

О РАСЧЁТЕ АМПЛИТУДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИПОЛЬНОГО НЕЛИНЕЙНОГО РАССЕИВАТЕЛЯ С СЕЛЕКТИВНОЙ СХемой**Корсаков Сергей Сергеевич**

аспирант ФГБОУ ВО «Ивановский государственный университет».

E-mail: sskorsakov@yandex.ru.*Адрес:* 155900, г. Шуя, ул. Кооперативная, д. 24.

Аннотация: Составлена эквивалентная радиотехническая схема и математическая модель пассивного нелинейного рассеивателя, состоящего из симметричного проволочного диполя, нагруженного на сосредоточенный нелинейный элемент, в качестве которого рассматривался полупроводниковый диод, и селективную схему, в качестве которой рассматривался колебательный контур. Посредством численного моделирования произведена оценка уровня нелинейных помех, формируемых пассивным нелинейным рассеивателем с селективной схемой. Определено, что более сильное влияние на уровень помех на частотах высших гармоник воздействующего гармонического сигнала оказывают реактивные параметры селективного контура, а не его активное сопротивление. Получены амплитудные характеристики рассеянного сигнала для различных значений сопротивления антенной части нелинейного рассеивателя и различных параметров селективной схемы. Показано, что с ростом антенного сопротивления при фиксированном уровне воздействующего сигнала наблюдается спад интенсивности рассеянного сигнала.

Ключевые слова: нелинейное рассеяние электромагнитных волн, нелинейные искажения, моделирование нелинейных рассеивателей, колебательный контур, амплитудные характеристики.

С первой половины прошлого века известен эффект нелинейного рассеяния электромагнитных волн. Объекты, обладающие способностью нелинейно рассеивать электромагнитные волны, принято называть нелинейными рассеивателями (НР). Такая способность выражается в наличии в спектре рассеянного сигнала (РС) компонент, отсутствовавших в спектре облучающего НР колебания – воздействующего сигнала (ВС), и характерна для объектов, содержащих полупроводниковые компоненты или несовершенные металлические контакты. Данный эффект может быть использован в конструктивных целях (задачи, в которых НР являются специально синтезированными объектами, используемыми для контроля состояния среды [1], контроля качества сварных металлических соединений [2], установки радиопомех, радиомаркировки [3]), а может проявляться как побочный и вредный эффект (задачи помехозащищённости и электромагнитной совместимости [4]).

Конструкция нелинейного рассеивателя, состоящая из дипольной антенны и нагрузки в виде полупроводникового диполя, является

одной из самых распространённых конструкций, рассматриваемых исследователями. Интерес к данной конструкции сопряжён с рядом причин. Относительно низкая стоимость и простота исполнения делает НР подобной конструкции перспективными для использования в практических целях, например, в качестве средств маркировки или датчиков. Достаточная изученность компонентов (полупроводниковых диодов и дипольных антенн различной конструкции) позволяет с высокой степенью точности проводить аналитические вычисления собственных характеристик и рассеянного поля как одиночных рассеивателей [6], так и групп рассеивателей [7] при различных ВС. Подобные конструкции могут выступать в качестве упрощённых моделей для исследования и учёта нелинейных свойств сложных электронных устройств, содержащих полупроводниковые компоненты [5].

С точки зрения задач электромагнитной совместимости наиболее интересен учёт помехового влияния эффекта нелинейного рассеяния от радиоэлектронной аппаратуры [8, 9], предназначенной для приёма или передачи сигнала.

лов. Такие приборы содержат одну или несколько антенн. Волна ВС, облучая подобный прибор, возбуждает токи в антенне, которые через приёмный (или передающий) тракт канализуются к плате, содержащей нелинейные элементы. На нелинейных элементах происходит искажение токов (как правило, речь идёт о возникновении компонент на кратных и комбинационных частотах, относительно частот, составляющих спектра ВС). Искажённые токи после обратной канализации могут попадать на антенну прибора и становиться источником помехового вторичного излучения. Учёт такого помехового излучения крайне важен в тех случаях, когда в непосредственной близости друг от друга оказываются несколько электронных приборов. Примерами таких ситуаций могут являться работа комплексов, состоящих из нескольких электронных приборов, или, например, наличие даже выключенного сотового телефона в непосредственной близости к иному работающему электронному оборудованию в условиях наличия фонового электромагнитного поля достаточной интенсивности.

Существуют различные подходы к описанию свойств нелинейного рассеяния различных антенных структур с нелинейной нагрузкой [10]. Наиболее широкое распространение получил метод, основанный на моделировании процессов рассеяния, в качестве моделей НР наибольшей популярностью пользуются хорошо изученные дипольные: проволочные [11] и биконические [12] антенны, нагруженные на полупроводниковые диоды. Подобные модели реальных объектов помогают сформировать

качественное представление об их отражающих свойствах [13]. В то же время, такое моделирование предполагает значительное упрощение, в результате которого описание всей электронной составляющей прибора ограничивается описанием сосредоточенной нелинейности. Реальные приёмо-передающие устройства имеют множество нелинейных элементов, кроме того, с целью защиты от помех на выходе приёмного тракта размещается полосовой фильтр, который, будучи настроенным на предполагаемую частоту ВС, подавляет сигналы на иных частотах (в том числе, на частотах гармоник ВС), что существенно влияет на спектр РС.

С целью учёта этой особенности целью данной работы является исследование характеристик рассеянного поля НР, содержащего в своём составе помимо антенны и сосредоточенной нелинейности некоторую селективную схему. В качестве селективной схемы был рассмотрен параллельный колебательный контур. Эквивалентная схема подобного НР (рис. 1) должна содержать источник ЭДС $e(t)$, характеризующий входной ВС, сопротивление антенны R_A (в рамках данной работы считается активным), диод и параллельный колебательный контур (индуктивность $L_{кон}$, активное сопротивление $R_{кон}$, ёмкость $C_{кон}$), включённый параллельно диоду (рис. 1). Для диода также может быть составлена эквивалентная схема [14], содержащая: R_B – сопротивление базы, омического контакта и выводов диода, $C_{кор}$ – ёмкость корпуса диода, $L_{кор}$ – индуктивность выводов и контактной пружины, соединяющей кристалл с одним

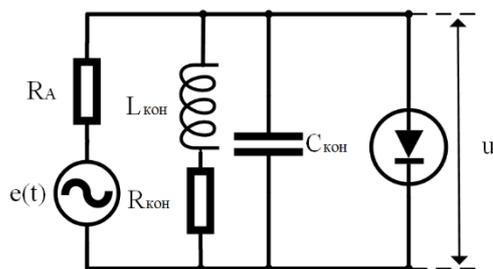


Рис. 1. Эквивалентная схема нелинейного рассеивателя с селективной схемой

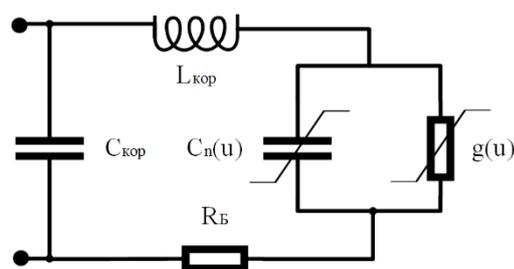


Рис. 2. Эквивалентная схема полупроводникового диода

из выводов, а также параметры, характеризующие p - n переход, $g(u)$ – проводимость p - n перехода и $C_n(u)$ – ёмкость p - n перехода (рис. 2).

Проводимость $g(u)$, согласно [14], представляется в виде: $g(u) = g_0 \exp(bu)$, где $b = 1/m\varphi_T$; φ_T – температурный потенциал; $m = 1,5 \div 2$ – поправочный коэффициент, учитывающий отклонение вольт-амперной характеристики реального p - n перехода от уравнения Шокли; m зависит от материала полупроводника, технологии изготовления p - n перехода, уровня инжекции носителей тока и т.д. [14]. Предполагая, что ёмкость контура $C_{\text{кон}}$ значительно превосходит вариации нелинейной ёмкости p - n перехода $C_n(u)$ и опуская преобразования величин индуктивностей, ёмкостей и сопротивлений, эквивалентная схема НР может быть упрощена (рис. 3). При этом значения C , L и R_K учитывают соответствующие параметры как диода, так и контура, а сами элементы C , L и R_K будут называться эквивалентным контуром.

Такой упрощённой эквивалентной схеме соответствует система уравнений Кирхгофа:

$$e = i_A R_A + u; \quad (1)$$

$$L \frac{di_1}{dt} + i_1 R_K = u; \quad (2)$$

$$i_A = i_1 + i_2 + i_3; \quad (3)$$

$$i_2 = \frac{dq}{dt} = C \frac{du}{dt}; \quad (4)$$

$$i_3 = gu = u g_0 \exp(bu). \quad (5)$$

Уравнение (1) соответствует контуру I (рис. 1); уравнение (3) соответствует токам, протекающим через узел А; уравнения (2), (4) и (5) соответствуют трём параллельным ветвям под напряжением u , через которые протекают токи i_1 , i_2 и i_3 , соответственно. Одна ветвь содержит сопротивление R_K и индуктивность L , вторая – ёмкость C , а третья – нелинейную проводимость $g(u)$.

Число уравнений в системе может быть сокращено путём исключения токов i_2 и i_3 . Для этого выражение для напряжения на диоде из (1) $u = e - i_A R_A$ подставляется в (4):

$$i_2 = C \left(\frac{de}{dt} - R_A \frac{di_A}{dt} \right), \quad (6)$$

а затем выражения (6) и (5), подставляются в (3):

$$i_A = i_1 + C \left(\frac{de}{dt} - R_A \frac{di_A}{dt} \right) + gu. \quad (7)$$

Из выражения (2):

$$\frac{di_1}{dt} = \frac{1}{L} (u - i_1 R_K). \quad (8)$$

Из выражения (3) ток i_2 подставляется в (4):

$$i_2 = i_A - i_1 - i_3 = C \frac{du}{dt}. \quad (9)$$

В итоге, уравнения (7), (8), (9) являются системой дифференциальных уравнений, описывающей поведение представленной схемы. После приведения к каноническому виду такая система примет вид (10):

$$\begin{cases} \frac{di_A}{dt} = \left(i_1 + C \frac{de}{dt} - i_A + gu \right) / (C R_A), \\ \frac{di_1}{dt} = \frac{1}{L} (u - i_1 R_K), \\ \frac{du}{dt} = \frac{1}{C} (i_A - i_1 - u g_0 \exp(bu)). \end{cases} \quad (10)$$

Полученная математическая модель (10) была загружена в программно-вычислительный комплекс LABVIEW. В качестве нелинейного элемента рассматривался полупроводниковый диод Д311, нелинейная проводимость которого характеризуется параметрами: $b = 19,6$; $g_0 = 7,7 \cdot 10^{-5}$. Параметры L и C выбирались таким образом, чтобы резонансная частота эквивалентного контура была равна $f_0 = 200$ МГц. В качестве входного воздействия рассматривался гармонический ВС с частотой $f_1 = 100, 150$ или 200 МГц. Такой выбор значений частоты ВС определялся по следующим соображениям. При $f_1 = 200$ МГц обеспечивается попадание ВС в рабочую полосу эквивалентного контура, при этом РС на кратных частотах ($2f_1, 3f_1, \dots$) в эту полосу не попадает. При $f_1 = 100$ МГц и РС на частоте $2f_1$ наблюдается обратная ситуация. При $f_1 = 150$ МГц ни ВС, ни РС не попадают в полосу контура.

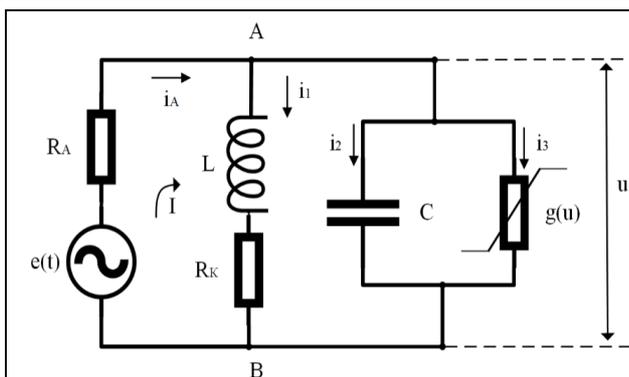


Рис. 3. Упрощённая эквивалентная схема нелинейного рассеивателя с селективной схемой

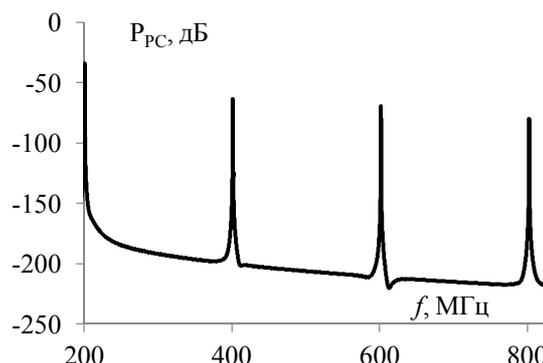


Рис. 4. Энергетический спектр РС при $Q = 402$; $e = 0,16$ В; $C = 99$ пФ; $R_K = 0,02$ Ом; $R_A = 50$ Ом; $f_1 = 200$ МГц

В результате численного моделирования было установлено, что с уменьшением добротности контура за счёт роста активного сопротивления при неизменных прочих параметрах (ЭДС, антенного сопротивления, частоты, реактивных параметров контура) происходят незначительные изменения в энергетическом спектре РС, что демонстрируют зависимости

(рис. 4–6), снятые для случая совпадения частот ВС и резонансной частоты эквивалентного контура $f_1 = f_0 = 200$ МГц. С ростом частот f_1 и f_0 происходит общее снижение уровня РС (рис. 6–8).

Аналогичные зависимости (при уменьшении добротности) были получены для частот $f_1 = 150$ МГц и $f_0 = 200$ МГц (рис. 9–11). В этом

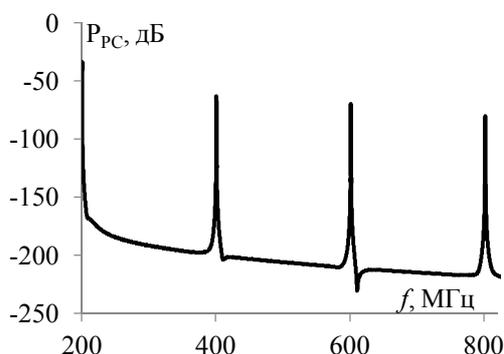


Рис. 5. Энергетический спектр РС при $Q = 100$; $e = 0,16$ В; $C = 99$ пФ; $R_K = 0,08$ Ом; $R_A = 50$ Ом; $f_1 = 200$ МГц

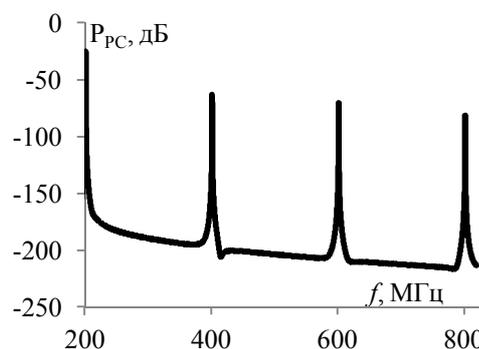


Рис. 6. Энергетический спектр РС при $Q = 40$; $e = 0,16$ В; $C = 99$ пФ; $R_K = 0,2$ Ом; $R_A = 50$ Ом; $f_1 = 200$ МГц

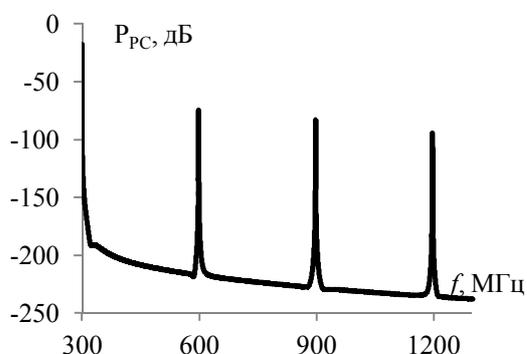


Рис. 7. Энергетический спектр РС при $Q = 27$; $e = 0,16$ В; $C = 99$ пФ; $R_K = 0,2$ Ом; $R_A = 50$ Ом; $f_0 = f_1 = 300$ МГц

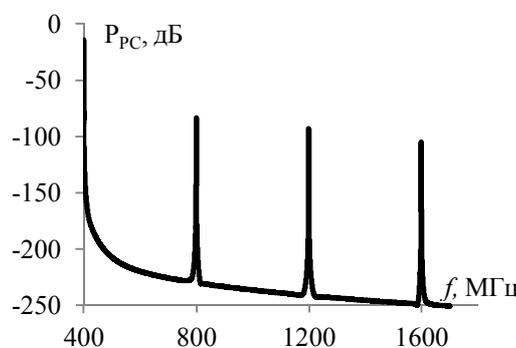


Рис. 8. Энергетический спектр РС при $Q = 20$; $e = 0,16$ В; $C = 99$ пФ; $R_K = 0,2$ Ом; $R_A = 50$ Ом; $f_0 = f_1 = 400$ МГц

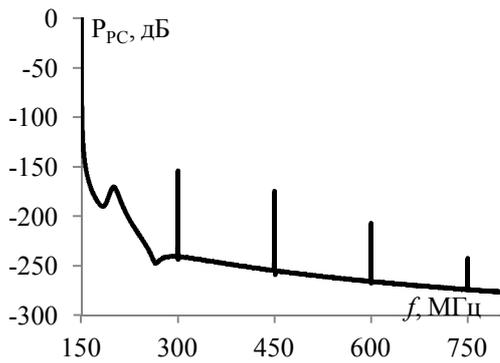


Рис. 9. Энергетический спектр РС при $Q = 16$;
 $e = 0,3$ В; $C = 990$ пФ; $R_K = 0,05$ Ом;
 $R_A = 50$ Ом; $f_1 = 150$ МГц

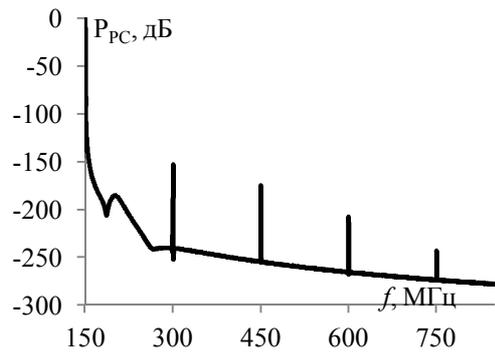


Рис. 10. Энергетический спектр РС при $Q = 8$;
 $e = 0,3$ В; $C = 990$ пФ; $R_K = 0,1$ Ом;
 $R_A = 50$ Ом; $f_1 = 150$ МГц

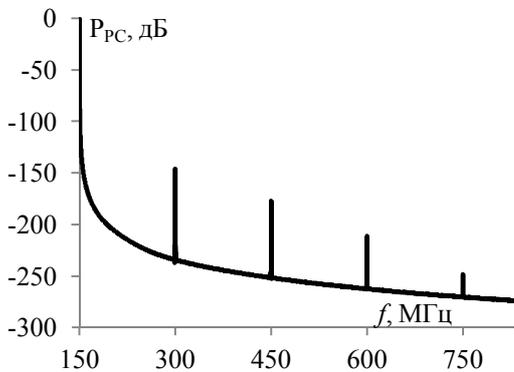


Рис. 11. Энергетический спектр РС при $Q = 1,5$;
 $e = 0,3$ В; $C = 990$ пФ; $R_K = 0,55$ Ом;
 $R_A = 50$ Ом; $f_1 = 150$ МГц

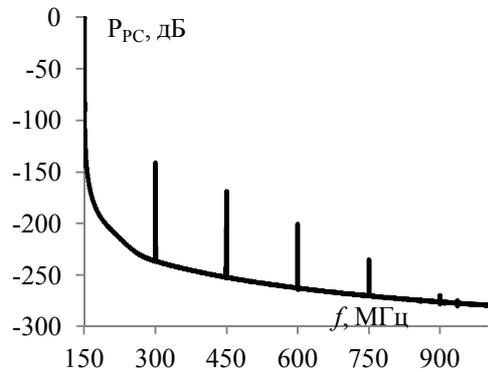


Рис. 12. Энергетический спектр РС при $Q = 2$;
 $e = 0,3$ В; $C = 790$ пФ; $R_K = 0,5$ Ом;
 $R_A = 50$ Ом; $f_1 = 150$ МГц

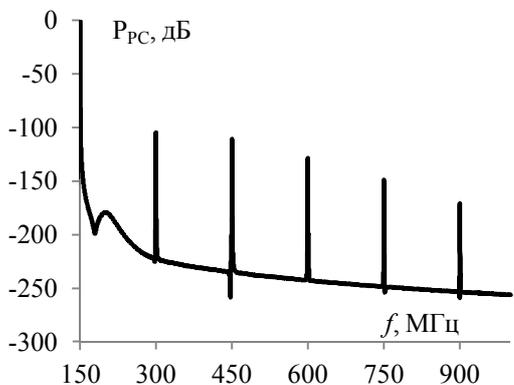


Рис. 13. Энергетический спектр РС при $Q = 10$;
 $e = 0,3$ В; $C = 160$ пФ; $R_K = 0,5$ Ом;
 $R_A = 50$ Ом; $f_1 = 150$ МГц

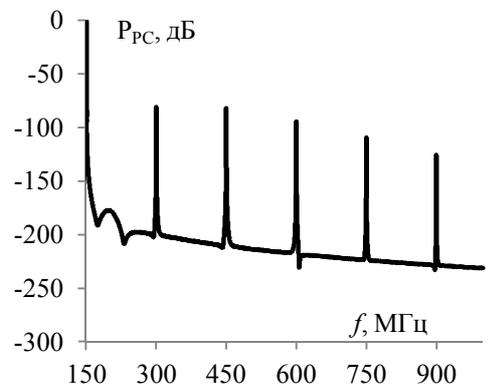


Рис. 14. Энергетический спектр РС при $Q = 20$;
 $e = 0,3$ В; $C = 80$ пФ; $R_K = 0,5$ Ом;
 $R_A = 50$ Ом; $f_1 = 150$ МГц

случае изменение спектра более значительно. На частоте второй гармоники ВС наблюдается рост (8,1 дБ) при одиннадцатикратном увеличении сопротивления R_K . На графиках (рис. 9, рис. 10) также заметно наличие небольшого пика на частоте, соответствующей резонансной частоте эквивалентного контура

$f_0 = 200$ МГц. При малых значениях добротности эквивалентного контура ($Q \approx 2$ или менее) данный пик отсутствует.

Далее были рассмотрены изменения спектра при вариации параметров эквивалентного контура и постоянных добротности, ЭДС и резонансной частоте контура $f_0 = 200$ МГц

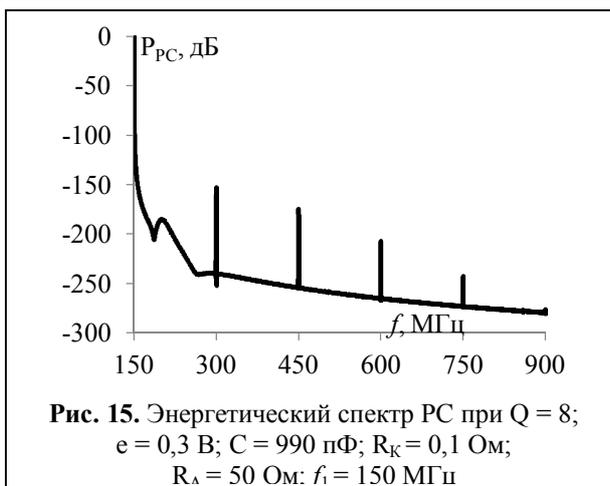


Рис. 15. Энергетический спектр РС при $Q = 8$; $e = 0,3$ В; $C = 990$ пФ; $R_K = 0,1$ Ом; $R_A = 50$ Ом; $f_1 = 150$ МГц

(рис. 12–14). Если значение активного сопротивления R_K было фиксировано, а изменялись только реактивные параметры C и L , то наблюдался существенный рост интенсивности РС.

При изменении трёх параметров (R_K , L и C): росте активного сопротивления и уменьшении ёмкости эквивалентного контура, ситуация аналогична – наблюдается значительный рост энергии компонент РС (рис. 15–17.).

Анализ полученных результатов показывает, что большее влияние на уровень РС на частотах гармоник оказывают значения реактивных параметров эквивалентного контура.

В результате численного моделирования предполагалось также сравнить амплитудные характеристики (зависимости плотности потока мощности РС, вычисленной на расстоянии 1 метр от НР $P_{PC|R=1м}$, от плотности потока мощности ВС P_{BC}), рассчитанные для трёх

указанных значений частоты ВС f_1 при варьировании иными параметрами модели. Суть методики расчёта амплитудных характеристик, описанной, в частности, в [3], заключается в следующем. Численное моделирование позволяет определить мгновенные значения токов i_A , i_1 и напряжения u , в достаточном временном интервале с необходимой степенью дискретизации при заданной амплитуде гармонической ЭДС. Эти данные демонстрируют не только амплитудные значения колебаний этих величин, но и их фазовые соотношения на рассматриваемых частотах, что, в свою очередь, может быть использовано для определения общего импеданса нагрузки $Z_H(f_1)$ и коэффициента отражения $\Gamma_{BC} = (R_A - Z_H(f_1))/(R_A + Z_H(f_1))$. Используя коэффициент отражения, находится взаимосвязь между мощностью P_{BCA} , принятой антенной НР, и мощностью $P_{BCН}$, переданной от антенны к нагрузке НР, которая, в свою очередь, определяется как произведение P_{BC} на эквивалентную площадь антенны НР S_{BC} :

$$P_{BCН} = P_{BCA}(1 - \Gamma_{BC}^2) = P_{BC}S_{BC}(1 - \Gamma_{BC}^2). \tag{11}$$

С другой стороны

$$P_{BCН} = e^2 / (R_A + Z_H(f_1)).$$

Это позволяет связать ЭДС $e(t)$ и плотность потока мощности ВС P_{BC} :

$$P_{BC} = \frac{e^2(R_A + Z_H(f_1))}{4S_{BC}R_A Z_H(f_1)}. \tag{12}$$

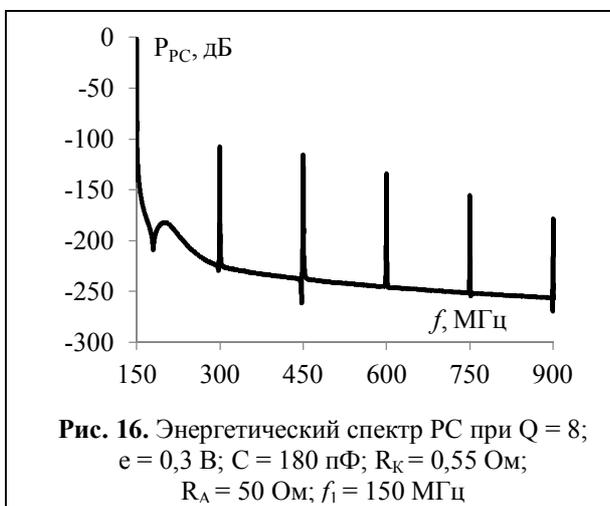


Рис. 16. Энергетический спектр РС при $Q = 8$; $e = 0,3$ В; $C = 180$ пФ; $R_K = 0,55$ Ом; $R_A = 50$ Ом; $f_1 = 150$ МГц

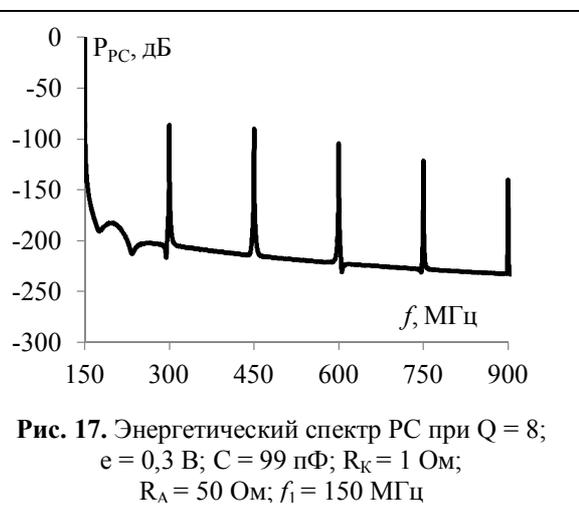
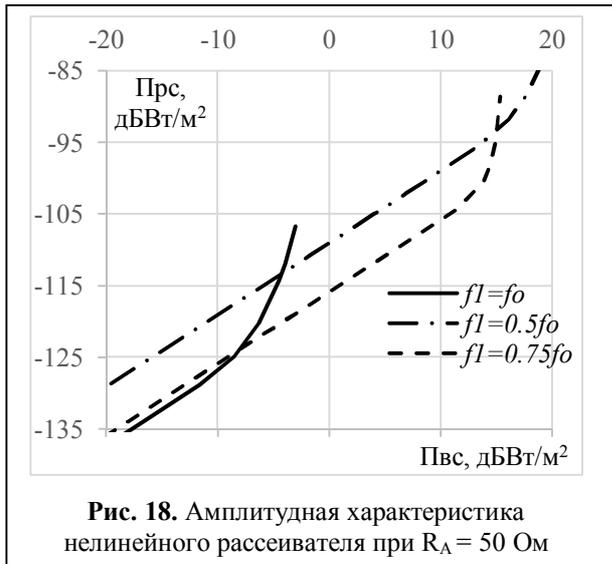


Рис. 17. Энергетический спектр РС при $Q = 8$; $e = 0,3$ В; $C = 99$ пФ; $R_K = 1$ Ом; $R_A = 50$ Ом; $f_1 = 150$ МГц



Плотность потока мощности ОС на частоте второй гармоники $2f_1$ на расстоянии 1 метр от НР может быть найдена по известным коэффициенту усиления G_{OC} и сопротивлению антенны R_A , по которой протекает известный ток $i_A(2f_1)$:

$$P_{OC}(2f_1) = \frac{G_{OC} R_A i_A^2(2f_1)}{4\pi} \quad (13)$$

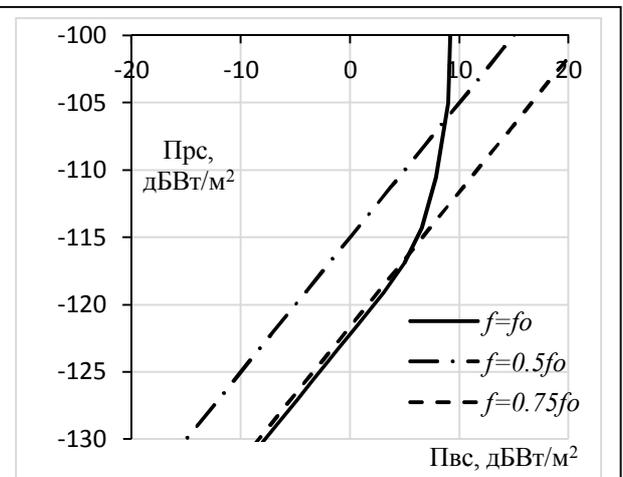
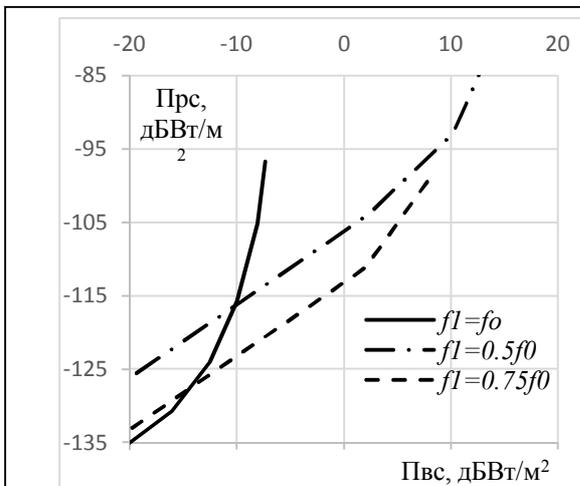
Выражения для расчётов (11) и (13) и результаты численного моделирования позволили получить искомые амплитудные характеристики (рис. 18–20). Сплошная линия соответствует случаю равенства частот $f_1 = f_0 = 200$ МГц, пунктирная – частотам $f_1 = 0,5f_0 = 100$ МГц, штрихпунктирная – частотам $f_1 = 0,75f_0 = 150$ МГц. Ниже представлены результаты

расчётов для трёх различных значений антенного сопротивления: $R_A = 25$ Ом, 50 Ом и 200 Ом (рис. 18–20).

Для всех диаграмм с ростом антенного сопротивления при фиксированном уровне ВС наблюдается спад интенсивности РС. Полученные диаграммы качественно схожи и содержат линейный участок, соответствующий относительно слабому изменению сопротивления диода R_d и низкому уровню ВС, а также участок стремительного роста, соответствующий стремительному экспоненциальному изменению сопротивления R_d .

Для значений ВС, соответствующих линейным участкам, из полученных диаграмм видно, что для всех трёх рассмотренных значений антенного сопротивления R_A наибольший уровень РС соответствует тому случаю, при котором частота РС совпадает с резонансной частотой эквивалентного контура, т.е. случаю $f_1 = 0,5f_0 = 100$ МГц.

С ростом уровня ВС участки стремительного роста РС последовательно проявляются для возрастающих значений частоты ВС f_1 . Это приводит к тому, что, начиная с некоторых значений интенсивности ВС нелинейная помеха на частоте второй гармоники ВС $2f_1$ для частот РС больших резонансной частоты эквивалентного контура ($2f_1 > f_0$) может оказаться интенсивнее, чем для частоты РС, равной резонансной частоте ($2f_1 = f_0$).



Результаты

Построена численная модель нелинейного рассеивателя, содержащего в своём составе селективную схему.

В результате численного эксперимента определено, что более сильное влияние на уровень помех на частотах высших гармоник воздействующего сигнала оказывают реактивные параметры селективного контура, а не его активное сопротивление.

В результате анализа амплитудной характеристики оценено влияние селективного включения на интенсивность электромагнитного поля, рассеянного нелинейным рассеивателем.

Литература

1. Горбачев П.А. Формирование сигналов системой пассивных субгармонических рассеивателей // Нелинейная радиолокация. 2006. С. 148–151.
2. Arazm F., Benson F.A. Nonlinearities in metal contacts at microwave frequencies // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 1980. Vol. 22, № 3. Pp. 436–440
3. Агрба Л.Ш., Бабанов Н.Ю., Бычков О.С. Нелинейные рассеиватели как средство маркировки объектов // Нелинейная радиолокация. 2007. С. 35–40.
4. Уайт Д. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. Под ред. А. И. Сапгира: пер. с англ. М.: Сов. радио, 1977. 348 с.
5. Корсаков С.С., Ларцов С.В., Бабанов Н.Ю. Моделирование нелинейного рассеяния электромагнитных волн на дипольных вибраторах с нелинейной нагрузкой // Научные технологии в космических исследованиях земли. 2017. С. 36–43.
6. Беляев В.В., Маюнов А.Т., Михайлов Г.Д., Разиньков С.Н. Рассеяние электромагнитных волн вибратором, нагруженным на высокочастотный

полупроводниковый диод // Радиотехника. 1997. № 6. С. 89–92.

7. Горачев А.А., Заборонкова Т.М. Рассеяние радиоволн на нелинейных антенных вибраторных системах // Радиотехника. 1998. С. 89–95.

8. Wei W., Hui T. Behavioral modeling and simulation of electromagnetic interference response for radio frequency receiver // IEEE 6th International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies (MAPE). Shanghai, China. 2015. DOI: 10.1109/MAPE.2015.7510345.

9. Mordachev V.I., Sinkevich E.V., Yatskevich Y.V., Krachko A.J., Zaharov P.A., Ma X. Simulation of nonlinear interference in aircraft systems operating in complex electromagnetic environment created by land-based and air-based wireless systems // International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC EUROPE. Angers, France. 2017. DOI: 10.1109/EMCEurope.2017.8094819.

10. Lee K.-Ch. Two efficient algorithms for the analyses of a nonlinearly loaded antenna and antenna array in the frequency domain // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2000. Vol. 42, Iss. 4. Pp. 339–346. DOI: 10.1109/15.902303.

11. Kanda M. Analytical and numerical techniques for analysing electrically short dipole with nonlinear load // IEEE Trans. on AP. 1980. Vol. 28. Pp. 71–78.

12. Щербаков Г.Н., Николаев А.В., Прохоркин А.Г., Усманов Р.И., Шлыков Ю.А. Исследование рассеивающих свойств нелинейного биконического отражателя – физической модели боеприпаса с электронным устройством // Спецтехника и связь. № 1. 2011. С. 33–39.

13. Быстров В.В., Лихачев В.П., Пугач Е.Е. Технология обнаружения объектов с нелинейными электрическими свойствами на основе излучения и обработки непрерывных линейных частотных модулированных сигналов // Материалы IX Международной научно-практической конференции: "Научные перспективы XXI века. Достижения и перспективы нового столетия". Новосибирск, 13–14.03.2015. Часть 2. С. 27–31.

14. Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Энергия, 1977. 672 с.

Поступила 5 декабря 2018 г.

English

ABOUT CALCULATION OF AMPLITUDE RESPONSE OF THE DIPOLE NONLINEAR SCATTERER WITH A SELECTIVE CIRCUIT

Sergey Sergeevich Korsakov– Post-graduate student of Ivanovo State University.

E-mail: sskorsakov@yandex.ru.

Address: 155900, Russia, Shuya, Cooperativnaya st., 24.

Abstract: The article proposes a study of the characteristics of the field scattered by the model object, which was considered the nonlinear scatterer, containing in addition to the dipole antenna and concentrated nonlinearity, an oscillating circuit connected parallel to the nonlinear element. The use of such a selective scheme

contributes to the complexity of the structure of the scattered field, which brings the model scatterer closer to the actual receiving and transmitting equipment. Based on the equivalent circuit described above, the mathematical model of the nonlinear scatterer with a selective circuit was obtained. As a result of simulation using the LABVIEW software complex, it was found that when the Q-factor of the oscillatory circuit decreases due to the growth of active resistance with other parameters unchanged (EMF, antenna resistance, frequency, reactive parameters of the circuit), there are minor changes in the energy spectrum of the scattered signal. If the active resistance value was fixed, and only reactive parameters were changed, then a significant increase in the intensity of the scattered signal was observed. With increasing active resistance and decreasing the capacity of the oscillating circuit, the situation is similar - there is a significant increase in the energy of the components of the scattered signal. Thus, the values of the reactive parameters of the equivalent circuit have the greatest influence on the level of the scattered signal at harmonic frequencies. As a result of simulation, it was also assumed to compare the amplitude responses calculated for different values of the frequency of the acting signal when other parameters of the model were changed. For all diagrams with an increase in antenna resistance at a fixed level of the acting signal, a decrease in the intensity of the scattered signal is observed. Also, for all the considered antenna resistance values, the highest level of the scattered signal corresponds to the case in which the frequency of the scattered signal is equal to the resonant frequency of the equivalent oscillating circuit.

Keywords: nonlinear scattering of electromagnetic waves, nonlinear distortion, simulation of nonlinear scatterer, oscillatory circuit, amplitude response.

References

1. *Gorbachev P.A.* Formation of signals by the system of passive subharmonic scatterers. *Nelineynaya radiolokaciya*. 2006. Pp. 148–151.
2. *Arazm F., Benson F.A.* Nonlinearities in metal contacts at microwave frequencies. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 1980. Vol. 22, Iss. 3. Pp. 436–440.
3. *Agrba L.Sh., Babanov N.Yu., Bychkov O.S.* Nonlinear scatterers as a means of objects marking. *Nelineynaya radiolokaciya*. 2007. Pp. 35–40.
4. *White D.* Electromagnetic compatibility of radioelectronic means and unintentional interference. Moscow: Soviet Radio. 1977. 348 p.
5. *Korsakov S.S., Lartsov S.V., Babanov N.Yu.* Simulation of nonlinear scattering of electromagnetic waves on dipole vibrators with nonlinear load. *High tech in earth space research*. Vol. 9. Iss. 6. 2017. Pp. 36–43.
6. *Belyaev V.V., Mayunov A.T., Mikhaylov G.D., Razinkov S.N.* Electromagnetic wave scattering by a vibrator loaded on a high-frequency semiconductor diode. *Radiotekhnika*. 1997. Vol. 6. Pp. 89–92.
7. *Gorachev A.A., Zaboronkova T.M.* Scattering of radio waves on nonlinear antenna dipole systems. *Radiotekhnika*. 1998. Pp. 89–95.
8. *Wei W., Hui T.* Behavioral modeling and simulation of electromagnetic interference response for radio frequency receiver. *IEEE 6th International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation, and EMC Technologies (MAPE)*. Shanghai, China. 2015. DOI: 10.1109/MAPE.2015.7510345.
9. *Mordachev V.I., Sinkevich E.V., Yatskevich Y.V., Krachko A.J., Zaharov P.A., Ma X.* Simulation of nonlinear interference in aircraft systems operating in complex electromagnetic environment created by land-based and air-based wireless systems. *International Symposium on Electromagnetic Compatibility – EMC EUROPE*. Angers, France. 2017. DOI: 10.1109/EMCEurope.2017.8094819.
10. *Lee K.-Ch.* Two efficient algorithms for the analyses of a nonlinearly loaded antenna and antenna array in the frequency domain. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*. 2000. Vol. 42, Iss. 4. Pp. 339–346. DOI: 10.1109/15.902303.
11. *Kanda M.* Analytical and numerical techniques for analysing electrically short dipole with nonlinear load. *IEEE Trans. on AP*. 1980. Vol. 28. Pp. 71–78.
12. *Shcherbakov G.N., Nikolaev A.V., Prokhorkin A.G., Usmanov R.I., Shlykov Yu.A.* Investigation of the scattering properties of a nonlinear biconical reflector - a physical model of an ammunition with electronic devices. *Spectekhnika i svyaz*. Vol. 1. 2011. Pp. 33–39.
13. *Bystrov V.V., Likhachev V.P., Pugach E.E.* Technology of detection of objects with nonlinear electrical properties based on radiation and processing of continuous linear frequency modulated signals. *Materials of the IX International Scientific and Practical Conference "Scientific Perspectives of the XXI Century. Achievements and Perspectives of the New Century"*. Novosibirsk, March 13-14, 2015. Vol. 2. Pp. 27–31.
14. *Stepanenko I.P.* Fundamentals of the theory of transistors and transistor circuits. Moscow: Energy, 1977. 672 p.