

УДК 621.537.87

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ПЕРЕИЗЛУЧЕНИЯ НА ПОЛОВИННОЙ ЧАСТОТЕ СИГНАЛА НАКАЧКИ В ОДНОКОНТУРНОМ ПАРАМЕТРИЧЕСКОМ РАССЕЙВАТЕЛЕ

*Н. Ю. Бабанов* \*, *А. В. Клюев*, *С. В. Ларцов*, *В. П. Самарин*

Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексеева,  
г. Нижний Новгород, Россия

При помощи процессной модели описываются фазовые, амплитудные, поляризационные и пространственные свойства параметрического рассеивателя. Также рассматривается математическая модель параметрического рассеивателя, построенная на основе его эквивалентной схемы. Показана связь между параметрами процессной и математической моделей параметрического рассеивателя. Изучаются переходные процессы при одновременном воздействии на параметрический рассеиватель радиоимпульсов сигнала накачки и синхронизирующего сигнала. Показано, что синхронизирующий радиоимпульс на частоте ответного сигнала целесообразно использовать не только для устранения неопределённости начальной фазы ответного сигнала, но и для быстрого возбуждения параметрического контура.

### ВВЕДЕНИЕ

Публикации с идеями прикладного использования параметрических рассеивателей появляются с 1998 года [1], однако их число невелико по сравнению с количеством статей, посвящённых исследованию радиомаркеров — нелинейных рассеивателей [2]. Параметрические рассеиватели отличаются тем, что способны переизлучать в пространство сигналы на половинной частоте облучающего сигнала. Конструкция известных параметрических рассеивателей [1, 3] очень проста (см. рис. 1). Она состоит из антенны в виде полуволнового диполя или волновой рамки, нагружённой на электрический контур из индуктивности (которой может выступать проволочная дуга) и нелинейной ёмкости (в качестве которой используется полупроводниковый диод, как правило точечный). При этом антенна должна быть настроена на частоту облучающего сигнала, а параметрический контур — на половинную частоту. В результате облучающий сигнал является сигналом накачки, а ответный сигнал появляется за счёт возникновения параметрической генерации в колебательном контуре с модулируемой ёмкостью.

Экспериментальная апробация параметрических рассеивателей [4] для ряда прикладных задач маркировки объектов, например маркировки бакенов, показала, что такие рассеиватели могут быть обнаружены на расстоянии до 500 м — это по крайней мере в 2 раза превышает наилучшие дальности обнаружения, достигнутые для пассивных радиомаркеров — нелинейных рассеивателей [2].

Экспериментальные исследования [1, 3, 5] параметрических рассеивателей показали, что они обладают специфическими амплитудными, частотными и фазовыми свойствами. Фазовые свойства параметрических рассеивателей определяются тем, что фаза сигнала преобразуется так же, как и частота, а параметрический генератор возбуждается с неопределённостью начальной фазы ответного сигнала, равной  $\pi$  [6]. Фаза ответного сигнала  $\varphi_{OC}$  связана с фазой сигнала накачки  $\varphi_{CH}$  формулой  $\varphi_{OC} = \varphi_{CH}/2 + k\pi$ , где  $k$  — целое число [1, 6].

---

\* Babanov@nntu.nnov.ru

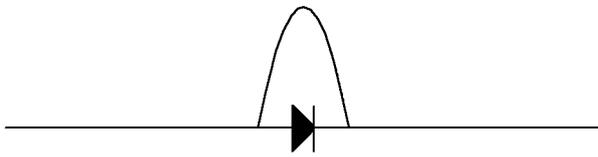
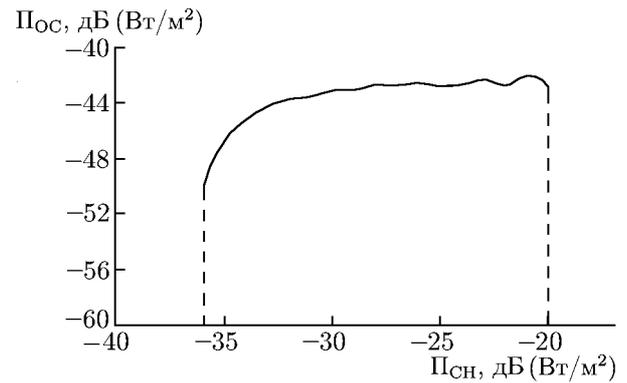


Рис. 1. Дипольный параметрический рассеиватель

Рис. 2. Вид экспериментально полученной зависимости плотности потока энергии ответного сигнала субгармонического рассеивателя  $P_{ос}$  на расстоянии 1 м от плотности потока энергии сигнала накачки  $P_{сн}$ 

Зафиксированные в экспериментах [3, 5] амплитудные свойства параметрических рассеивателей заключаются в том, что генерация на половинной частоте сигнала накачки наблюдается в ограниченном динамическом диапазоне мощности последнего (примерно 20 дБ). На рис. 2 представлен пример экспериментально измеренной амплитудной характеристики (т. е. зависимости интенсивности волны ответного сигнала от интенсивности волны сигнала накачки) для дипольного параметрического рассеивателя. При увеличении уровня сигнала накачки скачкообразно возникает генерация ответного сигнала, затем при росте уровня сигнала накачки на величину 6 дБ наблюдался рост уровня ответного сигнала, который достигает насыщения. Далее на интервале 10 дБ наблюдается постоянный уровень ответного сигнала, после чего при некотором значении уровня сигнала накачки ответный сигнал скачкообразно исчезает. В частотных характеристиках параметрических рассеивателей также наблюдается участок с постоянным уровнем ответного сигнала при изменении частоты сигнала накачки.

На качественном уровне свойства параметрического рассеивателя достаточно хорошо объясняются известными свойствами параметрического генератора [6–9] и пространственно-поляризационными свойствами простейших антенн. Однако на сегодня отсутствуют обоснованные подходы и методики количественного описания прогнозируемых и наблюдаемых свойств параметрического рассеивателя.

Решению указанной проблемы посвящена предлагаемая публикация.

## 1. ПРОЦЕССНАЯ МОДЕЛЬ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО РАССЕИВАТЕЛЯ

Рассмотрим пространственные, поляризационные, частотные, амплитудные и фазовые свойства параметрического рассеивателя на основе процессной модели (рис. 3). В параметрическом рассеивателе протекают следующие процессы: сигнал накачки 2 принимается антенной 1, затем по тракту сигнала накачки 3 канализируется от неё к параметрическому генератору 4, в котором сигнал накачки преобразуется в ответный сигнал 6, канализируемый по соответствующему тракту 7 к антенне 5, изучающей его в пространство.

Задача анализа свойств параметрического рассеивателя заключается в нахождении связи параметров волны облучающего сигнала накачки с параметрами волны ответного сигнала. Для простоты анализа будем считать, что антенны, принимающие сигнал накачки и излучающие ответный сигнал, линейно-поляризованные, а сигнал накачки и ответный сигнал представляют со-

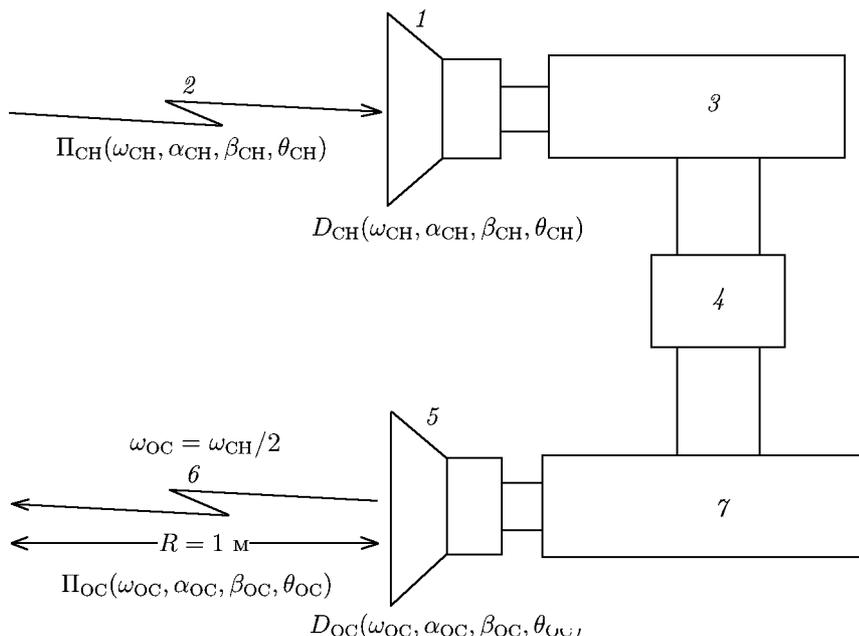


Рис. 3. Процессная модель параметрического рассеивателя: 1 — приёмная антенна сигнала накачки, 2 — сигнал накачки, 3 — тракт «приёмная антенна сигнала накачки—параметрический генератор», 4 — параметрический генератор, 5 — излучающая антенна ответного сигнала, 6 — ответный сигнал, 7 — тракт «параметрический генератор—излучающая антенна ответного сигнала»

бой непрерывные синусоидальные колебания. Тогда в электромагнитной волне накачки, облучающей параметрический рассеиватель, следует рассматривать только поляризационную компоненту, соответствующую поляризации принимаемой антенны. Ответная электромагнитная волна излучается линейно поляризованной антенной, положение которой определяет угол наклона плоскости поляризации этого сигнала. Эта схема позволяет характеризовать волну накачки частотой  $\omega_{CH}$ , азимутом направления распространения  $\alpha_{CH}$ , углом места  $\beta_{CH}$ , углом наклона плоскости поляризации  $\theta_{CH}$  и плотностью потока энергии  $P_{CH}$ . Аналогично ответная волна характеризуется частотой  $\omega_{OC}$ , азимутом распространения  $\alpha_{OC}$ , углом места  $\beta_{OC}$ , углом наклона плоскости поляризации  $\theta_{OC}$  и плотностью потока энергии  $P_{OC}$ . Величину  $P_{OC}$  следует рассматривать в определённой точке пространства. Для простоты и дальнейшего удобства будем считать, что величина  $P_{OC}$  определяется на расстоянии 1 м от параметрического рассеивателя.

## 2. АМПЛИТУДНЫЕ, ПОЛЯРИЗАЦИОННЫЕ И ПРОСТРАНСТВЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО РАССЕЙВАТЕЛЯ

В первую очередь следует определить величину, связывающую входное воздействие на параметрический рассеиватель, т. е.  $P_{CH}(\omega_{CH}, \alpha_{CH}, \beta_{CH}, \theta_{CH})$ , и реакцию рассеивателя на указанное воздействие в виде ответного сигнала, т. е.  $P_{OC}(\omega_{OC}, \alpha_{OC}, \beta_{OC}, \theta_{OC})$ . В литературе функция, связывающая указанные величины, получила название амплитудной характеристики. В работе [10] она введена для нелинейных рассеивателей без учёта поляризационно-пространственных параметров в виде

$$P_{OC} = \mathcal{F}(P_{CH}). \tag{1}$$

Амплитудная характеристика (1) определяется (измеряется или рассчитывается) для некото-

рых фиксированных углов  $\alpha_{СН}^*, \beta_{СН}^*, \theta_{СН}^*, \alpha_{ОС}^*, \beta_{ОС}^*, \theta_{ОС}^*$ :

$$P_{ОС}(\omega_{ОС}, \alpha_{ОС}^*, \beta_{ОС}^*, \theta_{ОС}^*) = \mathcal{F}[P_{СН}(\omega_{СН}, \alpha_{СН}^*, \beta_{СН}^*, \theta_{СН}^*)].$$

Будем считать, что  $\alpha_{СН}^* = \beta_{СН}^* = \theta_{СН}^* = \alpha_{ОС}^* = \beta_{ОС}^* = \theta_{ОС}^* = 0$ , т. е. значения  $\alpha_{СН}$ ,  $\beta_{СН}$ ,  $\theta_{СН}$ ,  $\alpha_{ОС}$ ,  $\beta_{ОС}$ ,  $\theta_{ОС}$  отсчитываются от некоторых фиксированных значений, при которых была первоначально определена амплитудная характеристика.

Зафиксируем все параметры волны накачки и ориентацию параметрического рассеивателя. Изменим один из углов  $\alpha_{ОС}$ ,  $\beta_{ОС}$  или  $\theta_{ОС}$ . Например, изменение угла  $\theta_{ОС}$  соответствует изменению на тот же угол  $\theta_{ОС}$  плоскости поляризации линейно-поляризованной антенны измерительной установки; изменение угла  $\alpha_{ОС}$  соответствует тому, что мы определяем интенсивность ответного сигнала в другом азимутальном направлении и т. д. В результате будет получена зависимость  $D_{ОС}(\alpha_{ОС}, \beta_{ОС}, \theta_{ОС})$ .

Изменим один из углов  $\alpha_{СН}$ ,  $\beta_{СН}$  или  $\theta_{СН}$ . Для этого необходимо изменить направление или поляризацию волны сигнала накачки. Уровень ответного сигнала изменится. Для того, чтобы уровень принимаемого сигнала вернулся к прежней величине, увеличим мощность сигнала накачки в  $D_{СН}$  раз. Выполняя указанную процедуру последовательно для возможных значений углов  $\alpha_{СН}$ ,  $\beta_{СН}$  и  $\theta_{СН}$ , получим зависимость  $D_{СН}(\alpha_{СН}, \beta_{СН}, \theta_{СН})$ . В результате равенство (1) можно записать как

$$P_{ОС}(P_{СН}, \alpha_{СН}, \beta_{СН}, \theta_{СН}, \alpha_{ОС}, \beta_{ОС}, \theta_{ОС}) = D_{ОС}(\alpha_{ОС}, \beta_{ОС}, \theta_{ОС}) \mathcal{F}[P_{СН} D_{СН}(\alpha_{СН}, \beta_{СН}, \theta_{СН})]. \quad (2)$$

Уравнение (2) характеризует пространственно-амплитудные свойства параметрического рассеивателя и определяет его обобщённую диаграмму обратного нелинейного рассеяния. Функции  $D_{СН}$  и  $D_{ОС}$  по способу введения есть не что иное, как диаграммы направленности по мощности, нормированные к их величинам при фиксированных углах  $\alpha_{СН}^*, \beta_{СН}^*, \theta_{СН}^*, \alpha_{ОС}^*, \beta_{ОС}^*, \theta_{ОС}^*$ , при которых измерялась амплитудная характеристика:

$$D_{СН}(\alpha_{СН}^*, \beta_{СН}^*, \theta_{СН}^*) = 1; \quad D_{ОС}(\alpha_{ОС}^*, \beta_{ОС}^*, \theta_{ОС}^*) = 1.$$

Таким образом, для описания пространственно-амплитудных свойств параметрического рассеивателя необходимо определить три его характеристики: амплитудную характеристику  $P_{ОС} = \mathcal{F}(P_{СН})$ , нормированную диаграмму направленности приёмной антенны  $D_{СН}$  на частоте сигнала накачки и нормированную диаграмму направленности излучающей антенны  $D_{ОС}$  на частоте ответного сигнала.

Задачи нахождения величин  $D_{СН}$  и  $D_{ОС}$  линейны, для их решения может быть использована хорошо развитая теория расчёта линейных антенн. В то же время для определения величин  $D_{СН}$  и  $D_{ОС}$  могут быть применены и экспериментальные методы.

Амплитудная характеристика для параметрического рассеивателя определялась только экспериментально [3, 5]. Прогнозирование и расчёт амплитудной характеристики до настоящего времени не выполнялись. Решение подобной задачи прежде всего требует построения математических моделей параметрического рассеивателя. Данные модели могли бы позволить не только количественно оценивать эксплуатационные характеристики такого рассеивателя, но и оптимизировать конструкции вновь создаваемых рассеивателей.

### 3. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО РАССЕИВАТЕЛЯ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА ЕГО ЭКВИВАЛЕНТНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СХЕМЫ

Для простейшего параметрического рассеивателя (рис. 1) рассмотрим его эквивалентную электрическую схему, представленную на рис. 4.

Составим дифференциальное уравнение для данной эквивалентной схемы на основе уравнений Кирхгофа

$$L \frac{di_1}{dt} + i_1 R_k + i R_A = E, \quad i = i_1 + i_2 + i_3. \tag{3}$$

Элементы  $C(U)$  и  $g(U)$  — есть ёмкость и проводимость р-п-перехода в диоде, зависящие от приложенного к нему напряжения. Не останавливаясь на конкретном виде этих зависимостей, отметим, что токи  $i_2$  и  $i_3$  и их производные представляются в виде

$$i_2 = \frac{dq}{dt} = \frac{d[uC(u)]}{du} \frac{du}{dt}; \quad \frac{di_2}{dt} = \frac{d^2q}{dt^2} = \frac{d[uC(u)]}{du} \frac{d^2u}{dt^2} + \frac{d^2[uC(u)]}{du^2} \left(\frac{du}{dt}\right)^2;$$

$$i_3 = ug(u); \quad \frac{di_3}{dt} = \frac{di_3}{du} \frac{du}{dt} = \frac{d[ug(u)]}{du} \frac{du}{dt}.$$

Выразив ток  $i_1$  через токи  $i_2$  и  $i_3$  в первом уравнении (3), получим дифференциальное уравнение параметрического рассеивателя:

$$\frac{d^2u}{dt^2} L \frac{d[uC(u)]}{du} + \frac{du}{dt} \left[ L \frac{d[ug(u)]}{du} + R_k \frac{d[uC(u)]}{du} + \frac{L}{R_A} \right] + \left(\frac{du}{dt}\right)^2 L \frac{d^2[uC(u)]}{du^2} + u \left[ R_k g(u) + \frac{R_k}{R_A} + 1 \right] = \frac{L}{R_A} \frac{dE}{dt} + \frac{R_k}{R_A} E, \tag{4}$$

где учтено, что ток  $i = (E - u)/R_A$ .

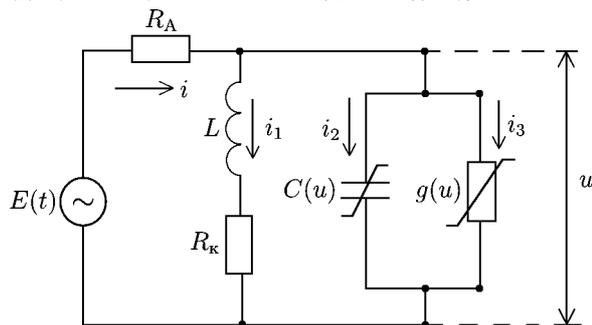


Рис. 4. Эквивалентная электрическая схема параметрического рассеивателя

Дальнейшая конкретизация связана с определением вида функций  $C(U)$  и  $g(U)$  и возможности выразить их через параметры диода, приводимые в справочниках. Известно представление таких функций степенными полиномами (см. работу [6]). Так, функция  $C(U) = C_0 f(u) = C_0 \sum_{n=0}^N b_n u^n$  хорошо аппроксимируется полиномом третьей степени ( $N = 3$ ), при этом функция  $f(u)$  задаётся либо теоретической зависимостью [11], отвечающей тому или иному закону пространственного распределения примесей в пределах р-п-перехода, либо по экспериментально измеренным точкам графика  $C(u)$ , количество которых должно быть не менее  $N$ ;  $C_0$  — ёмкость перехода при  $u = 0$ , приводимая в справочниках.

Приведённая в работе [6] полиномиальная аппроксимация проводимости перехода  $g(u)$  обосновывалась качественным описанием процесса установления амплитуды стационарных колебаний параметрического генератора. Однако для количественных расчётов требуется достаточно высокая степень полинома ( $N \geq 5 \div 7$ ), что существенно усложняет вычисления. Между тем по определению  $g(u) = dI/du$ , где функция  $I(u)$  представляется экспоненциальной зависимостью, например уравнением Шокли. Поэтому разумно принять, что  $g(u) = g_0 \exp(bu)$ , где  $b = 1/(m\varphi_T)$ ,  $\varphi_T$  — температурный потенциал,  $m = 1,5 \div 2,0$  — поправочный коэффициент, учитывающий отклонение зависимости  $I(u)$  реального р-п-перехода от уравнения Шокли. Величина  $m$  зависит от материала полупроводника, технологии изготовления р-п-перехода, уровня инжекции носителей и т. д. [11].

Остановимся на полиномиальной аппроксимации для зависимости  $C(u)$  и экспоненциальной аппроксимации для функции  $g(u)$ . Тогда уравнение (4) преобразуется следующим образом:

$$\frac{d^2u}{dt^2} = - \left\{ \frac{du}{dt} \left[ \frac{g_0}{C_0} \exp(bu) (1 + bu) + \frac{R_{\kappa}}{L} \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n u^n + \frac{1}{C_0 R_r} \right] + \left( \frac{du}{dt} \right)^2 \sum_{n=0}^N n(n+1) \beta_n u^{n-1} + \omega_0^2 \left[ u \left[ R_{\kappa} \left( g_0 \exp(bu) + \frac{1}{R_A} \right) + 1 \right] - \left( \frac{L}{R_A} \frac{dE}{dt} + \frac{R_{\kappa}}{R_A} E \right) \right] \right\} / \left( \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n u^n \right). \quad (5)$$

Численное решение уравнения (5) после замены переменных сводится к решению системы двух дифференциальных уравнений первого порядка:

$$x_1 = \frac{dx}{dt}; \quad \frac{dx_1}{dt} = F_1, \quad (6)$$

где  $x = u$ . Задачей моделирования является вычисление зависимостей  $U(\omega_{\text{СН}})$  от  $E(\omega_{\text{СН}})$ ;  $I(\omega_{\text{СН}})$  от  $E(\omega_{\text{СН}})$ ;  $U(\omega_{\text{ОС}})$  от  $E(\omega_{\text{СН}})$ ;  $I(\omega_{\text{ОС}})$  от  $E(\omega_{\text{СН}})$ , где  $U(\omega_{\text{СН}})$  и  $I(\omega_{\text{СН}})$  — амплитуды спектральных компонент напряжения на контуре и тока на частоте сигнала накачки,  $U(\omega_{\text{ОС}})$  и  $I(\omega_{\text{ОС}})$  — амплитуды спектральных компонент напряжения на контуре и тока на частоте ответного сигнала.

$$F_1 = - \left\{ x_1 \left[ \frac{g_0}{C_0} \exp(bx) (1 + bx) + \frac{R_{\kappa}}{L} \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n x^n + \frac{1}{C_0 R_r} \right] + x_1^2 \sum_{n=0}^N n(n+1) \beta_n x^{n-1} + \omega_0^2 \left[ x \left[ R_{\kappa} \left( g_0 \exp(bx) + \frac{1}{R_A} \right) + 1 \right] - \left( \frac{L}{R_A} \frac{dE}{dt} + \frac{R_{\kappa}}{R_A} E \right) \right] \right\} / \left( \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_n x^n \right).$$

Таким образом, анализ эквивалентной электрической схемы параметрического рассеивателя (рис. 4) может быть проведён с помощью математической модели, представленной системой уравнений (6). С применением такой модели можно проводить не только качественные, но и количественные расчёты параметров ответного сигнала, формируемого таким рассеивателем.

#### 4. СВЯЗЬ ПРОЦЕССНОЙ И МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛЕЙ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО РАССЕИВАТЕЛЯ

Параметры эквивалентной электрической схемы параметрического рассеивателя непосредственно связаны с его процессной моделью. Наиболее просто эту связь получить для мощностей сигнала накачки и ответного сигнала. С точки зрения эквивалентной схемы, мощность принимаемого сигнала накачки равна

$$P_{\text{СН}} = [E(\omega_{\text{СН}})]^2 / R_A(\omega_{\text{СН}}).$$

С точки зрения процессной модели

$$P_{\text{СН}} = \Pi_{\text{СН}} S_{\text{СН}} (1 - \Gamma_{\text{СН}}^2), \quad (7)$$

где  $S_{\text{СН}}$  — эффективная площадь антенны, принимающей сигнал накачки,

$$\Gamma_{\text{СН}} = [R_A(\omega_{\text{СН}}) - W_{\text{ПК}}(\omega_{\text{СН}})] / [R_A(\omega_{\text{СН}}) + W_{\text{ПК}}(\omega_{\text{СН}})]$$

— коэффициент отражения в тракте сигнала накачки,  $R_A(\omega_{CH})$  — сопротивление антенны параметрического рассеивателя на частоте сигнала накачки,

$$W_{ПК}(\omega_{CH}) = U(\omega_{CH})/I(\omega_{CH})$$

— сопротивление параметрического контура на частоте  $\omega_{CH}$ . Связь силы тока, возникающего в параметрическом контуре на частоте ответного сигнала, и плотности потока ответного сигнала  $P_{OC}$  может быть получена аналогичным образом. Для анализируемой эквивалентной схемы мощность ответного сигнала легко определить по формуле

$$P_{OC} = R_A(\omega_{OC})I^2(\omega_{OC}), \quad (8)$$

где  $R_A(\omega_{OC})$  — сопротивление антенны параметрического рассеивателя на частоте ответного сигнала,  $I(\omega_{OC})$  — ток в параметрическом контуре на частоте ответного сигнала.

С точки зрения процессной модели

$$P_{OC} = P_{OC} (1 - \Gamma_{OC}^2) G_{OC}/(4\pi), \quad (9)$$

где

$$\Gamma_{OC} = [R_A(\omega_{OC}) - W_{ПК}(\omega_{OC})]/[R_A(\omega_{OC}) + W_{ПК}(\omega_{OC})]$$

— коэффициент отражения в тракте ответного сигнала,  $R_A(\omega_{OC})$  — сопротивление антенны параметрического рассеивателя на частоте ответного сигнала,

$$W_{ПК}(\omega_{OC}) = U(\omega_{OC})/I(\omega_{OC})$$

— сопротивление параметрического контура на частоте ответного сигнала.

Таким образом, с точки зрения задачи определения амплитудной характеристики на основе анализа эквивалентной электрической схемы параметрического рассеивателя, кроме традиционно определяемой зависимости уровня ответного сигнала  $U(\omega_{OC})$  от ЭДС сигнала накачки  $E(\omega_{CH})$ , необходимо найти зависимости  $W_{ПК}(\omega_{CH})$  и  $W_{ПК}(\omega_{OC})$  от  $E(\omega_{CH})$ .

Следует отметить, что для простейшей схемы параметрического рассеивателя, представленной на рис. 4, всегда  $R_A(\omega_{OC})I(\omega_{OC}) = U(\omega_{OC})$ . Соответственно,  $W_{ПК}(\omega_{OC}) = R_A(\omega_{OC})$ ,  $\Gamma_{OC} = 0$ , и выражение (9) упрощается:

$$P_{OC} = R_A(\omega_{OC}) [I(\omega_{OC})]^2 G_{OC}/(4\pi). \quad (10)$$

## 5. РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Виртуальная модель параметрического рассеивателя была реализована средствами пакета LabVIEW. На рис. 5 приведены зависимости уровня ответного сигнала  $U(\omega_{OC})$  от ЭДС сигнала накачки  $E(\omega_{CH})$ , полученные из уравнений (6). Отметим, что кривая 1, отвечающая непрерывному сигналу накачки, по основным параметрам соответствует экспериментально полученной характеристике параметрического рассеивателя, изображённой на рис. 2.

На рис. 6 приведены зависимости сопротивления параметрического контура  $W_{ПК}(\omega_{CH})$  от  $E(\omega_{CH})$ .

На рис. 7 приведена амплитудная характеристика, рассчитанная на основе рис. 5 и 6 и выражений (7) и (8).

Из сравнения рис. 2 и 7 можно сделать вывод, что разработанная математическая модель удовлетворительно описывает свойства параметрического рассеивателя. Так, в амплитудных харак-

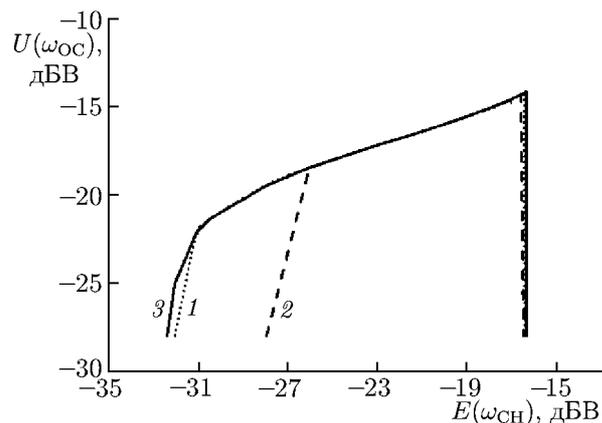


Рис. 5. Зависимость амплитуды ответного сигнала от амплитуды сигнала накачки для параметрического рассеивателя: кривая 1 соответствует непрерывному режиму, 2 — импульсному режиму без синхронизации, 3 — импульсному режиму с синхронизацией

теристиках следует отметить соответствие максимального уровня ответного сигнала, динамического диапазона уровня сигнала накачки, в котором возможна генерация ответного сигнала, динамического диапазона возможного уровня ответного сигнала. В то же время наблюдается различие вида кривых, а уровень начального возбуждения ответного сигнала в численном моделировании на 6 дБ слабее, чем в натурном. Данные отклонения, по-видимому, связаны с несовершенством математической модели, заключающейся, прежде всего, в очень приближенном представлении антенны в виде постоянного (т. е. не зависящего от частоты) сопротивления. Кроме того, справочные данные по диодам не являются достаточно точными.

С помощью предложенной модели параметрического рассеивателя могут быть исследованы некоторые режимы работы вновь создаваемых параметрических рассеивателей, определены требуемые параметры их элементов, оценена их эффективность по тем или иным критериям. Например, в работе [4] отмечается, что для организации поиска параметрических рассеивателей на расстояниях в несколько сотен метров от источника излучения сигнал накачки должен быть импульсным. Поэтому представляется интересным рассмотреть результат взаимодействия параметрического рассеивателя с радиоимпульсом. Естественно, в этом случае существенными будут переходные процессы в параметрическом контуре. Время установления амплитуды колебаний в последнем при диссипативном механизме ограничения можно оценить с помощью выражения [6]

$$T_{\text{уст}} = \frac{1}{\sqrt{m^2 - \xi^2} - \delta} \ln \frac{U_0}{U_H},$$

где  $U_0$ ,  $U_H$  — конечная и начальная амплитуды колебаний в контуре на половинной частоте

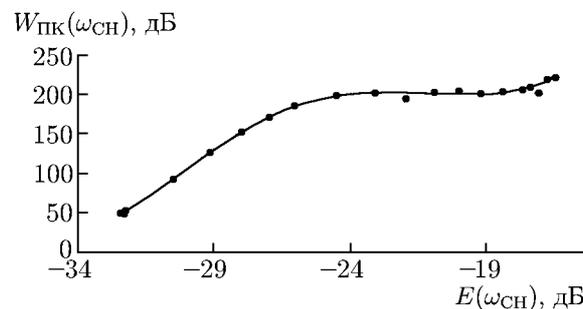


Рис. 6. Сопротивление параметрического контура на частоте сигнала накачки

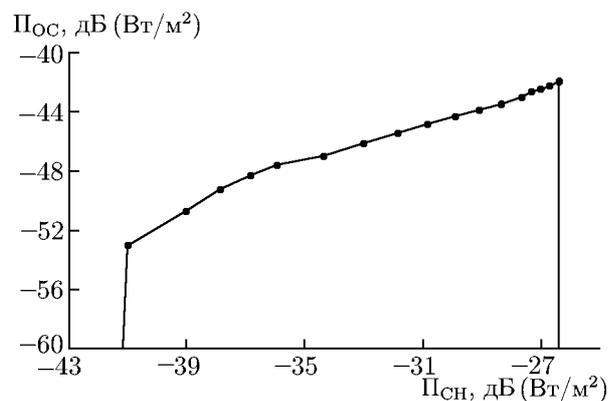


Рис. 7. Амплитудная характеристика параметрического рассеивателя для случая непрерывного сигнала накачки

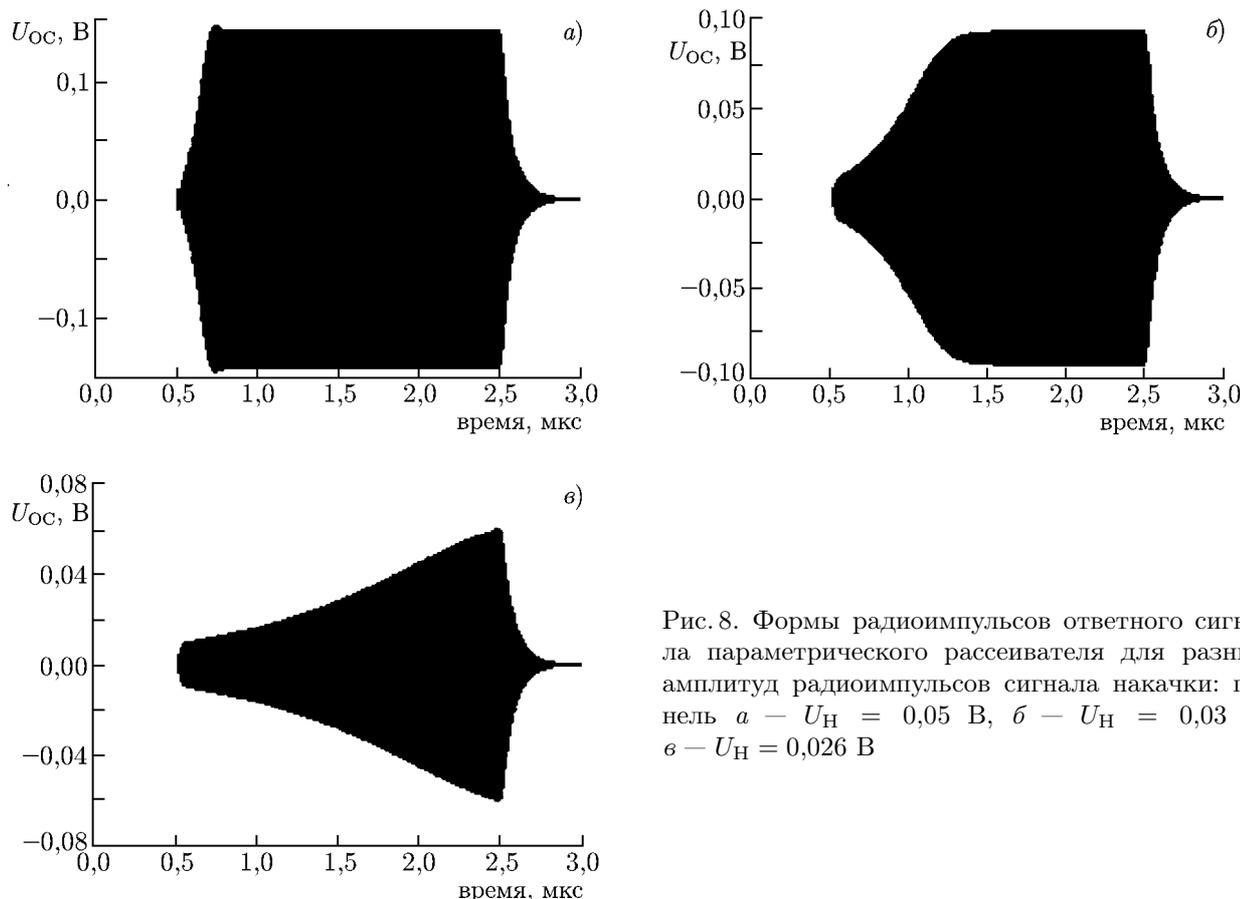


Рис. 8. Формы радиоимпульсов ответного сигнала параметрического рассеивателя для разных амплитуд радиоимпульсов сигнала накачки: панель *a* —  $U_H = 0,05$  В, *б* —  $U_H = 0,03$  В, *в* —  $U_H = 0,026$  В

сигнала накачки,  $m$  — коэффициент модуляции ёмкости контура,  $\xi$  — относительная расстройка контура по частоте,  $\delta$  — коэффициент затухания.

Время установления в большей мере зависит от коэффициента модуляции  $m$  (т. е. от амплитуды накачки), чем от  $U_0/U_H$ . Поэтому в пределах амплитудного диапазона запросного сигнала время  $T_{уст}$  может значительно изменяться и приводить к существенным искажениям ответного сигнала (рис. 8). Очевидно, что введение ограничения на допустимое время  $T_{уст}$  будет требовать соответствующего повышения нижней границы амплитудной характеристики параметрического рассеивателя. Кривая 2 на рис. 5 соответствует импульсному сигналу накачки с длительностью  $\tau_{сн} = 2$  мкс при допустимом времени установления  $T_{уст} = 0,2$  мкс. Видно, что в этом случае применение импульсного сигнала накачки сужает амплитудный диапазон генерации ответного сигнала примерно на 5 дБ.

В работе [12] отмечается, что из-за указанных выше фазовых свойств параметрического рассеивателя ответный сигнал будет иметь вид последовательности радиоимпульсов со случайными начальными фазами даже при когерентной последовательности радиоимпульсов сигнала накачки. Устранить эту неопределённость предлагается путём излучения на частоте ответного сигнала радиоимпульса синхронизирующего сигнала немного раньше или одновременно с передним фронтом радиоимпульса сигнала накачки.

В связи с этим представляется важным рассмотреть взаимодействие параметрического контура с радиоимпульсом синхронизирующего сигнала. Разработанная модель параметрического рассеивателя позволяет изучить это взаимодействие. На рис. 9 представлены осциллограммы отклика параметрического рассеивателя на радиоимпульс синхронизирующего сигнала. Из них

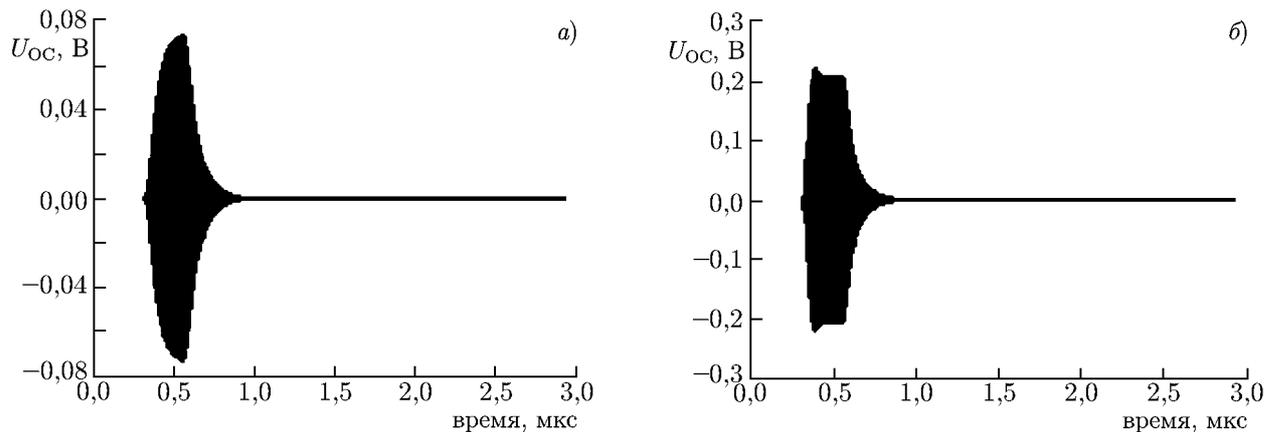


Рис. 9. Результат взаимодействия синхронизирующего радиоимпульса с параметрическим рассеивателем: панель *a* —  $U_{CC} = 0,002$  В, *б* —  $U_{CC} = 0,020$  В

видно, что для малых уровней  $U_{CC}$  синхронизирующего радиоимпульса результат выглядит примерно так же, как и при воздействии радиоимпульса на электрический контур с постоянными параметрами, а отклик формируется в контуре за время переходного процесса. В случае синхронизирующего радиоимпульса с большой амплитудой уровень ответного сигнала ограничен свойствами контура, в котором не могут существовать колебания на собственной частоте с амплитудой большей некоторого значения [6]. При этом сокращается длительность переднего фронта радиоимпульса отклика.

По результатам численного моделирования можно сделать вывод, что длительность радиоимпульса синхронизирующего сигнала должна быть не меньше, чем характерное время переходного процесса в контуре параметрического рассеивателя (для слабого сигнала), а его амплитуду не имеет смысла увеличивать выше максимального возможного уровня сигнала на частоте собственных колебаний. Нетрудно убедиться, что этот уровень примерно такой же, как и максимальный возможный уровень колебаний, возбуждаемых в параметрическом рассеивателе при его облучении сигналом накачки.

Разработанная модель параметрического рассеивателя позволяет исследовать результат одновременного воздействия на него радиоимпульсов сигнала накачки и синхронизирующего сигнала. На рис. 10 приведены результаты моделирования совместного действия радиоимпульсов синхронизации и сигнала накачки на формирование ответного сигнала. Видно, что радиоимпульсы синхронизирующего сигнала с большой амплитудой обеспечивают формирование прямоугольных радиоимпульсов ответного сигнала с такой же длительностью, как у радиоимпульса сигнала накачки, за счёт резкого сокращения времени установления колебаний в параметрическом контуре. Радиоимпульсы синхронизирующего сигнала с меньшей амплитудой обеспечивают только синхронизацию начальной фазы радиоимпульсов ответного сигнала и его нарастающего переднего фронта. Кроме того, применение импульсной синхронизации на половинной частоте сигнала накачки дополнительно расширяет (примерно на 0,4 дБ) диапазон генерации со стороны нижней границы (кривая 3 на рис. 5).

Проведённые модельные расчёты позволяют оценить требуемое соотношение амплитуд радиоимпульсов сигнала накачки и синхронизирующего сигнала. Учитывая резонансное усиление синхронизирующего сигнала в параметрическом контуре, можно дать приблизительную оценку этого соотношения величиной  $Q^{1/2}$ , где  $Q$  — добротность параметрического рассеивателя при слабом сигнале. Оптимальное взаимное положение радиоимпульсов сигнала накачки и синхронизирующего сигнала можно определить как совпадение заднего фронта радиоимпульса синхро-

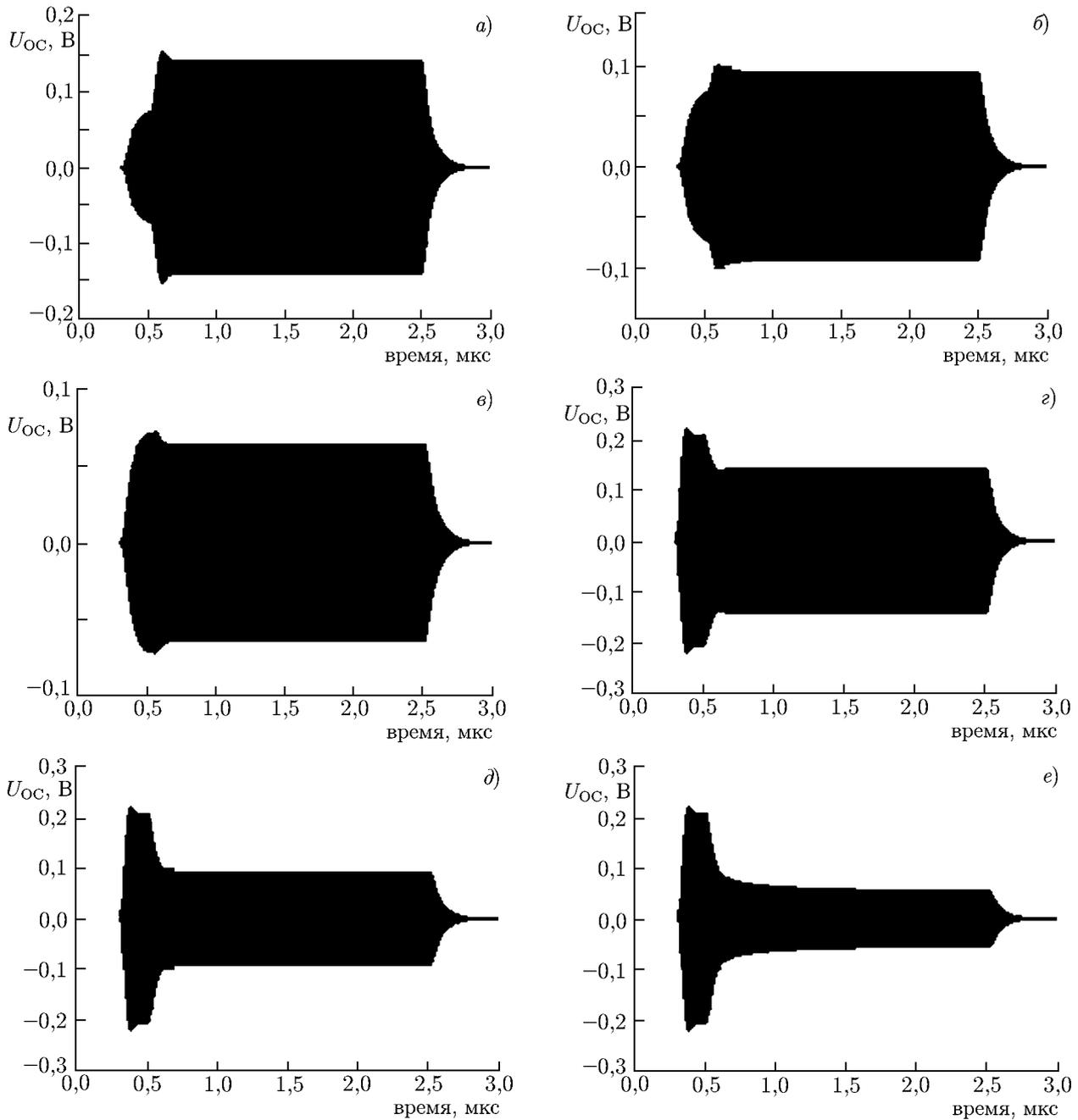


Рис. 10. Импульсы синхронизации ( $\tau_{CC} = 0,2$  мкс) и ответного сигнала ( $\tau_{OC} = 2$  мкс), сформированного совместным действием на параметрический контур сигналов накачки и синхронизации: панель *a* –  $U_H = 0,050$  В,  $U_C = 0,002$  В; панель *б* –  $U_H = 0,030$  В,  $U_C = 0,002$  В; панель *в* –  $U_H = 0,025$  В,  $U_C = 0,002$  В; панель *г* –  $U_H = 0,05$  В,  $U_{CC} = 0,02$  В; панель *д* –  $U_H = 0,03$  В,  $U_{CC} = 0,02$  В; панель *е* –  $U_H = 0,025$  В,  $U_{CC} = 0,02$  В

низирующего сигнала с передним фронтом радиоимпульса сигнала накачки. При этом следует отметить, что у синхронизирующего сигнала появилась новая функция: наряду с заданием фазы ответного сигнала, радиоимпульсы синхронизирующего сигнала как бы «подготавливают» параметрический контур для генерации радиоимпульса ответного сигнала с максимальным возможным уровнем. В результате радиоимпульс ответного сигнала становится прямоугольным.

## 6. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, параметрические рассеиватели следует рассматривать как вид пассивных нелинейных радиоответчиков, обладающих специфическими свойствами. Эти свойства могут быть описаны на основе процессной и математической моделей параметрического рассеивателя.

Для описания поляризационных, пространственных и амплитудных свойств параметрического рассеивателя необходимо измерить или вычислить три характеристики: амплитудную характеристику и нормированные диаграммы направленности его приёмной и излучающих антенн.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках базовой части государственного задания НГТУ им. Р.Е. Алексеева в сфере научной деятельности.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Горбачёв П. А. // Радиотехника и электроника. 1996. Т. 41, № 2. С. 1606.
2. Агрба Д. Ш., Бабанов Н. Ю., Бычков О. С. и др. // Радиотехника. 1998. № 10. С. 96.
3. Горбачёв П. А. // Радиотехника и электроника. 1999. Т. 44, № 10. С. 1164.
4. Васенков А. А., Добровольский В. С., Заборонкова Т. М., Тараканков С. П. // Проектирование и технология электронных средств. 2008. № 4. С. 27.
5. Бабанов Н. Ю., Корсаков А. С., Ларцов С. В. // Проектирование и технология электронных средств. 2008. № 3. С. 18.
6. Каплан А. Е., Кравцов Ю. А., Рылов В. А. Параметрические генераторы и делители частоты. М.: Сов. радио, 1966.
7. Бирюк Н. Д. // Радиотехника и электроника. 1968. Т. 11, № 3. С. 217.
8. Damgov V. N. // IEEE Proc. Electronic Circuits and Systems. 1984. V. 31, No. 1. P. 24.
9. Leon V. J. // IRE Trans. Circuit Theory. 1960. V. 7, No. 3. P. 321.
10. Бабанов Н. Ю., Ларцов С. В. // Радиотехника. 2009. № 5. С. 34.
11. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М.: Энергия, 1973.
12. Бабанов Н. Ю. // Вестник ННГУ им. Н. И. Лобачевского. 2011. № 6, ч. 1. С. 82.

Поступила в редакцию 17 июня 2014 г.; принята в печать 25 сентября 2014 г.

## SIMULATION OF THE RERADIATION PROCESSES AT THE PUMP-SIGNAL HALF FREQUENCY IN A SINGLE-CIRCUIT PARAMETRIC SCATTERER

*N. Yu. Babanov, A. V. Kluyev, S. V. Lartsov, and V. P. Samarin*

The phase, amplitude, polarization, and spatial characteristics of the parametric scatterer are described using the process model. The mathematical model of the parametric scatterer developed on the basis of its equivalent scheme is also discussed. The relation between the parameters of the process and mathematical models of the parametric scatterer is shown. The transient processes during simultaneous action of the pump- and synchronization-signal radio pulses on the parametric scatterer are studied. It is convenient to use the synchronization radio pulse at the reply-signal frequency not only for disambiguation of the initial phase of the reply signal, but also for quick excitation of the parametric circuit.