

# ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫЕ КОМПОНЕНТЫ АКТИВНОГО ЭЛЕМЕНТА СВЧ СМЕСИТЕЛЯ НА ОСНОВЕ ОБРАТНО СМЕЩЕННОГО РЕЗКОГО $P-N$ -ПЕРЕХОДА

П. П. МАКСИМОВ

Представлены результаты численного модулирования нелинейного преобразования сигналов в активных элементах СВЧ смесителей на основе резких  $Si$   $p-n$ -переходов. Приведены энергетические и спектральные характеристики активных элементов СВЧ смесителей. Определены источники паразитных продуктов в выходном сигнале СВЧ смесителя и предложены способы их минимизации.

**Ключевые слова:** активный элемент СВЧ смесителя, ударная ионизация, интермодуляционные компоненты.

## ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время успешно развивается перспективное направление прикладной радиофизики и электроники – современная шумовая радиолокация [1]. В связи с этим одной из ключевых задач шумовой радиолокации является улучшение характеристик конвертора за счет снижения паразитных продуктов преобразования в активных элементах СВЧ смесителей. Существующие СВЧ смесители изготавливают в основном на основе диодов с барьером Шоттки, которые имеют экспоненциальную вольтамперную характеристику (ВАХ) [2]. В таких смесителях спектр выходного сигнала кроме выходной частоты содержит множество интермодуляционных компонент различного порядка, уровень которых зависит от соотношения частот и амплитуд входного сигнала и сигнала гетеродина, а также формы ВАХ активного элемента СВЧ смесителя.

Характеристики СВЧ смесителей могут быть улучшены за счет применения в качестве активных элементов на основе резонансно-туннельных диодов, имеющих нелинейный участок на ВАХ [3]. В работе [4] показано, что статическая ВАХ *однопролетных* резких  $Ge$ ,  $Si$  и  $GaAs$   $p-n$ -переходов, кроме известного экспоненциального участка, имеют также нелинейный участок. Нелинейный участок на ВАХ возникает в результате нейтрализации заряда примесных атомов зарядом подвижных носителей, приводящей к снижению электрического поля и замедлению роста лавинного тока. На этом участке активный СВЧ смеситель имеет режим нелинейного преобразования сигнала.

Целью работы является исследование формы ВАХ активных элементов СВЧ смесителей на основе *двухпролетных* резких  $Si$   $p-n$ -переходов в широком диапазоне изменения напряжения обратного смещения, численное моделирование процессов преобразования сигнала гетеродина и полезного сигнала в режиме нелинейного преобразования, расчет энергетических и спектральных характеристик и определение способов минимизации интермодуляционных компонент.

В качестве математической модели активного элемента СВЧ смесителя на основе резкого  $p-n$ -перехода использована система уравнений диффузионно-дрейфовой модели (ДДМ)

полупроводников [9, 10]. Для численного интегрирования уравнения ДДМ с граничными и начальными условиями преобразовывались в разностные уравнения. Алгоритм решения разностных уравнений использует модифицированный метод встречных прогонок [5, 11]. Достоверность полученных результатов обеспечена тестированием программ алгоритма и согласованием их с известными результатами.

## 1. ВОЛЬТАМПЕРНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА

На рис.1 приведена статическая ВАХ резкого  $Si$   $p-n$ -перехода с учетом влияния заряда подвижных носителей на электрическое поле ( $N_a = 10^{17} \text{ см}^{-3}$ ,  $N_d = N_a$ ;  $N_T = 15 \text{ нс}$ ;  $U_{av} = -16,5 \text{ В}$ ,  $J_{in} = 8 \text{ мА/см}^2$ ;  $J_{in} = J_0 J_{lim}$ ;  $J_{lim} = v_{ns} N_d = 160 \text{ кА/см}^2$  – предельный ток  $Si$   $p-n$ -перехода;  $v_{ns}$  – скорость насыщения электронов). На ВАХ условно можно выделить четыре характерных участка.

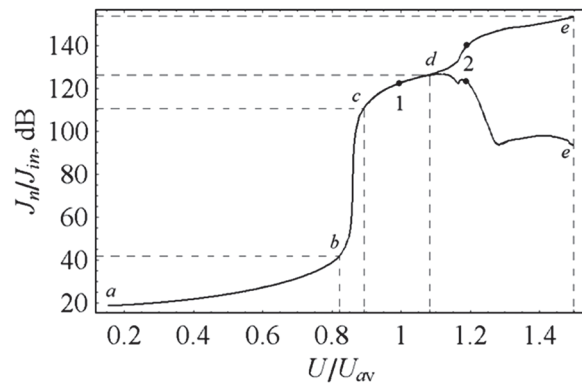


Рис. 1. Статическая ВАХ активного элемента СВЧ-смесителя на основе резкого  $Si$   $p-n$ -перехода

На участке ( $a-b$ ) при малой концентрации заряда в  $p-n$ -переходе скорость генерации носителей заряда преобладает над скоростью их рекомбинации, поэтому наблюдается незначительный рост обратного тока.

На участке ( $b-c$ ) напряжение обратного смещения достигает напряжения лавинного пробоя, заряд подвижных носителей экспоненциально нарастает, т.к. заряд подвижных носителей остается существенно меньшим заряда примесных атомов и он практически не влияет на электрическое поле. Поэтому в узком интервале напряжений  $U/U_{av}$  лавинный ток  $J/J_{in}$  экспоненциально

растет с увеличением  $U/U_{av}$ . Участки (a-b) и (b-c) ВАХ описываются нелинейной теорией лавинно-пролетных диодов (ЛПД) [9].

На нелинейном участке (c-d) заряд подвижных носителей сравним по величине с зарядом примесных атомов. Это приводит к падению величины электрического поля вследствие нейтрализации заряда примесных атомов зарядом подвижных носителей, поэтому рост лавинного тока замедляется. На этом участке возможно эффективное смешивание сигнала гетеродина с полезным сигналом [4].

Участок (d-e) имеет отрицательную дифференциальную проводимость (ОДП). На этом участке в резких Si p-n-переходах возбуждаются автоколебания, обусловленные взаимозависимостью электрического поля и лавинного тока [5]. Из рис. 1 видно, что диапазон изменения амплитуды автоколебаний увеличивается с повышением напряжения обратного смещения на диоде. Так как ВАХ на участке (d-e) имеет нелинейную зависимость тока от напряжения, то синхронно со смешиванием сигнала гетеродина и полезного сигнала наблюдается генерация автоколебаний. Следовательно, на этом участке активный элемент СВЧ смесителя работает в режиме нелинейного преобразования сигналов и в режиме генерации двухчастотных автоколебаний (в комбинированном режиме). При  $U/U_{av} = 1,51$  наблюдается эффект гашения ударной ионизации, при котором объемный заряд подвижных носителей полностью нейтрализует объемный заряд примесных атомов.

Таким образом, активный элемент СВЧ смесителя на основе резких Si p-n-переходов в зависимости от напряжения обратного смещения может работать в режиме нелинейного преобразования сигнала на нелинейном участке (c-d) и в комбинированном режиме на участке (d-e).

На рис. 2 представлена зависимость электронной составляющей плотности лавинного тока от времени  $J_n(w_n, t)$  на выходе из n-области Si p-n-перехода с концентрацией примесных атомов  $N_a = N_d = 10^{17} \text{ см}^{-3}$  в режиме нелинейного преобразования (в точке 1, рис. 1) и в комбинированном режиме (в точке 2, рис. 1).

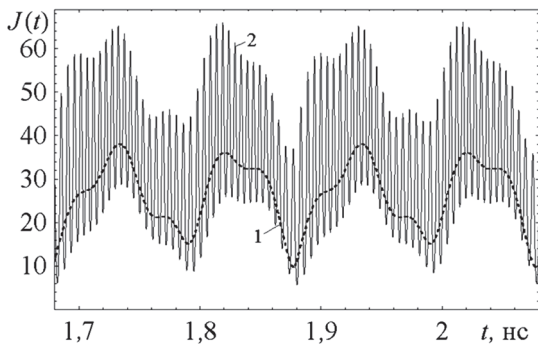


Рис. 2. Зависимость электронной составляющей плотности лавинного тока  $J_n(t)$ , кА/см<sup>2</sup> при двух значениях напряжения  $U/U_{av}$  (пунктирная кривая 1 —  $U/U_{av} = 1$ ; сплошная кривая 2 —  $U/U_{av} = 1,19$ )

Видно, что в комбинированном режиме лавинный ток имеет высокочастотные составляющие, их огибающая совпадает по форме с лавинным током Si p-n-перехода в режиме нелинейного преобразования при напряжении  $U/U_{av} = 1$ .

## 2. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Рассмотрим смешивание сигнала гетеродина с частотой  $f_1$  и полезного сигнала с частотой  $f_2$ . На рис. 3 приведен спектр плотности выходной мощности  $P(f)$  симметричного резкого Si p-n-перехода в режиме нелинейного преобразования с различной концентрацией примесных атомов. В n-области абсолютная погрешность определения частоты равна  $f_{sd} = 225$  МГц, шаг на временной сетке  $\tau_n = 23,4$  фс. В p-области абсолютная погрешность определения частоты  $-f_{sd} = 107$  МГц, шаг на временной сетке  $\tau_p = 48,98$  фс.

Рассмотрим спектр электронной составляющей плотности выходной мощности  $P_n(f)$ . Из рис. 3, a видно, что спектр  $P_n(f)$  содержит частоты входных сигналов  $f_1 = 10$  ГГц и  $f_2 = 25$  ГГц, их гармоники  $2f_1, 2f_2$ , разностную частоту  $f_3 = f_2 - f_1 = 15$  ГГц, суммарную частоту  $f_4 = f_2 + f_1 = 35$  ГГц и частоту  $f_5 = f_2 - 2f_1 = 5$  ГГц. На разностной частоте  $P_n(f_3)$  равна 25,5 кВт/см<sup>2</sup>, на суммарной частоте  $P_n(f_4) = 22$  кВт/см<sup>2</sup>, на частоте  $f_5$  мощность равна 7,5 кВт/см<sup>2</sup>. Заметим, что некоторые гармоники и комбинационные сигналы совпадают по частотам:  $(f_2 - 2f_1)$  и  $(3f_1 - f_2)$  совпадают на частоте 5 ГГц,  $f_1$  и  $2f_5$  — на частоте 10 ГГц,  $(f_2 - f_1)$  и  $(4f_1 - f_2)$  — на частоте 15 ГГц,  $f_2$  и  $(5f_1 - f_2)$  — на частоте 25 ГГц. На этих частотах мощность интермодуляционных компонент 3–6 порядков увеличена вследствие суммирования их амплитуд. Это замечание относится ко всем спектрам  $P_n(f)$ , приведенным ниже, включая и спектры  $P_p(f)$ .

Из рис. 3, a следует, что спектр дырочной составляющей плотности выходной мощности  $P_p(f)$  (пунктирная линия) сдвинут относительно спектра  $P_n(f)$  в низкочастотную область, коэффициент сдвига равен  $\tau_n/\tau_p = 0,48$ . Плотность мощности на разностной частоте  $f_3 = f_2 - f_1 = 7,2$  ГГц равна 25 кВт/см<sup>2</sup>, а на суммарной частоте  $f_4 = f_2 + f_1 = 16,8$  ГГц равна 22,6 кВт/см<sup>2</sup>.

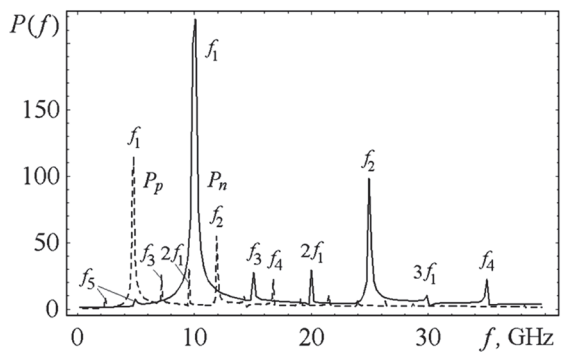
Следовательно, спектр  $P_p(f)$  является паразитным продуктом двухчастотного преобразования, т. к. он увеличивает количество интермодуляционных компонент в спектре выходного сигнала СВЧ смесителя. Рассмотрим возможность их снижения.

На рис. 3, б приведен спектр плотности выходной мощности  $P(f)$  СВЧ смесителя на несимметричном Si p-n-переходе в режиме нелинейного преобразования.

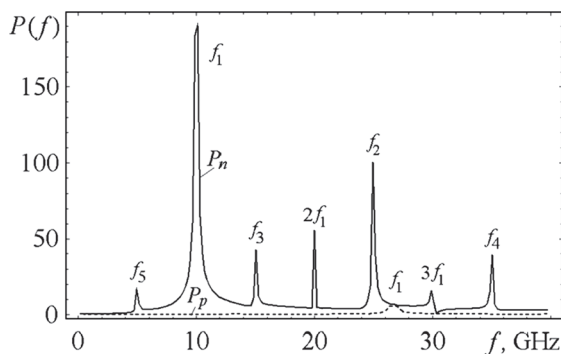
В n-области абсолютная погрешность определения частоты равна  $f_{sd} = 255$  МГц, шаг на временной сетке  $\tau_n = 25,5$  фс. Видно, что положение

спектральных линий электронной составляющей плотности выходной мощности  $P_n(f)$  не изменились по сравнению с рис. 3, а, однако амплитуда гармоник и комбинационных частот увеличилась. На частоте  $f_5 = f_2 - 2f_1 = 5$  ГГц (3-й порядок интермодуляционной компоненты) амплитуда равна  $16,7$  кВт/см<sup>2</sup>, на разностной частоте  $f_3 = f_2 - f_1 = 15$  ГГц (2-й порядок интермодуляционной компоненты) амплитуда  $P_n(f_3) = 43$  кВт/см<sup>2</sup>, на суммарной частоте  $f_4 = f_2 + f_1$  (2-й порядок интермодуляционной компоненты) амплитуда  $P_n(f_4) = 39$  кВт/см<sup>2</sup>.

В  $p$ -области абсолютная погрешность определения частоты равна  $f_{sd} = 505$  МГц, шаг на временной сетке в  $n$ -области  $\tau_p = 9,55$  фс. Видно, что спектр дырочной составляющей плотности выходной мощности  $P_p(f)$  смещен относительно спектра  $P_n(f)$  в высокочастотную область, коэффициент смещения равен  $\tau_n/\tau_p = 2,67$ . На частоте  $f_1 = 26,7$  ГГц мощность  $P_p(f)$  снизилась до  $5,6$  кВт/см<sup>2</sup>. Поэтому амплитуда гармоник  $P_p(f)$  существенно снизилась и спектр плотности выходной мощности  $P(f)$  определяется в основном спектром электронной составляющей ( $f$ ).



а



б

Рис. 3. Фурье-спектр электронной  $P_n$  (сплошная кривая) и дырочной  $P_p$  (пунктирная кривая) составляющих плотности выходной мощности ( $U/U_{av} = 1$ ;  $N_d = 10^{17}$  см<sup>-3</sup>; а –  $N_a = N_d$ ; б –  $N_a = 5N_d$ )

Таким образом, в СВЧ смесителях на основе резких Si  $p$ - $n$ -переходов спектр плотности выходной мощности  $P(f)$  состоит из спектров электронной  $P_n(f)$  и дырочной  $P_p(f)$  составляющих  $P(f)$ . В случае  $N_a = 2N_d$  ( $\tau_n/\tau_p = 1$ ) эти спектры совпадают, происходит когерентное сложение мощностей [7]. В случае  $N_a \gg N_d$

( $\tau_n/\tau_p \gg 1$ ) спектр  $P(f)$  определяется в основном спектром электронной составляющей плотности выходной мощности  $P_n(f)$ , т. к. по сравнению с ней мощность  $P_p(f)$  будет существенно меньше. Следовательно, в активных СВЧ смесителях на основе несимметричных резких  $p$ - $n$ -переходов количество интермодуляционных компонент в спектре выходного сигнала снижается по сравнению с СВЧ смесителями на основе симметричных резких  $p$ - $n$ -переходов.

Рассмотрим смешивание сигналов в активном СВЧ смесителе на основе резкого  $p$ - $n$ -перехода в комбинированном режиме при напряжении обратного смещения на переходе  $U/U_{av} = 1,19$  (участок  $d$ - $e$  кривой 3 ВАХ, рис. 2) и входным сигналом  $J_s(t)$ .

Рассмотрим спектр плотности выходной мощности  $P(f)$  выходного сигнала, представленный на рис. 4, а. В  $n$ -области Si  $p$ - $n$ -перехода абсолютная погрешность определения частоты равна  $f_{sd} = 222$  МГц, шаг на временной сетке  $\tau_n = 23,68$  фс. Видно, что спектр  $P_n(f)$  (сплошная линия) содержит частоты входного сигнала  $f_1 = 10$  ГГц,  $f_2 = 25$  ГГц, их гармоники  $2f_1, 2f_2$ , разностную частоту  $f_3 = f_2 - f_1 = 15$  ГГц и суммарную частоту  $f_4 = f_2 + f_1 = 35$  ГГц. Плотность мощности на разностной частоте равна  $13,2$  кВт/см<sup>2</sup>, а на суммарной частоте –  $15,5$  кВт/см<sup>2</sup>.

В  $p$ -области абсолютная погрешность определение частоты равна  $f_{sd} = 93$  МГц, шаг на временной сетке  $\tau_p = 56,8$  фс. В режиме автоколебаний спектр дырочной составляющей плотности  $P_p(f)$  (пунктирная линия) смещен в низкочастотную область относительно спектра  $P_n(f)$ , коэффициент смещения равен  $\tau_n/\tau_p = 0,417$ , поэтому разностная частота равна  $f_2 - f_1 = 6,26$  ГГц, а суммарная частота –  $f_2 + f_1 = 14,6$  ГГц. Плотность мощности на разностной частоте равна  $15$  кВт/см<sup>2</sup>, а на суммарной частоте –  $17,5$  кВт/см<sup>2</sup>.

Рассмотрим спектр плотности выходной мощности  $P^c(f)$ , приведенный на рис. 4, б. В СВЧ диапазоне спектр обусловлен режимом нелинейного двухчастотного преобразования, а в миллиметровом (ММ) и субмиллиметровом (СубММ) диапазонах – многочастотными автоколебаниями.

В  $n$ -области Si  $p$ - $n$ -перехода спектр электронной составляющей плотности выходной мощности  $P_n^c(f)$  (сплошная линия) состоит из семейства спектральных линий в диапазоне 126–225 ГГц. В ММ диапазоне  $P_n^c(f)$  максимальная на частоте 196 ГГц и равна  $358$  кВт/см<sup>2</sup>. В СубММ диапазоне  $P_n^c(f)$  максимальная на частоте 383 ГГц и достигает  $33$  кВт/см<sup>2</sup>.

В  $p$ -области Si  $p$ - $n$ -перехода спектр дырочной составляющей плотности выходной мощности  $P_p^c(f)$  (пунктирная линия) состоит из семейства спектральных линий в диапазоне 50–97 ГГц. На частоте 82 ГГц максимальная плотность мощности равна  $490$  кВт/см<sup>2</sup>, а на вто-

рой гармонике 147 ГГц максимальное значение  $P_p^c(f)$  равно 32 кВт/см<sup>2</sup>.

Следовательно, в комбинационном режиме Si  $p-n$ -перехода количество паразитных продуктов нелинейного преобразования увеличивается. Поэтому для их снижения необходимо использовать несимметричные  $p-n$ -переходы в режиме нелинейного преобразования сигналов.

Заметим, что в активных СВЧ смесителях на основе резких Si  $p-n$ -переходов с концентрацией примесных атомов  $N_a = 10^{17}$  см<sup>-3</sup> и  $N_d = 2 \times 10^{17}$  см<sup>-3</sup> и входным бигармоническим сигналом с частотами 10 и 14 ГГц возбуждаются хаотические колебания.

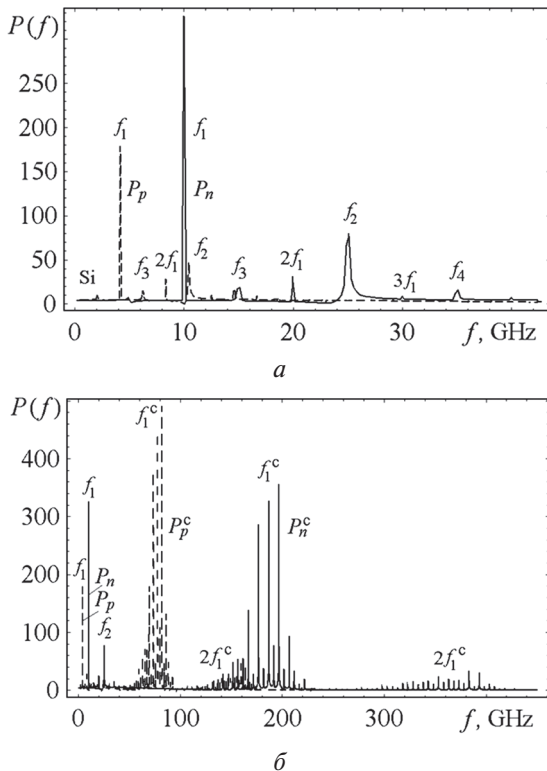


Рис. 4. Фурье-спектр плотности выходной мощности  $P(f)$ , кВт/см<sup>2</sup> активного СВЧ смесителя в комбинационном режиме ( $U/U_{av} = 1,19$ ;  $N_a = N_d = 10^{17}$  см<sup>-3</sup>)

### 3. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ХАОТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Рассмотрим преобразование двух сигналов с несущими частотами  $f_1$  и  $f_2$ , полученные фильтрацией хаотического сигнала с помощью нормального распределения Гаусса

$$\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right],$$

где  $\sigma$  – коэффициент масштаба,  $\mu$  – коэффициент сдвига.

На рис. 5, а представлен спектр плотности выходной мощности  $P(f)$  активного элемента СВЧ смесителя на симметричном Si  $p-n$ -переходе в режиме нелинейного преобразования сигналов. В  $n$ -области абсолютная погрешность определения частоты равна  $f_{sd} = 306$  МГц, шаг на вре-

менной сетке  $\tau_n = 22,25$  фс. Из рис. 6, а видно, что спектр  $P_n(f)$  содержит частоты входных сигналов  $f_1 = 10$  ГГц и  $f_2 = 25$  ГГц, их гармоники  $2f_1, 2f_2, 3f_1$ , разностную частоту  $f_2 - f_1 = 15$  ГГц, суммарную частоту  $f_2 + f_1 = 35$  ГГц и частоту  $2f_1 + f_2 = 45$  ГГц. На разностной частоте мощность равна  $P_n(15 \text{ ГГц}) = 27$  кВт/см<sup>2</sup>, на суммарной частоте  $P_n(34,6 \text{ ГГц}) = 28,4$  кВт/см<sup>2</sup>, на частоте  $f_3$  мощность равна  $P_n(f_3) = 7,5$  кВт/см<sup>2</sup>.

В  $p$ -области абсолютная погрешность определения частоты равна  $f_{sd} = 143$  МГц, шаг на временной сетке  $\tau_p = 48$  фс. Из рис. 6, а следует, что спектр дырочной составляющей плотности выходной мощности  $P_p(f)$  сдвинут относительно спектра  $P_n(f)$  в низкочастотную область, коэффициент сдвига равен  $\tau_n/\tau_p = 0,47$ . Классификация спектральных линий  $P_p(f)$  такая же, как и для  $P_n(f)$ . Спектр  $P_p(f)$  является паразитным продуктом двухчастотного преобразования – он увеличивает количество интермодуляционных компонент в спектре выходного сигнала СВЧ смесителя.

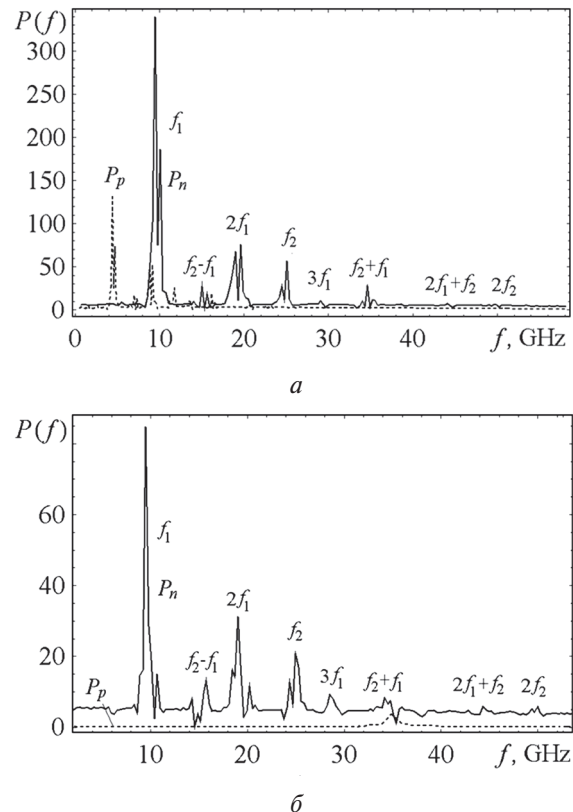


Рис. 5. Фурье-спектр электронной  $P_n$  (сплошная кривая) и дырочной  $P_p$  (пунктирная кривая) составляющих плотности выходной мощности  $P(f)$ , кВт/см<sup>2</sup> СВЧ смесителя ( $U/U_{av} = 1$ ;  $\sigma = 0,5$ ;  $N_d = 10^{17}$  см<sup>-3</sup>; а –  $N_a = N_d$ ; б –  $N_a = 5N_d$ )

На рис. 5, б приведен спектр плотности выходной мощности  $P(f)$  активного элемента СВЧ смесителя на несимметричном Si  $p-n$ -переходе. Видно, что по сравнению с рис. 6, а увеличился уровень шумов – до 5 кВт/см<sup>2</sup>, положение спектральных линий  $P_n(f)$  практически не изменилось, а их амплитуда существенно уменьша-

лась – на частоте  $f_1$  амплитуда равна  $84,7 \text{ кВт/см}^2$ , на разностной частоте  $f_2 - f_1$  амплитуда равна  $13,2 \text{ кВт/см}^2$ , на суммарной частоте  $f_2 + f_1$  амплитуда превышает  $8 \text{ кВт/см}^2$ . Уменьшение амплитуд спектральных линий связано с увеличением шумов. Отметим, что при напряжении обратного смещения  $U/U_{av} = 1,7$  автоколебания  $P_n(f)$  возбуждаются в ММ и СубММ диапазонах, однако их амплитуда существенно меньше амплитуд комбинационных частот – порядка  $1 \text{ кВт/см}^2$ , что ниже уровня шумов.

Из рис. 5, б видно, что спектр дырочной составляющей плотности выходной мощности  $P_p(f)$  смещен относительно спектра  $P_n(f)$  в высокочастотную область, коэффициент смещения равен  $3,65$ . На основной несущей частоте  $f_1 = 34,9 \text{ ГГц}$  мощность  $P_p(f)$  равна  $3,6 \text{ кВт/см}^2$ . При такой мощности амплитуда гармоник  $P_p(f)$  недостаточна для повышения уровня интермодуляционных компонент в спектре выходного сигнала.

### ВЫВОДЫ

Показано, что статическая ВАХ резких Si  $p-n$ -переходов имеет нелинейный участок и участок с ОДП. В зависимости от выбора рабочей точки на ВАХ активные элементы СВЧ смесителей на основе резких Si  $p-n$ -переходов имеют два режима работы: режим нелинейного преобразования сигнала на нелинейном участке ВАХ и комбинированный режим на нелинейном участке с ОДП.

Основными паразитными продуктами в спектре выходного сигнала, вносимые активным элементом, являются наличие интермодуляционных компонент третьего и высших порядков и спектральные составляющие многочастотных автоколебаний.

Минимизация паразитных продуктов достигается в режиме нелинейного преобразования сигналов путем снижения уровня интермодуляционных компонент третьего порядка в активных элементах с несимметричными резкими Si  $p-n$ -переходами.

Результаты исследований представляют интерес для разработчиков СВЧ смесителей с пониженным уровнем паразитных продуктов.

Автор выражает благодарность К. А. Лукину за плодотворные дискуссии и полезные замечания.

### Литература

- [1] Лукин К. А. Шумовая радарная технология / К. А. Лукин // Радиофизика и электроника. – Харьков: Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины. – 2008. – Т. 13. Спец. вып. – С. 344–358.
- [2] Розанов Б. А. Приемники миллиметровых волн / Б. А. Розанов, С. Б. Розанов. – М.: Радио и связь, 1989. – 168 с.
- [3] Субгармонический смеситель с улучшенными интермодуляционными характеристиками на базе резонансно-туннельного диода / Ю. А. Иванов и др. // Радиотехника и электроника. – 2010. – Т. 55, № 8. – С. 982–988.

- [4] Максимов П. П. Моделирование СВЧ смесителей на основе резких  $p-n$ -переходов / П. П. Максимов // Радиофизика и электроника – Харьков: Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины. – 2008. – Т. 13, № 3. – С. 529–534.
- [5] Максимов П. П. Алгоритм решения уравнений диффузионно-дрейфовой модели полупроводниковых структур с лавинными  $p-n$ -переходами / П. П. Максимов // Радиофизика и электроника. – Харьков: Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины. – 2008. – Т. 13, № 3. – С. 523–528.
- [6] Лукин К. А. Режим автоколебаний в резких  $p-n$ -переходах с постоянным обратным смещением / К. А. Лукин, П. П. Максимов // Радиофизика и электроника. – Харьков: Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины. – 2008. – Т. 13, № 2. – С. 232–238.
- [7] Лукин К. А. Когерентное сложение мощности в лавинно-генераторных диодах / К. А. Лукин, П. П. Максимов // Радиофизика и электроника. – Харьков: Ин-т радиофизики и электрон. НАН Украины. – 2012. – Т. 3 (17), № 4 – С. 70–75.
- [8] Lukin K. A. Self-oscillations in reverse biased  $p-n$ -junction with current injection / K. A. Lukin, H. A. Cerdeira, P. P. Maksymov // Appl. Phys. Lett., – 2003. – Vol. 83, No. 20. – P. 4643–4645.
- [9] Тагер А. С. Лавинно-пролетные диоды и их применение в технике СВЧ / А. С. Тагер, В. М. Вальд-Перлов. – М.: Сов. радио, 1968. – 480 с.
- [10] Кэррол Дж. Свч-генераторы на горячих электронах / Дж. Кэррол – М.: Мир, 1972. – 384 с.
- [11] Самарский А. А. Разностные методы решения задач газовой динамики / А. А. Самарский, Ю. П. Попов – М.: Наука, 1980. – 352 с.

Поступила в редколлегию 14.09.2015

Максимов Павел Павлович, фото и сведения об авторе см. на с. 216.

УДК 621.382.029

**Интермодуляційні компоненти активного елементу НВЧ змішувача на основі зворотно зміщеного різкого  $p-n$ -переходу / П.П. Максимов // Прикладна радіоелектроніка: наук.-техн. журнал. – 2015. – Том 14. – № 3. – С. 217–221.**

У статті досліджено НВЧ змішувачі на основі зворотно зміщених різких  $p-n$ -переходів з нелінійною ділянкою на статичній вольтамперній характеристиці. Визначено джерела паразитних продуктів НВЧ змішувачів і запропоновано способи їх мінімізації

*Ключові слова:* активний елемент НВЧ змішувача, ударна іонізація, інтермодуляційні компоненти.

Лл.: 06. Бібліогр.: 12 найм.

UDC 621.382.029

**Intermodulation components of active element of microwave mixer on the basis of backward-biased abrupt  $p-n$ -junction / P.P. Maksymov // Applied Radio Electronics: Sci. Journ. – 2015. – Vol. 14. – № 3. – P. 217–221.**

The results of numerical modulation of nonlinear signal transformations in active elements of microwave mixers on the basis of abrupt Si  $p-n$ -junctions are presented. Energy and spectrum characteristics of the active elements of microwave mixers are given. The sources of parasite products of a microwave mixer output signal are determined and methods of their minimization are offered.

*Keywords:* active element of a microwave mixer, shock ionising, intermodulation components.

Fig.: 06. Ref.: 12 items.