li}U_{IFi}(p_0)$ , где  $i = 1, 2$  — индекс, соответствующий номеру диода. Во временной области выражения имеют вид  $G_{li}U_{IFmi} \cos \omega_0 t$  [4]. Необходимо определить амплитуду напряжения  $U_{IFmi}$ . Для этого воспользуемся формулой связи амплитуд через коэффициент передачи схемы  $K_B$ . Для амплитудных значений запишем

$$U_{IFmi} = U_{5(6)m}(p_0 \pm j\omega_{LO}) - U_{3(4)m}(p_0 \pm j\omega_{LO}).$$

Если сопротивление источника сигнала мало, то получаем

$$U_{5(6)m}(p_0 \pm j\omega_{LO}) \approx U_{1(2)m}(p_0).$$

То есть перепишем выражение для  $U_{IFmi}$  как

$$\begin{aligned} U_{IFmi} &= U_{1(2)m}(p_0) - U_{3(4)m}(p_0 \pm j\omega_{LO}) = \\ &= U_{1(2)m}(p_0) - K_B U_{1(2)m}(p_0) = (1 - K_B) U_{1(2)m}(p_0). \end{aligned}$$

Тогда выражение для генератора тока во временной области принимает вид

$$G_{li}(1 - K_B)U_{1(2)m} \cos \omega_0 t,$$

а в частотной —

$$G_{li}(1 - K_B)U_{1(2)m}(p_0). \quad (1)$$

Эквивалентная схема балансного смесителя для анализа эффекта прохождения входного сигнала на выход должна быть изменена с учетом формулы (1) согласно рис. 1б.

Система уравнений в БУП на частоте  $p_0$  имеет вид

$$[Y] \begin{bmatrix} U_1(p_0) \\ U_2(p_0) \\ U_3(p_0) \\ U_4(p_0) \\ U_5(p_0) \\ U_6(p_0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5GE_0 \\ -0.5GE_0 \\ G_{11}(1 - K_B)U_1(p_0) \\ G_{12}(1 - K_B)U_2(p_0) \\ -G_{11}(1 - K_B)U_1(p_0) \\ -G_{12}(1 - K_B)U_2(p_0) \end{bmatrix},$$

окончательно она может быть представлена в виде

$$[Y'] \begin{bmatrix} U_1(p_0) \\ U_2(p_0) \\ U_3(p_0) \\ U_4(p_0) \\ U_5(p_0) \\ U_6(p_0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.5GE_0 \\ -0.5GE_0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$[Y'] = \begin{bmatrix} G + 2G_S & 0 & 0 & 0 & -2G_S & 0 \\ 0 & G + 2G_S & 0 & 0 & 0 & -2G_S \\ -G_{11}(1 - K_B) & 0 & G_{d1} + G_L & -G_L & -G_{d1} & 0 \\ 0 & -G_{12}(1 - K_B) & -G_L & G_{d2} + G_L & 0 & -G_{d2} \\ -G_{11}(1 - K_B) - 2G_S & 0 & -G_{d1} & 0 & G_{d1} + 2G_S & 0 \\ 0 & -G_{12}(1 - K_B) - 2G_S & 0 & -G_{d2} & 0 & G_{d2} + 2G_S \end{bmatrix}.$$

Как и при расчете коэффициента передачи [1] для определения выходного сигнала необходимо найти отклик от каждого из входных генераторов:  $E_0^+$ ,  $E_0^-$  ( $I_0^+$ ,  $I_0^-$ ). Сигнал на выходе смесителя определяется падением напряжения на нагрузке:

$$U_{\text{вых}}(p_0) = (U_{31}(p_0) + U_{32}(p_0)) - (U_{41}(p_0) + U_{42}(p_0)),$$

где  $U_{31}(p_0)$  и  $U_{41}(p_0)$  – узловые потенциалы на выходе, определяемые воздействием  $E_0^+$  ( $I_0^+$ ), а  $U_{32}(p_0)$  и  $U_{42}(p_0)$  – узловые потенциалы на выходе, определяемые воздействием  $E_0^-$  ( $I_0^-$ ). Сигнал на входе смесителя определяется выражением

$$U_{\text{вх}}(p_0) = U_1(p_0) + U_2(p_0).$$

Таким образом, развязка “вход-выход” выражается как

$$K_{B \text{ RF-IF}} = \lim_{G \rightarrow \infty} \frac{U_{\text{вых}}(p_0)}{U_{\text{вх}}(p_0)} = \frac{0.5G_S(G_{d1}G_{12}(1 - K_B) + G_{d2}G_{11}(1 - K_B) + 2G_{d1}G_{d2})}{G_{d1}G_{d2}(G_S + G_L) + (G_{d1} + G_{d2})G_SG_L}. \quad (2)$$

В случае одинаковых параметров диодов выражение для развязки “вход-выход” имеет вид

$$K_{B \text{ RF-IF}} = \frac{G_S((G_0 + 0.5G_2) + G_1(1 - K_B))}{((G_0 + 0.5G_2) + 2G_L)G_S + (G_0 + 0.5G_2)G_L}.$$

Отметим, что развязка “вход-выход” двойной и тройной балансных схем определяется как сумма развязок каждой пары диодов и в случае равенства параметров диодов равна 0.

## 1.2. Анализ развязки между гетеродином и выходом

**А. Ток диода в “неинтенсивном” и “интенсивном” режимах гетеродина.** Эффект прохождения сигнала гетеродина на выход описывается составляющей тока  $I_0$  (см. [1, формула (1)]). Рассмотрим “неинтенсивный” режим работы гетеродина. Представим  $I_0$  как

$$I_0 = I_{LO0} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{LOn} \cos n\omega_{LO}t \approx \\ \approx I_{LO0} + \sum_{n=1}^N I_{LOn} \cos n\omega_{LO}t,$$

где компоненты  $I_{LOn}$  связаны с коэффициентами ряда Фурье  $i_n$  следующими соотношениями:

$$I_{LO0} = i_0, \quad I_{LOn} = 2i_n, \quad n = 1, 2, \dots, N.$$

Учтем в разложении только первую гармонику частоты гетеродина:

$$I_0 = I_{LO0} + I_{LO1} \cos \omega_{LO}t,$$

где  $I_{LO0}$  соответствует постоянной составляющей, а  $I_{LO1} \cos \omega_{LO}t$  – переменной составляющей тока. Для оценки эффекта прохождения сигнала гетеродина на выход необходимо получить значение  $I_{LO1}$ :

$$I_{LO1} = 2 \frac{1}{T} \int_0^T f(U_{LO}) \cos \omega_{LO}t dt = \\ = \frac{2}{T} \int_0^T I_S \left( \exp \left( \frac{U_{LOm} \cos \omega_{LO}t}{\Phi_t} \right) - 1 \right) \cos \omega_{LO}t dt = \\ = 2I_S B_1(U_{LOm} / \Phi_t),$$

где  $B_n(U_{LOm}/\Phi_t)$  – модифицированная функция Бесселя порядка  $n$ . В “интенсивном” режиме работы гетеродина составляющая тока  $I_{LO1}$  равна

$$I_{LO1} = 2 \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(U_{LO}) \cos \omega_{LO}t dt = \\ = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} f(U_{LO}) \cos \omega_{LO}t dt = \\ = \frac{2I_S}{\pi} \left( \exp \left( \frac{U_{LOm}}{\Phi_t} \right) - \exp \left( -\frac{U_{LOm}}{\Phi_t} \right) \right).$$

**Б. Анализ схем смесителей.** Эквивалентная схема балансного смесителя для анализа развязки “гетеродин-выход” представлена на рис. 2.

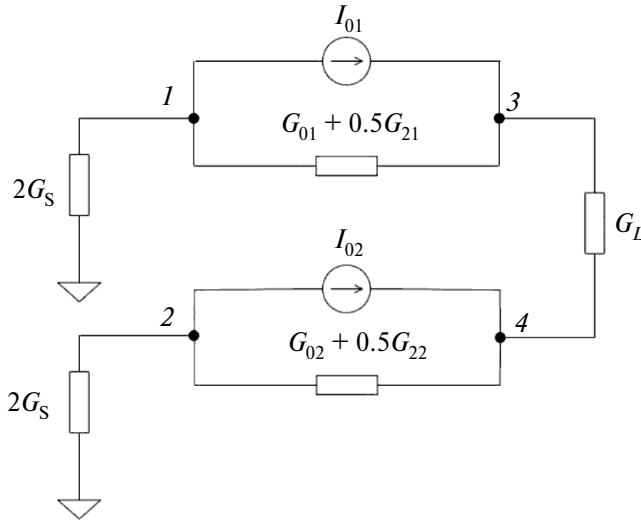


Рис. 2. Эквивалентная схема балансного смесителя для анализа развязки “гетеродин-выход”: узлы схемы 1...4 пронумерованы в соответствии с нумерацией строк и столбцов  $Y$ -матрицы смесителя.

Схема описывается системой уравнений в БУП на частоте  $p_{LO}$ :

$$\begin{bmatrix} 2G_S + G_{d1} & 0 & -G_{d1} & 0 \\ 0 & 2G_S + G_{d2} & 0 & -G_{d2} \\ -G_{d1} & 0 & G_L + G_{d1} & -G_L \\ 0 & -G_{d2} & -G_L & G_L + G_{d2} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} U_1(p_{LO}) \\ U_2(p_{LO}) \\ U_3(p_{LO}) \\ U_4(p_{LO}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I_{01}(p_{LO}) \\ -I_{02}(p_{LO}) \\ I_{01}(p_{LO}) \\ I_{02}(p_{LO}) \end{bmatrix}.$$

Развязка “гетеродин-выход” выражается как

$$K_{B\ LO-IF} = (U_3(p_{LO}) - U_4(p_{LO})) / U_{LOm}.$$

Токам  $I_{0i}(p_{LO})$  соответствуют составляющие тока  $I_{LOi}(p_{LO})$ , полученные при разложении тока гетеродина в ряд  $I_{01}(p_{LO}) = I_{LO11}(p_{LO})$ ,  $I_{02}(p_{LO}) = I_{LO12}(p_{LO})$ , а отношениям  $I_{LOi}(p_{LO}) / U_{LOm}$  — проводимости источника гетеродина  $G_{LOi}$ . Окончательное выражение для развязки “гетеродин-выход” принимает вид

$$K_{B\ LO-IF} = \frac{\{G_S((G_{02} + 0.5G_{22})G_{LO11} - (G_{01} + 0.5G_{21})G_{LO12})\}}{\{(G_{01} + 0.5G_{21})(G_{02} + 0.5G_{22})(G_S + G_L) + ((G_{01} + 0.5G_{21}) + (G_{02} + 0.5G_{22}))G_S G_L\}}. \quad (3)$$

В случае одинаковых параметров диодов развязка “гетеродин-выход” равна нулю как для балансной, так и для двойной и тройной балансных схем.

## 2. АНАЛИЗ РАССОГЛАСОВАНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ

В общем случае коэффициент передачи балансного смесителя (см. [1], формула (9)) зависит от параметров двух диодов

$K_B = f(G_{d1}, G_{d2}, G_{11}, G_{12})$ . Введем значения параметров диодов с учетом технологического разброса:

$$G'_{d1} = G_{d1} + \Delta G_{d1}, \quad G'_{d2} = G_{d2} + \Delta G_{d2}, \\ G'_{11} = G_{11} + \Delta G_{11}, \quad G'_{12} = G_{12} + \Delta G_{12},$$

где первое слагаемое соответствует номинальному значению, а второе — изменению проводимостей диода (разбросу параметров). С учетом разброса коэффициент передачи представляется как

$$K_B = K_{B0} + \Delta K_B = f(G'_{d1}, G'_{d2}, G'_{11}, G'_{12}) \approx f(G_{d1}, G_{d2}, G_{11}, G_{12}) + \frac{\partial f(G_{d1}, G_{d2}, G_{11}, G_{12})}{\partial G_{d1}} \Delta G_{d1} + \\ + \frac{\partial f(G_{d1}, G_{d2}, G_{11}, G_{12})}{\partial G_{d2}} \Delta G_{d2} + \frac{\partial f(G_{d1}, G_{d2}, G_{11}, G_{12})}{\partial G_{11}} \Delta G_{11} + \frac{\partial f(G_{d1}, G_{d2}, G_{11}, G_{12})}{\partial G_{12}} \Delta G_{12},$$

где  $K_{B0}$  соответствует коэффициенту передачи при номинальных значениях проводимостей, а  $\Delta K_B$  — изменение коэффициента передачи. В случае равенства номинальных значений проводимостей получаем

$$\Delta K_B = \frac{\partial f(G_d, G_1)}{\partial G_d} (\Delta G_{d1} + \Delta G_{d2}) + \\ + \frac{\partial f(G_d, G_1)}{\partial G_1} (\Delta G_{11} + \Delta G_{12}).$$

Окончательно изменение коэффициента передачи выглядит следующим образом:

$$\Delta K_B = \left\{ 2G_L G_S^2 \left[ 2(G_d(G_S + G_L) + 2G_L G_S)^2 + G_1^2(G_S + G_L)^2 \right] (\Delta G_{11} + \Delta G_{12}) - 8G_L G_S^2 [2G_d(G_S + G_L) + 2G_L G_S(G_S + G_L)^2] G_1 (\Delta G_{d1} + \Delta G_{d2}) \right\} / \left[ 2(G_d(G_S + G_L) + 2G_L G_S)^2 - G_1^2(G_S + G_L)^2 \right]^2.$$

Аналогично изменения развязки “вход-выход” (2) и “гетеродин-выход” (3) балансного смесителя с учетом разброса параметров имеют вид

$$\begin{aligned} \Delta K_{B\text{ RF-IF}} &= \left\{ 0.5G_S(1 - K_B)(G_d(G_S + G_L) + 2G_L G_S)(\Delta G_{11} + \Delta G_{12}) - \right. \\ &\quad \left. - (0.5G_1 G_S(1 - K_B)(G_S + G_L) - G_L G_S^2)(\Delta G_{d1} + \Delta G_{d2}) \right\} / (G_d(G_S + G_L) + 2G_L G_S)^2, \\ \Delta K_{B\text{ LO-IF}} &= \frac{-G_S G_{LO1}(\Delta G_{d1} - \Delta G_{d2})}{[(G_d(G_S + G_L) + 2G_S G_L)G_d]}. \end{aligned}$$

В общем случае коэффициенты передачи и развязки по портам двойной балансной и тройной балансной схем также зависят от параметров диодов. Для двойной балансной схемы изменения этих характеристик определяются выражениями

$$\begin{aligned} \Delta K_{DB} &= \left\{ \left\{ 2G_L G_S^2 \left[ 2(G_d(G_S + G_L) + 2G_L G_S)^2 + G_1^2(G_S + G_L)^2 \right] (\Delta G_{11} + \Delta G_{12} + \Delta G_{13} + \Delta G_{14}) \right\} - \right. \\ &\quad \left. - \left\{ 8G_L G_S^2 [2G_d(G_S + G_L) + 2G_L G_S(G_S + G_L)^2] G_1 (\Delta G_{d1} + \Delta G_{d2} + \Delta G_{d3} + \Delta G_{d4}) \right\} \right\} / \\ &\quad / \left\{ \left[ 2(G_d(G_S + G_L) + 2G_L G_S)^2 - G_1^2(G_S + G_L)^2 \right]^2 \right\}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta K_{DB\text{ RF-IF}} &= \left\{ \left\{ 0.5G_S(1 - K_{DB})(G_d(G_S + G_L) + 2G_L G_S) \times ((\Delta G_{11} + \Delta G_{12}) - (\Delta G_{13} + \Delta G_{14})) \right\} - \right. \\ &\quad \left. - \left\{ (0.5G_1 G_S(1 - K_{DB})(G_S + G_L) - G_L G_S^2) \times ((\Delta G_{d1} + \Delta G_{d2}) - (\Delta G_{d3} + \Delta G_{d4})) \right\} \right\} / \left\{ (G_d(G_S + G_L) + 2G_L G_S)^2 \right\}, \end{aligned}$$

$$\Delta K_{DB\text{ LO-IF}} = -G_S G_{LO1} ((\Delta G_{d1} - \Delta G_{d2}) + (\Delta G_{d3} - \Delta G_{d4})) / [(G_d(G_S + G_L) + 2G_S G_L)G_d]$$

а для тройной балансной –

$$\begin{aligned} \Delta K_{TB} &= \left\{ \left\{ 2G_L G_S^2 \left[ 2(G_d(G_S + G_L) + 2G_L G_S)^2 + G_1^2(G_S + G_L)^2 \right] (\Delta G_{11} + \Delta G_{12} + \Delta G_{13} + \Delta G_{14} + \Delta G_{15} + \Delta G_{16} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \Delta G_{17} + \Delta G_{18}) \right\} - \left\{ 8G_L G_S^2 [2G_d(G_S + G_L) + 2G_L G_S(G_S + G_L)^2] G_1 (\Delta G_{d1} + \Delta G_{d2} + \Delta G_{d3} + \Delta G_{d4} + \Delta G_{d5} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \Delta G_{d6} + \Delta G_{d7} + \Delta G_{d8}) \right\} \right\} / \left\{ \left[ 2(G_d(G_S + G_L) + 2G_L G_S)^2 - G_1^2(G_S + G_L)^2 \right]^2 \right\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta K_{TB\text{ RF-IF}} &= \left\{ \left\{ 0.5G_S(1 - K_{TB})(G_d(G_S + G_L) + 2G_L G_S)((\Delta G_{11} + \Delta G_{12}) - (\Delta G_{13} + \Delta G_{14}) + (\Delta G_{17} + \Delta G_{18}) - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - (\Delta G_{15} + \Delta G_{16})) \right\} - \left\{ (0.5G_1 G_S(1 - K_{TB})(G_S + G_L) - G_L G_S^2)((\Delta G_{d1} + \Delta G_{d2}) - (\Delta G_{d3} + \Delta G_{d4}) + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + (\Delta G_{d7} + \Delta G_{d8}) - (\Delta G_{d5} + \Delta G_{d6})) \right\} \right\} / \left\{ (G_d(G_S + G_L) + 2G_L G_S)^2 \right\}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta K_{TB\text{ LO-IF}} &= -G_S G_{LO1} ((\Delta G_{d1} - \Delta G_{d2}) + (\Delta G_{d3} - \Delta G_{d4}) + (\Delta G_{d5} - \Delta G_{d6}) + (\Delta G_{d7} - \Delta G_{d8})) / \\ &\quad / (G_d(G_S + G_L) + 2G_S G_L)G_d. \end{aligned}$$

### 3. ШУМОВОЙ АНАЛИЗ ДИОДНЫХ СМЕСИТЕЛЕЙ

#### 3.1. Балансная схема

**А. Шумовая схема балансного диодного смесителя.** В общем случае шумовые процессы в смесителях являются циклостационарными. Как было показано в работе [5], при использовании на выходе смесителя полосового фильтра с полосой пропускания меньше половины частоты гетеродина циклостационарные шумовые процессы могут рассматриваться как стационарные. Это предположение о полосовой фильтрации было использовано в данной работе. Эквивалентная схема балансного смесителя (см. [1, рис. 3]) по теореме бисекции может быть приведена к симметричному виду: исходная схема делится пополам, входная  $G_S$  и выходная  $G_L$  проводимости приводятся к проводимостям с номиналами  $2G_S$  и  $2G_L$ . Тогда шумовую схему балансного диодного смесителя можно представить, как на рис. 3, где  $S_{R_S}$ ,  $S_D$ ,  $S_{R_L}$  – спектральные плотности средней мощности шумового напряжения

входного сопротивления, диода, сопротивления нагрузки.

В шумовой модели смесителя диод может быть представлен как проводимость  $G_0 + 0.5G_2$  и два генератора тока, управляемые напряжением  $0.5G_1U_0(p_0 \pm j\omega_{LO})$  и  $G_1U_{IF}(p_0)$ , включенные параллельно. Шумовые свойства диода определяются генератором шума со спектральной плотностью средней мощности шумового тока диода  $S_D$ . Поскольку шумами гетеродина на данном этапе анализа пренебрегаем, то генератор тока  $I_0$  (см. [1, формула (1)]) в шумовой модели смесителя не учитывается. Передаточную функцию цепи от каждого шумового источника можно определить, используя метод анализа нелинейно-параметрических цепей [1].

**Б. Шумы сопротивления источника на выходе схемы.** Схема для анализа шумов сопротивления источника представлена на рис. 4.

Составим две системы уравнений в БУП по аргументам  $p_0$  и  $p_0 \pm j\omega_{LO}$  соответственно:

$$\begin{bmatrix} G + 2G_S & 0 & -2G_S \\ 0 & (G_0 + 0.5G_2) + 2G_L & -(G_0 + 0.5G_2) \\ -2G_S & -(G_0 + 0.5G_2) & 2G_S + (G_0 + 0.5G_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1(p_0) \\ U_2(p_0) \\ U_3(p_0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} GE_S \\ 0.5G_1U_0(p_0 \pm j\omega_{LO}) \\ -0.5G_1U_0(p_0 \pm j\omega_{LO}) \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} G + 2G_S & 0 & -2G_S \\ 0 & (G_0 + 0.5G_2) + 2G_L & -(G_0 + 0.5G_2) \\ -2G_S & -(G_0 + 0.5G_2) & 2G_S + (G_0 + 0.5G_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1(p_0 \pm j\omega_{LO}) \\ U_2(p_0 \pm j\omega_{LO}) \\ U_3(p_0 \pm j\omega_{LO}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ G_1U_{IF}(p_0) \\ -G_1U_{IF}(p_0) \end{bmatrix},$$

где  $E_S$  – среднеквадратичное напряжение источника шума входного сопротивления приведенной к симметричному виду схемы, которое по теореме бисекции может быть вычислено как

$E_S = E'_S / 2$ , где  $E'_S = \sqrt{S'_{R_S} \Delta f} = \sqrt{4kTR_S \Delta f}$  – среднеквадратичное напряжение источника шума на входе исходной схемы балансного смесителя, а  $S'_{R_S}$  – соответствующая спектральная плотность средней мощности шумового напряжения шума

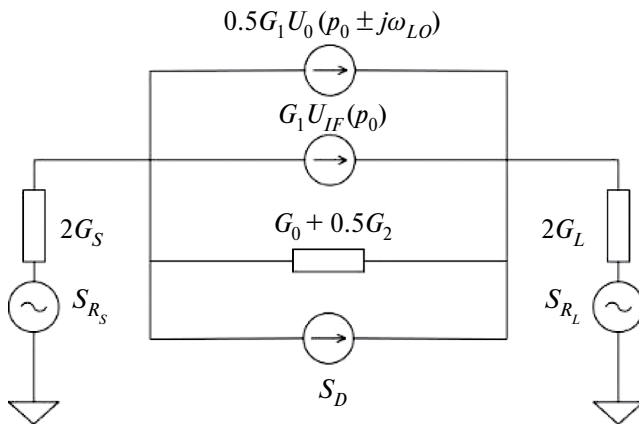


Рис. 3. Эквивалентная шумовая схема балансного смесителя, преобразованная к симметричному виду.

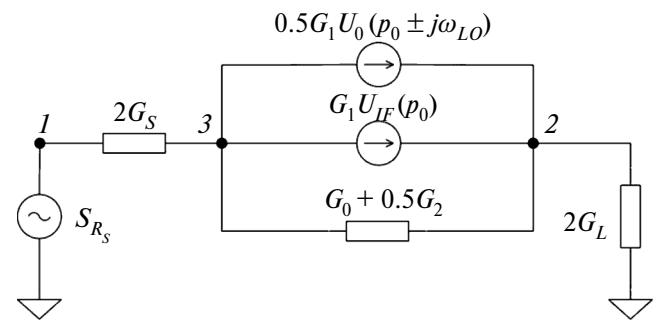


Рис. 4. Эквивалентная схема для анализа шумовых свойств сопротивления  $R_S$ : узлы схемы 1...3 пронумерованы в соответствии с нумерацией строк и столбцов  $Y$ -матрицы смесителя.

источника. Тогда значение среднеквадратичного напряжения преобразованного источника шума можно выразить как

$$E_S = \frac{\sqrt{4kTR_S\Delta f}}{2} = \sqrt{4kT \frac{R_S}{4} \Delta f} = \sqrt{S_{R_S} \Delta f},$$

где  $S_{R_S} = 4kT \frac{R_S}{4}$  – спектральная плотность средней мощности шумового напряжения пре-

образованного источника. Выражения для напряжения в правых частях систем могут быть раскрыты как в [1]. Составляющая источника шума  $S_{R_S}$  пересчитывается на выход схемы через передаточную функцию из первого узла во второй, причем воздействие рассматривается на частоте  $p_0$ , а отклик – на частоте  $p_0 \pm j\omega_{LO}$ . Передаточная функция  $T_{R_S}$  соответствует линейному коэффициенту передачи балансного смесителя:

$$T_{R_S} = K_B = \frac{4G_S^2 G_1 G_L}{2((G_0 + 0.5G_2)(G_S + G_L) + 2G_S G_L)^2 - G_1^2 (G_S + G_L)^2}. \quad (4)$$

Тогда спектральная плотность средней мощности шумового напряжения генератора шума сопротивления источника на выходе будет иметь вид

$$S_{R_S \text{ вых}} = |T_{R_S}|^2 S_{R_S \text{ вх}},$$

где  $S_{R_S \text{ вх}} = S_{R_S}$ .

**В. Шумы диодов на выходе схемы.** Схема для анализа шумов диода представлена на рис. 5.

Она может быть описана двумя системами уравнений в БУП по аргументам  $p_0$  и  $p_0 \pm j\omega_{LO}$  соответственно:

$$\begin{bmatrix} 2G_S + (G_0 + 0.5G_2) & -(G_0 + 0.5G_2) \\ -(G_0 + 0.5G_2) & (G_0 + 0.5G_2) + 2G_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1(p_0) \\ U_2(p_0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I_D - 0.5G_1 U_0(p_0 \pm j\omega_{LO}) \\ I_D + 0.5G_1 U_0(p_0 \pm j\omega_{LO}) \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} 2G_S + (G_0 + 0.5G_2) & -(G_0 + 0.5G_2) \\ -(G_0 + 0.5G_2) & (G_0 + 0.5G_2) + 2G_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1(p_0 \pm j\omega_{LO}) \\ U_2(p_0 \pm j\omega_{LO}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -G_1 U_{IF}(p_0) \\ G_1 U_{IF}(p_0) \end{bmatrix},$$

где  $I_D$  – среднеквадратичный ток источника шума диода, а соответствующая спектральная плотность средней мощности равна  $S_D = 2qI_D$  ( $I_D$  – постоянная составляющая тока диода) [6, 7]. Как было отмечено выше, составляющая тока  $I_0$  может быть разложена в ряд Фурье, где

постоянная составляющая тока диода определяется как  $I_{LO0}$ . Следовательно, необходимо вычислить значение  $I_{LO0}$ :

$$I_{LO0} = i_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(U_{LO}) dt, ,$$

$$I_{LO0} = \frac{1}{T} \int_0^T I_S \left( \exp\left(\frac{U_{LOm} \cos \omega_{LO} t}{\Phi_t}\right) - 1 \right) dt = \frac{1}{T} \int_0^T I_S \exp\left(\frac{U_{LOm} \cos \omega_{LO} t}{\Phi_t}\right) dt - \frac{1}{T} \int_0^T I_S dt = I_S \left[ B_0 \left( \frac{U_{LOm}}{\Phi_t} \right) - 1 \right],$$

где  $T = 2\pi/\omega_{LO}$ . Тогда окончательное выражение спектральной плотности шума диода на входе принимает вид

$$S_D = 2qI_S [B_0 (U_{LOm} / \Phi_t) - 1]. \quad (5)$$

Составляющая источника шума  $S_D$  пересчитывается на выход схемы через передаточный импеданс, соответствующий отношению напряжения во втором узле на частоте  $p_0 \pm j\omega_{LO}$  к току  $I_D$ , протекающему из первого во второй узел на частоте  $p_0$ :

$$Z_D = -\frac{2G_S G_1 (G_S + G_L)}{2((G_0 + 0.5G_2)(G_S + G_L) + 2G_S G_L)^2 - G_1^2 (G_S + G_L)^2}. \quad (6)$$

Тогда спектральная плотность средней мощности шумового напряжения диода на выходе определяется как  $S_{D \text{ вых}} = |Z_D|^2 S_{D \text{ вх}}$ , где  $S_{D \text{ вх}} = S_D$ .

**Г. Шумы сопротивления нагрузки на выходе схемы.** Для анализа шумов сопротивления нагрузки рассмотрим схему на рис. 6.

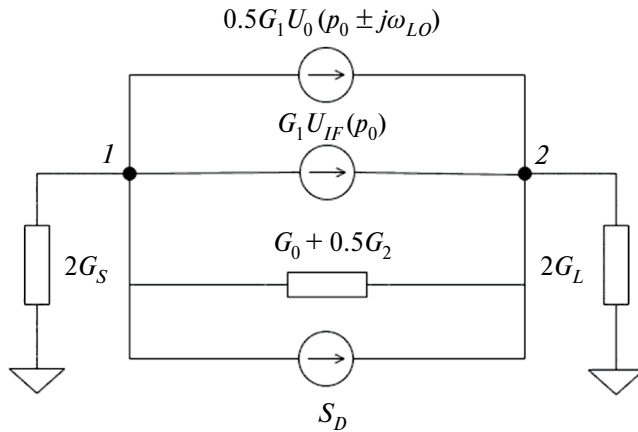


Рис. 5. Эквивалентная схема для анализа шумовых свойств диода: узлы схемы 1...2 пронумерованы в соответствии с нумерацией строк и столбцов  $Y$ -матрицы.

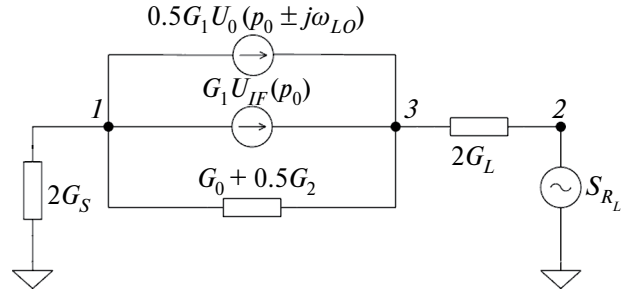


Рис. 6. Эквивалентная схема для анализа шумовых свойств сопротивления  $R_L$ : узлы схемы 1...3 пронумерованы в соответствии с нумерацией строк и столбцов  $Y$ -матрицы смесителя.

Схема описывается двумя системами уравнений в БУП по аргументам  $p_0$  и  $p_0 \pm j\omega_{LO}$ :

$$\begin{bmatrix} (G_0 + 0.5G_2) + 2G_S & 0 & -(G_0 + 0.5G_2) \\ 0 & G + 2G_L & -2G_L \\ -(G_0 + 0.5G_2) & -2G_L & 2G_L + (G_0 + 0.5G_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1(p_0) \\ U_2(p_0) \\ U_3(p_0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.5G_1U_0(p_0 \pm j\omega_{LO}) \\ GE_L \\ 0.5G_1U_0(p_0 \pm j\omega_{LO}) \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} (G_0 + 0.5G_2) + 2G_S & 0 & -(G_0 + 0.5G_2) \\ 0 & G + 2G_L & -2G_L \\ -(G_0 + 0.5G_2) & -2G_L & 2G_L + (G_0 + 0.5G_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1(p_0 \pm j\omega_{LO}) \\ U_2(p_0 \pm j\omega_{LO}) \\ U_3(p_0 \pm j\omega_{LO}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -G_1U_{IF}(p_0) \\ 0 \\ G_1U_{IF}(p_0) \end{bmatrix},$$

где  $E_L$  — среднеквадратичное напряжение источника шума сопротивления нагрузки схемы, приведенной к симметричному виду, а соответствующая спектральная плотность средней мощности  $S_{R_L} = 4kT \frac{R_L}{4}$  определяется аналогично спектральной плотности  $S_{R_S}$ . Составля-

ющая источника шума  $S_{R_L}$  пересчитывается на выход схемы через передаточную функцию из второго узла в третий узел, причем воздействие рассматривается на частоте  $p_0$ , а отклик — на частоте  $p_0 \pm j\omega_{LO}$ . Передаточная функция  $T_{R_L}$  соответствует линейному коэффициенту передачи балансного смесителя:

$$T_{R_L} = -K_B = -\frac{4G_S^2G_1G_L}{2((G_0 + 0.5G_2)(G_S + G_L) + 2G_SG_L)^2 - G_1^2(G_S + G_L)^2}. \quad (7)$$

Спектральная плотность средней мощности шумового напряжения сопротивления нагрузки на выходе определяется как  $S_{R_L \text{ вых}} = |T_{R_L}|^2 S_{R_L \text{ вх}}$ , где  $S_{R_L \text{ вх}} = S_{R_L}$ .

**Д. Коэффициент шума.** Коэффициент шума смесителя  $F$  определяется как  $F = 1 +$

$+ P_{\text{вых}}^{\text{сш}} / P_{\text{вых}}^{\text{иш}}$ , где  $P_{\text{вых}}^{\text{сш}}$  — мощность собственных шумов на выходе смесителя,  $P_{\text{вых}}^{\text{иш}}$  — мощность шума сопротивления источника сигнала на выходе. Рассмотрим подробнее выражение для коэффициента шума:

$$F = 1 + \frac{P_{\text{вых}}^{\text{сш}}}{P_{\text{вых}}^{\text{иш}}} = 1 + \frac{S_{\text{вых}}^{\text{сш}} \Delta f}{S_{\text{вых}}^{\text{иш}} \Delta f} = 1 + \frac{S_{\text{вых}}^{\text{сш}}}{S_{\text{вых}}^{\text{иш}}} = 1 + \frac{S_{R_L}^{\text{сш}} + S_{\text{вых}}^D}{S_{R_S}^{\text{иш}}} = 1 + \frac{|T_{R_L}|^2 4kT \frac{R_L}{4} + |Z_D|^2 2qI_D}{|T_{R_S}|^2 4kT \frac{R_S}{4}}.$$

Так как  $T_{R_S} = -T_{R_L} = K_B$ , то

$$F = 1 + \frac{R_L}{R_S} + \frac{4|Z_D|^2 2qI_{LO0}}{|T_{R_S}|^2 4kTR_S}.$$

Рассмотрим отношение

$$|Z_D|^2 / |T_{R_S}|^2 = (G_S + G_L)^2 / 4G_S^2G_L^2 = A,$$



из которого следует окончательное выражение для коэффициента шума балансного диодного смесителя:

$$F = 1 + G_S / G_L + (G_S + G_L)^2 2qI_S \times \\ \times [B_0 (U_{LOm} / \Phi_i) - 1] / G_L^2 4kTG_S.$$

### 3.2. Двойная балансная схема

Двойную балансную схему можно представить в виде параллельного соединения двух балансных смесителей [1]. Каждый балансный смеситель может быть приведен по теореме бисекции к симметричному виду. Шумовая схема первой пары диодов полностью соответствует схеме балансного смесителя, а шумовая схема второй пары диодов составляется аналогично.

*А. Шумы сопротивлений источника и нагрузки на выходе схемы.* Передаточные функции от сопротивлений источника  $T_{R_S}$  и нагрузки  $T_{R_L}$  двойной балансной схемы равны сумме соответствующих передаточных функций каждой из пар диодов. Передаточные функции первой пары диодов  $T_{R_{S1}}$  и  $T_{R_{L1}}$  получены выше, передаточные функции второй пары диодов  $T_{R_{S2}}$  и  $T_{R_{L2}}$  выражаются формулами (4), (7) соответственно. Передаточные функции от сопротивлений источника и нагрузки двойного балансного смесителя соответствуют его коэффициенту передачи и определяются как  $T_{R_S} = T_{R_{S1}} + T_{R_{S2}} = -T_{R_L} = -(T_{R_{L1}} + T_{R_{L2}}) = K_{DB}$ . Спектральные плотности средней мощности шумового напряжения сопротивлений источника  $S_{R_S \text{ вых}}$  и нагрузки  $S_{R_L \text{ вых}}$  на выходе определяются как  $S_{R_S \text{ вых}} (S_{R_L \text{ вых}}) = |K_{DB}|^2 S_{R_S \text{ вх}} (S_{R_L \text{ вх}})$ , где спектральные плотности средней мощности шумового напряжения сопротивлений на входе определяются так же, как и в случае балансного смесителя.

*Б. Шумы диодов на выходе схемы.* Эквивалентная схема для анализа шума диода на выходе представлена на рис. 5. Выше получено выражение для передаточного импеданса (см. (6)). Выходная спектральная плотность средней мощности шумового напряжения генератора шума диода определяется как  $S_{D \text{ вых}} = |Z_D|^2 S_{D \text{ вх}}$ , где  $S_{D \text{ вх}}$  — спектральная плотность средней мощности собственного шумового напряжения диода согласно формуле (5).

*В. Коэффициент шума.* Аналогично предыдущему случаю, может быть получено выражение

для коэффициента шума двойного балансного смесителя

$$F = 1 + \frac{R_L}{R_S} + \frac{4|Z_D|^2 2qI}{|T_{R_S}|^2 4kTR_S},$$

причем  $|Z_D|^2 / |T_{R_S}|^2 = A / 4$ . Тогда окончательное выражение для коэффициента шума двойного балансного диодного смесителя имеет вид

$$F = 1 + G_S / G_L + (G_S + G_L)^2 2qI_S \times \\ \times [B_0 (U_{LOm} / \Phi_i) - 1] / 4G_L^2 4kTG_S.$$

### 3.3. Тройная балансная схема

Тройную балансную схему можно представить в виде параллельного соединения четырех балансных смесителей [1], каждый из которых может быть приведен по теореме бисекции к симметричному виду. Шумовая схема первой и третьей пар диодов соответствуют шумовой схеме балансного смесителя, а шумовая схема второй и четвертой пар соответствует шумовой схеме второй пары диодов двойного балансного смесителя.

*А. Шумы сопротивлений источника и нагрузки на выходе схемы.* Передаточные функции от сопротивлений источника  $T_{R_S}$  и нагрузки  $T_{R_L}$  тройной балансной схемы равны сумме соответствующих передаточных функций каждой из пар диодов. Передаточные функции первой и третьей пар диодов  $T_{R_{S1}}$ ,  $T_{R_{S3}}$  и  $T_{R_{L1}}$ ,  $T_{R_{L3}}$  получены выше, передаточные функции второй и четвертой пар диодов  $T_{R_{S2}}$ ,  $T_{R_{S4}}$  и  $T_{R_{L2}}$ ,  $T_{R_{L4}}$  выражаются формулами (4), (7). Окончательно передаточные функции от сопротивлений источника и нагрузки тройного балансного смесителя определяются как  $T_{R_S} = T_{R_{S1}} + T_{R_{S2}} + T_{R_{S3}} + T_{R_{S4}} = -T_{R_L} = -(T_{R_{L1}} + T_{R_{L2}} + T_{R_{L3}} + T_{R_{L4}}) = K_{TB}$ . Спектральные плотности средней мощности шумового напряжения сопротивлений источника и нагрузки на выходе определяются как  $S_{R_S \text{ вых}} (S_{R_L \text{ вых}}) = |K_{TB}|^2 S_{R_S \text{ вх}} (S_{R_L \text{ вх}})$ . Спектральные плотности средней мощности шумового напряжения сопротивлений на входе определяются так же, как и в случае балансного смесителя.

*Б. Шумы диода на выходе схемы.* Аналогично случаю, соответствующему анализу шумов диода двойного балансного смесителя, выходная спектральная плотность средней мощности

шумового напряжения диода определяется как  $S_{D \text{ Вых}} = |Z_D|^2 S_{D \text{ Вх}}$ , где  $Z_D$  — передаточный импеданс (см. (6)),  $S_{D \text{ Вх}}$  — спектральная плотность средней мощности собственного шумового напряжения диода (см. (5)).

**В. Коэффициент шума.** Коэффициент шума тройного балансного смесителя определяется как

$$F = 1 + \frac{R_L}{R_S} + \frac{4|Z_D|^2 2q\overline{I_D}}{|T_{R_S}|^2 4kTR_S},$$

при этом  $|Z_D|^2 / |T_{R_S}|^2 = A / 16$ , тогда выражение для коэффициента шума тройного балансного диодного смесителя определяется следующим образом:

$$F = 1 + G_S / G_L + (G_S + G_L)^2 2qI_S \times \\ \times [B_0 (U_{LOm} / \Phi_t) - 1] / 16G_L^2 4kTG_S.$$

#### 4. РАСЧЕТ И МОДЕЛИРОВАНИЕ

В работе [1] подробно рассмотрено формирование линейной параметрической модели диода на основе закона Эберса—Молла. Каждый диод в схеме смесителя представляется в виде параллельно включенной проводимости и двух управляемых напряжением генераторов тока. В процессе моделирования была использована SPICE модель диода (параллельное сопротивление в модели отсутствовало, а последовательное равно 2.1 Ом). Моделирование и расчет выполнены при температуре  $T = 300$  К для двух режимов работы гетеродина. Моделирование проводилось в среде автоматизированного проектирования Advanced Design System (ADS). При расчете и моделировании были использованы следующие значения:  $I_S = 1.14$  пА — ток насыщения диода,  $U_{0m} = 0.05$  В — амплитудное значение напряжения сигнала,  $U_{LOm} = 1.0$  В — амплитудное значение напряжения гетеродина,  $R_S = 50$  Ом — сопротивление источника,  $R_L = 50$  Ом — сопротивление нагрузки; частота сигнала 4 МГц, частота гетеродина 5 МГц. Частотный диапазон выбран так, чтобы минимизировать влияние емкостей  $p$ - $n$ -перехода диода. Если импеданс диффузионной емкости  $p$ - $n$ -перехода превосходит внутренний импеданс диода более чем в шесть раз, то частотной зависимостью передаточной функции можно пренебречь. Так, в работе [8] показано, что импеданс диффузионной емкости  $p$ - $n$ -перехода

**Таблица 1.** Результаты расчета и моделирования для балансной схемы

| Режим работы гетеродина | $K_{RF-IF}$ , дБ |               |
|-------------------------|------------------|---------------|
|                         | Расчет           | Моделирование |
| “Неинтенсивный”         | –16.5            | –17.1         |
| “Интенсивный”           | –14.4            | –15.9         |

равен 26.0 Ом на частоте 1 ГГц, а внутренний импеданс диода — 4.3 Ом, при этом отклонение передаточной функции от значения в области низких частот составляет не более 0.1 дБ.

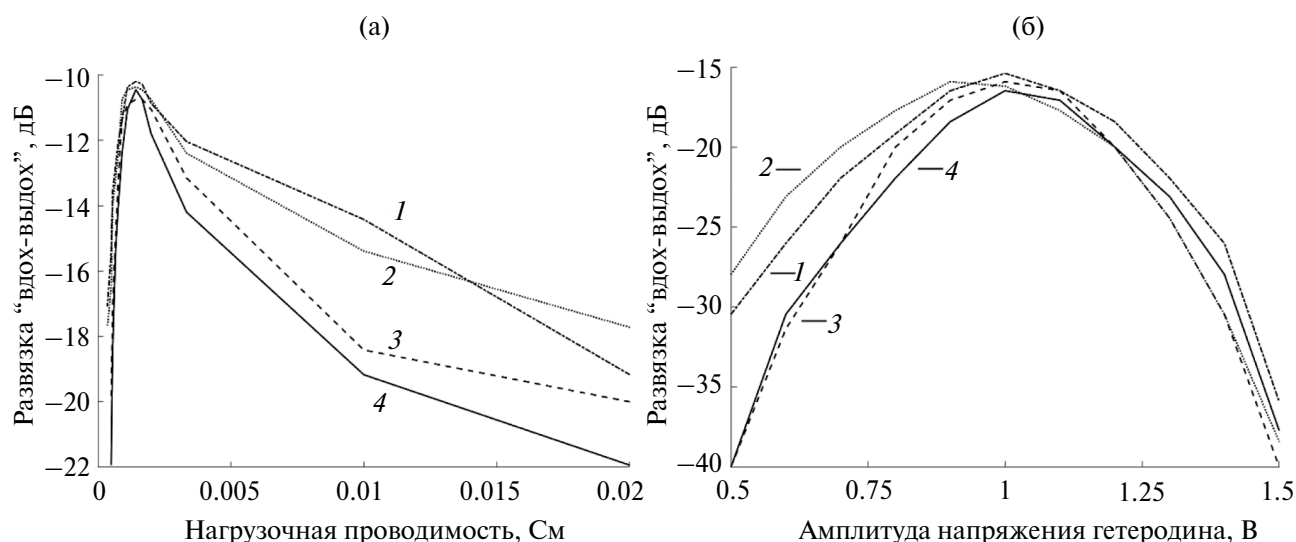
Выбор представленных частот сигнала и гетеродина позволил провести адекватное сравнение расчета и моделирования для проверки справедливости предложенного подхода (табл. 1).

На рис. 7а, 7б приведены зависимости развязки “вход-выход” соответственно от нагрузочной проводимости при  $U_{LOm} = 0.8$  В и от амплитуды напряжения гетеродина при  $R_L = 50$  Ом.

Зависимости получены для двух режимов работы гетеродина. Ошибка между результатами расчета и моделирования не превышает 3 дБ. Полученный результат превосходит результаты, представленные в работах других авторов. Так, например, в работе [9] ошибка между результатами расчета уровня нелинейных искажений 3-го порядка по параметру входной мощности перекрестных искажений  $IIP3$  и результатами моделирования лежит в пределах от 4 до 10 дБ, в работе [10] расчетные значения коэффициента передачи, параметра  $IIP3$  и параметра  $IIP2$  отличаются от значений, полученных при моделировании, в пределах 4 дБ, а в работе [11] результаты расчета и моделирования параметра  $IIP3$  отличаются в пределах 5 дБ.

В табл. 2 представлены изменения коэффициента передачи и развязок по портам балансной схемы для “неинтенсивного” режима работы гетеродина для различных значений разбросов параметров.

Значения ошибок, вносимых разбросом параметров диодов, позволяют оценить предельно достижимые значения коэффициентов передач и развязок по портам. Аналогичным образом могут быть получены максимально достижимые значения параметров двойного и тройного балансных смесителей. Например, для двойной балансной схемы при технологическом разбросе параметров 20 % для диодов D1, D2, D3 и при



**Рис. 7.** Зависимость развязки "вход-выход" балансной схемы смесителя от нагрузочной проводимости (а) и от амплитуды напряжения гетеродина (б) при "интенсивном" (1, 2) и "неинтенсивном" (3, 4) режимах работы гетеродина: 1, 4 – расчет, 2, 3 – моделирование.

**Таблица 2.** Изменения коэффициента передачи и развязок по портам

| $\Delta D1$ | $\Delta D2$ | $\frac{\Delta K_B}{K_{B0}}$ | $\frac{\Delta K_{B\ RF-IF}}{K_{B\ RF-IF0}}$ | $\Delta D1$ | $\Delta D2$ | $\Delta K_{B\ LO-IF}$ |
|-------------|-------------|-----------------------------|---------------------------------------------|-------------|-------------|-----------------------|
| %           |             |                             |                                             |             |             | дБ                    |
| 0           | 5           | 1.5                         | 2.6                                         | 0           | 5           | -66.5                 |
| 5           | 10          | 4.4                         | 7.8                                         | 0           | 10          | -60.5                 |
| 10          | 15          | 7.4                         | 13.0                                        | 0           | 15          | -57.0                 |
| 15          | 20          | 10.4                        | 18.3                                        | 0           | 20          | -54.5                 |

разбросе параметров 0 % для диода D4 значения параметров схемы принимают следующие значения:  $\Delta K_{DB} / K_{DB0} = 8.9\%$ ,  $\Delta K_{DB\ RF-IF} = -36.1$  дБ,  $\Delta K_{DB\ LO-IF} = -54.5$  дБ. Для тройной балансной схемы при разбросе параметров 20 % для диодов D1...D3, D5...D7 и при разбросе параметров 0 % для диодов D4, D8 значения параметров схемы принимают значения  $\Delta K_{TB} / K_{TB0} = 8.9\%$ ,  $\Delta K_{TB\ RF-IF} = -50.1$  дБ,  $\Delta K_{TB\ LO-IF} = -48.5$  дБ.

В табл. 3 представлены результаты моделирования и расчета коэффициента шума диодных смесителей, ошибка в пределах 1 дБ.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Получены теоретические выражения для развязок "вход-выход" и "гетеродин-выход"; выражения для вносимых технологическим разбросом параметров диодов ошибок, которые позволяют оценить предельно достижимые зна-

**Таблица 3.** Результаты расчета и моделирования коэффициента шума

| Тип схемы         | Расчет, дБ | Моделирование, дБ |
|-------------------|------------|-------------------|
| Балансная         | 4.03       | 4.51              |
| Двойная балансная | 3.28       | 4.21              |
| Тройная балансная | 3.07       | 3.76              |

чения коэффициентов передачи и развязок по портам. Представлены зависимости развязок от нагрузочной проводимости и от амплитуды напряжения гетеродина. Проведен теоретический анализ и моделирование, ошибка между расчетными результатами и результатами моделирования лежит в пределах 0.5...3 дБ. Как было показано в работе [1], выбор сопротивления нагрузки и амплитуды напряжения гетеродина позволяет максимизировать коэффициент передачи сме-

сителя. Однако результаты данной работы показали, что изменение значений сопротивления нагрузки и амплитуды напряжения гетеродина в сторону увеличения коэффициента передачи приводит к ухудшению развязок. Так, например, в “неинтенсивном” режиме при фиксированном сопротивлении нагрузки 50 Ом при амплитуде напряжения гетеродина 1 В коэффициент передачи балансной схемы составляет  $-20.0$  дБ, но при этом значение развязки “вход-выход” не превышает  $-15.9$  дБ, в то время как при амплитуде 0.7 В получим коэффициент передачи  $-29.9$  дБ и развязку  $-26.0$  дБ. Аналогично для случая “неинтенсивного” режима гетеродина и балансной схемы при амплитуде напряжения гетеродина 0.8 В при сопротивлении нагрузки 700 Ом достигается максимум коэффициента передачи  $-12.8$  дБ, но при этом значение развязки “вход-выход”  $-10.8$  дБ. Однако при сопротивлении нагрузки 50 Ом коэффициент передачи падает до  $-25.5$  дБ, но развязка улучшается до  $-20.0$  дБ.

Рассмотрены шумовые свойства диодных смесителей, рассчитаны выходные шумовые спектры для каждого из элементов схем (входного сопротивления, диодов и выходного сопротивления), получены аналитические выражения коэффициентов шума. Шумовой анализ показал, что диодные смесители обладают низким коэффициентом шума. При одинаковых значениях элементов схем балансный смеситель обладает самым высоким коэффициентом шума (4.5 дБ), а тройной балансный смеситель — самым низким (3.8 дБ), что является преимуществом перед остальными схемами. Значение коэффициента шума двойного балансного смесителя — 4.2 дБ. Результаты моделирования коэффициента шума согласуются с результатами расчета в пределах 1 дБ.

Следует отметить, что предлагаемая методика анализа смесителей позволяет значительно сократить объем вычислений по сравнению, например, с известным методом матрицы преобразований [2, с. 247, § 5.3], который основан на линеаризованной модели активных элементов. Использование матрицы преобразований предполагает повышение порядка матрицы схемы при анализе балансных структур и при введении в состав системы уравнений токов (напряжений) на промежуточной частоте. Если в матрице преобразований используются лишь первые два коэффициента из разложения нелинейной проводимости диода, то для небалансной схемы размерность матрицы преобразований составляет  $2 \times 2$ , а для балансной — размерность

матрицы увеличивается до значения  $6 \times 6$ . В случае двойной балансной схемы порядок матрицы увеличится до значения  $10 \times 10$ , а в случае тройной балансной — до  $18 \times 18$ . При введении в рассмотрение большего числа коэффициентов из разложения нелинейной проводимости диода порядок матрицы также значительно увеличивается:  $3 \times 3$  — для небалансного смесителя,  $9 \times 9$  — для балансного,  $15 \times 15$  — для двойного балансного,  $27 \times 27$  — для тройного балансного смесителей. Высокая размерность матрицы преобразования затрудняет аналитическое решение задачи параметрической оптимизации схемы смесителя, что делает необходимым применение численных методов. Однако при использовании методов численной оптимизации остаются открытыми вопросы выбора начального приближения и расстановки весовых коэффициентов. При анализе смесителей по предлагаемой методике размерность матриц не превосходит  $6 \times 6$  для всех рассмотренных схем. Это позволяет осуществить параметрическую оптимизацию на основе аналитических выражений. Использование предлагаемой методики повышает точность расчетов. Ошибка между результатами расчета и моделирования не превышает 3 дБ. При использовании других методов анализа ошибка достигает 4...10 дБ [9–11]. В целом рассмотренная методика является универсальной и позволяет проводить анализ и параметрическую оптимизацию не только диодных смесителей, но и схем иных типов, например транзисторных смесителей.

#### ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена в рамках государственного задания на проведение фундаментальных исследований (код темы FSEG-2023-0016).

Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Korotkov A.S., Golovan O.A. // *Radioelectronics and Communications Systems*. 2022. V. 65. № 2. P. 81.
2. Henderson B. *Microwave Mixer Technology and Applications*. N. Y.: Artech House, 2013.
3. Аверина Л.И., Бобришов А.М., Шапошникова Ж.В. // *Вестн. Воронеж. гос. ун-та. Серия: Физика. Математика*. 2011. № 1. С. 5.
4. Korotkov A., Golovan O. // 2021 Int. Symp. Signals, Circuits and Systems. Iasi. 15–16 Jul. 2021. N.Y.: IEEE, 2021. P. 9497452.  
<https://doi.org/10.1109/ISSCS52333.2021.9497452>
5. Roychowdhury J., Long D., Feldmann P. // *IEEE J. Solid-State Circuits*. 1998. V. 33. № 3. P. 324.

6. *Darabi H., Abidi A.A.* // IEEE J. Solid-State Circuits. 2015. V. 35. № 1. P. 15.
7. *Nitsch J.B., Solovyeva E.B., Korovkin N.V., Scheibe H.-J.* // IEEE Trans. 2008. V. EC-50. № 4. P. 887.
8. *Головань О.А., Коротков А.С.* // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). 2022. № 3. С. 190.
9. *Vitee N., Ramiah H., Mak P.-I., Yin J., Martins R.P.* // IEEE Trans. 2020. V. VLSI-28. № 3. P. 700.
10. *Mollaalipour M., Miar-Naimi H.* // IEEE Trans. 2016. V. VLSI-24. №6. P. 2275.
11. *Jiang J., Holburn D.M.* // Proc. Europ. Conf. on Circuit Theory and Design. Antalya, 23–27 Aug. 2009. N.Y.: IEEE, 2009. P. 675.

## ANALYSIS OF DIODE MIXERS USING THE METHOD OF NODE POTENTIALS IN GENERALIZED MATRIX FORM IN THE FREQUENCY DOMAIN. PART 2. ISOLATION BETWEEN PORTS, MISCONDITION EFFECT, NOISE LEVEL

**S. Korotkov, O. A. Golovan\***

*Peter the Great St-Petersburg Polytechnic University St-Petersburgh, 195251 Russia*

*\*E-mail: golovan\_oa@spbstu.ru*

Received October 3, 2022; revised March 13, 2023; accepted April 27, 2023

A method for theoretical analysis of “input-output” and “local oscillator-output” decouplings of three types of diode frequency converters is presented: balanced, double balanced, triple balanced. For two operating modes of the local oscillator – “non-intensive” and “intensive” – the dependences of the “input-output” decoupling of the balanced mixer on the load conductivity and on the amplitude of the local oscillator voltage were obtained. Theoretical analysis and modeling were carried out. It is shown that the error between the calculated results and the simulation results does not exceed 3 dB. Expressions are obtained for errors introduced by the technological spread of diode parameters, which make it possible to estimate the maximum achievable values of the mixer characteristics (transmission coefficient and port isolation). A method for analyzing the noise properties of mixers is presented, the output noise spectra are calculated for each of the circuit elements (input resistance, diodes and output resistance), and analytical expressions for noise coefficients are obtained. Theoretical noise figure estimates are confirmed by simulation results with an accuracy of 1 dB.

*Keywords:* diode mixers, nodal potential method, transfer function, noise figure, heterodyne, balanced circuit