

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.3.7>

УДК: 537.874.2: 621.969.3

О ВОЗМОЖНОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ НЕЛИНЕЙНОГО РАДИОЛОКАТОРА С ОБРАБОТКОЙ НА ЧАСТОТЕ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА

И.Л. Афонин, В.Г. Слезкин

Севастопольский государственный университет
299053, Россия, г. Севастополь, ул. Университетская, 33

Статья поступила в редакцию 14 января 2023 г.

Аннотация. Рассмотрены условия реализации нелинейного радиолокатора, использующего зондирующий сигнал в виде периодической последовательности из пар радиоимпульсов разной амплитуды, но с одинаковыми энергиями. В приёмном устройстве локатора для каждой пары сравниваются энергии отражённых импульсов, что позволяет выявить отражения от нелинейных устройств на частоте зондирующего сигнала по нарушению равенства этих энергий. Выполнен численный эксперимент по оценке зависимости формы тока через германиевый и кремниевый диоды и их амплитудных параметров на частоте воздействующего синусоидального напряжения с переменной амплитудой. В результате было установлено, что амплитудная нелинейность может быть выявлена до полного «открывания» диода, если две амплитуды напряжения на диоде и отличаются друг от друга не менее, чем в полтора-два раза. Так как энергии импульсов пропорциональны их мощностям, а длительности импульсов неизменны, должно быть возможно выявление нелинейности по отношению эффективных поперечников рассеяния нелинейного объекта при разных амплитудах импульсов. Для получения количественных оценок было выполнено моделирование падения плоской,

линейно поляризованной волны на полуволновый вибратор и полуволновый петлевой вибратор, нагруженные на диод. Было установлено, что вид и параметры модели существенно влияют как на значения эффективных поперечников рассеяния, так и на степень влияния нелинейности на эти значения, так что обнаружение нелинейности требует существенно больших уровней мощности зондирующего сигнала, чем предсказывает теория.

Ключевые слова: нелинейный радиолокатор, двухуровневые сигналы, радиоимпульсы с одинаковыми энергиями, обработка на несущей частоте, диод, эффективный поперечник рассеяния.

Автор для переписки: Виталий Геннадьевич Слезкин, slezkinvg@mail.ru

Введение

Задача обнаружения и определения местонахождения электронных устройств враждебного назначения, например, скрытых радиозакладок для подслушивания переговоров конфиденциального содержания, может быть решена с помощью нелинейных радиолокаторов (НРЛ) [1-4]. Как правило, в НРЛ используют обогащение спектра отражённого радиосигнала, обусловленное нелинейностью вольтамперных характеристик (ВАХ) входящих в их состав электронных компонентов: диодов, биполярных и полевых транзисторов. Однако необходимость создавать и излучать узкополосный зондирующий сигнал на одной частоте, а принимать и обрабатывать отражённый сигнал на частотах второй и третьей гармоник приводит к существенному усложнению НРЛ при весьма жёстких требованиях к качественным показателям приёмных устройств.

В работе [5] предложено использовать в НРЛ выявление нелинейного отклика на частоте зондирующего сигнала. Показано, что для этого достаточно применить импульсный режим работы, но зондировать пространство периодической последовательностью из пар импульсов разной амплитуды и длительности, но с одинаковыми энергиями. Алгоритм обработки строится так,

что при отсутствии нелинейного объекта амплитуды откликов на выходе устройств обработки отражённых сигналов были одинаковы, и тогда нелинейность ВАХ проявляется в нарушении этого равенства.

Основными преимуществами предложенного метода являются упрощение состава и конструкции НРЛ, а также потенциальное повышение дальности действия. Действительно, если на вход нелинейного элемента подать два импульса разной амплитуды, то разность уровней соответствующих сигналов на его выходе, обусловленная нелинейностью ВАХ, будет иметь первый порядок малости, в то время как количественные характеристики преобразования частоты зондирующего сигнала в частоты гармоник имеют второй порядок малости.

В данной работе делается попытка оценить минимальные значения размаха напряжения и минимальное отношение амплитуд в паре зондирующих импульсов на типичных нелинейных элементах – германиевом и кремниевом диодах, при которых возможно обнаружение нелинейности по отклонению амплитуд токов. Производится также оценка эффективных поперечников рассеяния объекта в виде полуволнового разрезного вибратора и полуволнового петлевого вибратора, нагруженных на диод с целью получения данных для последующего исследования энергетических характеристик нелинейного радиолокатора с обработкой на частоте зондирующего сигнала.

1. Математическое моделирование отклика полупроводникового диода на радиосигнал

В качестве модельного объекта, как это чаще всего делается исследователями нелинейных эффектов, возьмём полупроводниковый диод [4]. Схема замещения диода [6, 7] без выводов, т.е. не учитывающая индуктивности выводов, содержит p - n переход VD , прямое сопротивление R , сопротивление закрытого диода R_S и ёмкость C между анодом a и катодом c (рис. 1).

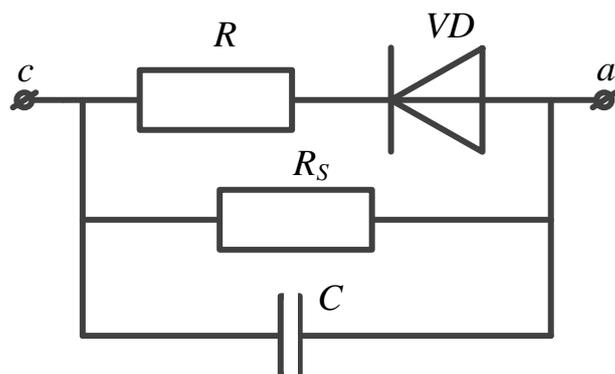


Рис. 1. Схема замещения диода

Сопротивлением открытого диода обычно пренебрегают, а для описания ВАХ – зависимости тока I от приложенного между анодом и катодом напряжения U применяют экспоненциальную модель при положительных напряжениях и линейную модель – при отрицательных [4]

$$I(U) = I_s \left[\exp\left(\frac{U}{U_T}\right) - 1 \right] h(U) + \frac{U}{R_s} h(-U), \quad (1)$$

где I_s – ток утечки; U_T – термический потенциал; $h(U)$ – функция «скачок Хевисайда».

При температуре 286 К термический потенциал равен 30 мВ [6]: примем эту величину как константу. Остальные параметры выберем по имеющимся данным [6, 7] следующим образом:

- для германиевого диода ГД508 I_s равен 0,1 мкА, сопротивление R_s составляет 1,3 МОм;
- для кремниевого диода КД510, соответственно, 10 пА и 10 МОм.

Межэлектродная ёмкость C_D сильно зависит от назначения и конструкции диода: для малогабаритных быстродействующих диодов она лежит в пределах от 1 пФ до 5 пФ [7]. При математическом моделировании нелинейности частотные свойства рассматривать не будем: это будет выполнено при электродинамическом моделировании (см. ниже).

Максимально допустимый ток малогабаритных диодов не превышает 100 мА. Так как с ростом прямого напряжения сверх величины термического

потенциала ток растёт экспоненциально (см. рис. 1), можем ограничить его максимальную расчётную величину значением, в 10 раз меньшим: 10 мА (рис. 2).

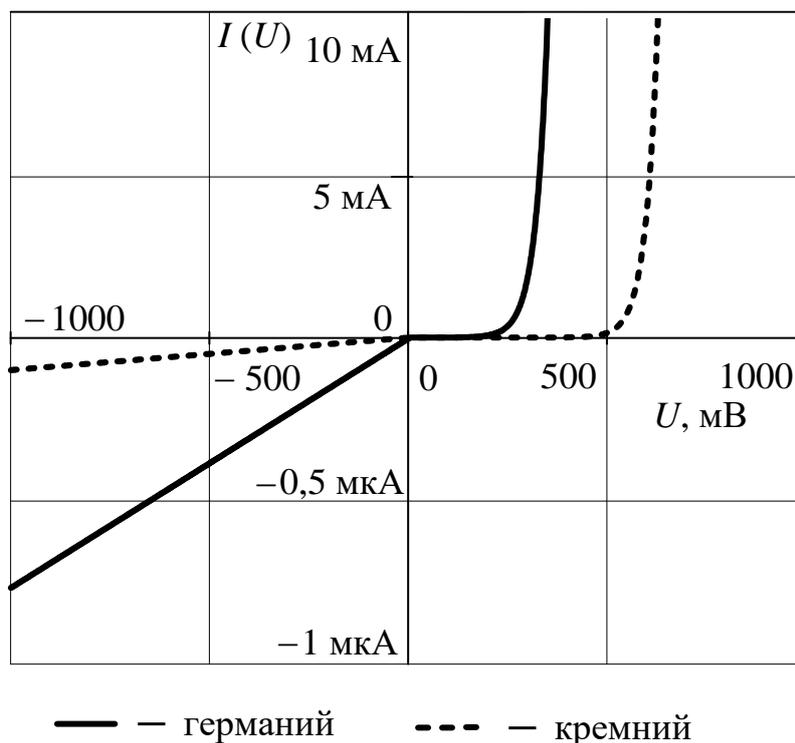


Рис. 2. Расчётные вольтамперные характеристики германиевых и кремниевых диодов

Из приведенных графиков (см. рис. 2) видно, что ограничение тока в 10 мА достигается при напряжении около 340 мВ для германиевых диодов и около 620 мВ – для кремниевых. При таких напряжениях диоды в полной мере проявляют свои выпрямительные свойства и выводы, сделанные в статье [5] о возможности применения двухуровневых сигналов в подобных условиях, в дополнительном обосновании не нуждаются. Здесь же рассмотрим ситуации «слаботочной» нелинейности кремниевых диодов при размахе напряжения от 5 мВ до 600 мВ.

2. Результаты численного эксперимента

Численный эксперимент проводился в среде *MathCAD* следующим образом.

На вход модели кремниевого диода подавался синусоидальный сигнал с частотой f_1 с амплитудой напряжения U и рассчитывалась амплитуда тока первой

гармоники I_1 в цепи диода. Затем амплитуда напряжения увеличивалась в A раз и вновь рассчитывалась амплитуда выходного тока I_{1A} , а после – отношение B этой амплитуды к начальному значению I_1 . Так как при отсутствии нелинейности параметры A и B должны быть одинаковыми, отношение N величины B к A сможет служить количественной оценкой требуемой чувствительности решающего устройства, предназначенного для обнаружения нелинейного объекта. Будем считать, что при «отношении нелинейности» N , меньшем 1,1, сложно выделить эффект, связанный с нелинейностью, на фоне неопределённости из-за возможных шумовых помех, а при N , превышающих 2.0, обнаружение нелинейности трудностей не представляет.

Из промежуточных результатов моделирования следует, что при малых значениях прямого напряжения прямой ток может быть меньше обратного, вследствие чего форма зависимости тока I_{Out} от времени t сильно искажается (рис. 3).

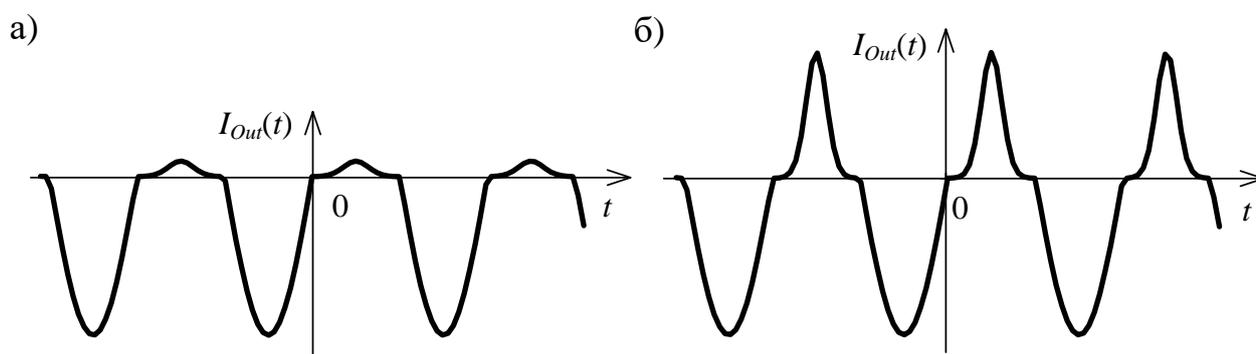


Рис. 3. Вид временной зависимости тока через диод при амплитуде входного напряжения 150 мВ (а) и 225 мВ (б)

Возможно, это связано с линейностью модели обратного тока (постоянное обратное сопротивление, см. рис. 1), но более адекватные модели для зоны ВАХ диода вблизи нулевых значений напряжения нам неизвестны.

Расчёты величины отношения нелинейности N проводились для значений множителя амплитуды A в пределах от 1 до 5, то есть для отношения пиковых мощностей радиоимпульсов до 25 раз. При выбранной максимальной амплитуде напряжения 600 мВ минимальные значения амплитуд U варьировались от 5 мВ

до 120 мВ. Было установлено, что при величине U , меньшей 40 мВ, отношение N не превосходило выбранный порог 1,1 (рис. 4).

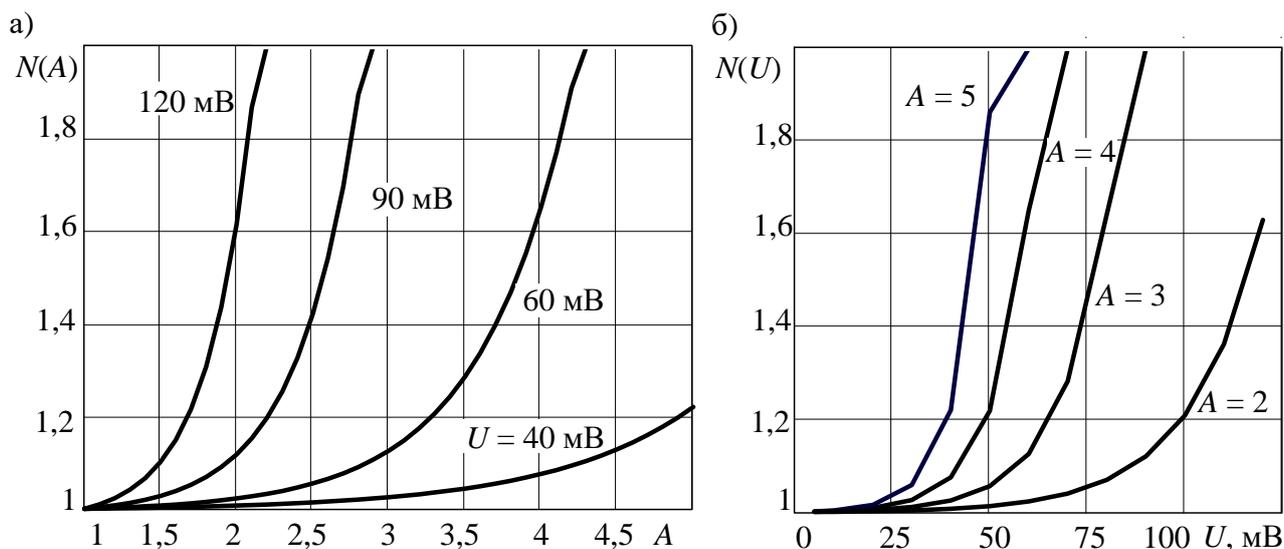


Рис. 4. Зависимости отношения нелинейности от множителя амплитуды (а) и от начальной амплитуды (б)

Из приведенных зависимостей (рис. 4) видно, что минимальная мощность зондирующего радиосигнала должна выбираться такой, чтобы на $p-n$ переходах электронных компонентов нелинейного объекта возникало напряжение с размахом не менее 40 мВ. Так как при дальнейшем увеличении этого размаха отношение нелинейности резко растёт, для уверенного обнаружения объекта достаточно выбрать мощность в 2-4 раза больше минимальной величины.

3. Оценка эффективного поперечника рассеяния нелинейного объекта путём электродинамического моделирования

Величина эффективного поперечника рассеяния (ЭПР) σ в радиолокации [8] используется для оценки усреднённой мощности радиосигнала P_T , отражаемого объектом (радиолокационной целью) по всем направлениям, если известна плотность потока мощности зондирующего сигнала Π_P в районе цели

$$P_T = \sigma \Pi_P.$$

В нелинейной радиолокации, использующей отражённые сигналы на частотах второй и третьей гармоник зондирующего сигнала, оценивают «нелинейные» ЭПР для этих частот: σ_2 и σ_3 , соответственно. Так как корректный

расчёт этих величин затруднителен, при выборе параметров промышленно выпускаемых изделий, например, НРЛ «Лорнет-Стар» [9] используют, в основном, экспериментальные данные для конкретных частот и объектов (диодов, транзисторов, сим-карт) [10]. В частности, разработчики НРЛ [10] считают, что оптимальным частотным диапазоном при обнаружении многих видов нелинейных объектов является полоса около 3600 МГц, поэтому данная частота была выбрана нами в качестве расчётной частоты первой гармоники f_1 .

Так как в рассматриваемом способе обработка осуществляется на частоте зондирующего сигнала, появляется возможность исследовать ЭПР с помощью специализированных САПР электродинамического моделирования. В частности, такую возможность предоставляет пакет программ *CST Studio Suite* [11]: в качестве источника возбуждения можно использовать плоскую волну с задаваемой пользователем напряжённостью поля, а нагрузить модель антенны можно дискретным диодом, причём программная модель диода соответствует «классической» (см. рис. 1).

При выборе стратегии моделирования было сделано предположение о существенном влиянии вида и параметров модели электродинамической структуры, условно называемой «антенна», на результаты моделирования. Важно было также сопоставить результаты математического моделирования прохождения тока через диод при заданном синусоидальном напряжении, приложенном к диоду непосредственно, с результатами электродинамического моделирования, когда напряжение на диод подаётся от зажимов «антенны». Наконец, необходимо было уточнить условия, при которых возможно обнаружение нелинейного элемента по изменению ЭПР на основной частоте.

С целью анализа влияния вида модели были выполнены расчёты для полуволнового симметричного вибратора (длина плеча равна четверти длины волны, что для f_1 , равной 3600 МГц, составляет 20,8 мм) и «укороченного» полуволнового вибратора (коэффициент укорочения длины плеча k_L составил 5 %) при двух значениях радиуса плеча a : 1 мм и 0,25 мм, т.е. для отношения длины плеча к радиусу около 20 и около 80 [12]. Варьировалась напряжённость

поля падающей плоской волны E , оценивались значения напряжения на диоде U и величины ЭПР R_{CS} (табл. 1).

Таблица 1. К анализу влияния геометрических параметров нагруженного симметричного вибратора на электрические параметры

a , мм	k_L	E , В/м	U , мВ	R_{CS} , мм ²
1,0	0	3	103,5	466,6
1,0	0	6	207	466,6
1,0	0	12	414	466,3
0,25	0	12	370	70,6
0,25	5 %	3	84	49,6
0,25	5 %	6	167	49,6
0,25	5 %	12	334	49,6

Из полученных данных (см. табл. 1) следует, что при увеличении толщины плеч в 4 раза ЭПР увеличился более чем в 6 раз, а укорочение плеч на 5 % приводит к снижению ЭПР примерно на 28 %, следовательно, вид модели антенны и её геометрические параметры существенно влияют на характеристики процесса переизлучения поля антенной, нагруженной на диод.

Дальнейшие исследования велись для радиуса плеча a , равного 1 мм, при котором достигались наибольшие значения напряжения на диоде при прочих равных условиях. Фиксировались значения напряжения на диоде U , тока через диод I и модуля полного сопротивления диода Z . Для сравнения рассчитывались значения эквивалентного сопротивления диода на основной частоте R_1 , полученные с помощью расчётной модели (1). Так как амплитуды тока на положительной полуволне I_P и на отрицательной полуволне I_N по времени отстоят на половину периода основной частоты (см. рис. 3), приближённо можно считать, что удвоенная амплитуда тока первой гармоники равна их сумме, тогда для величины R_1 будем иметь

$$R_1 \approx \frac{U}{I_P + I_M}.$$

Рассчитывались также значения параметра A как отношение значений напряжённости E к значению, принятому за начальное, и отношение нелинейности N как отношение значений тока к начальному значению, делённое на множитель A (табл. 2).

Таблица 2. Результаты анализа нелинейных свойств модели

E , В/м	U , мВ	I , А	Z , Ом	R_1 , Ом	A	N_I
3	103,5	$5,3 \cdot 10^{-09}$	$1,95 \cdot 10^{07}$	$1,94 \cdot 10^{07}$	1	1
6	207	$1,5 \cdot 10^{-08}$	$1,40 \cdot 10^{07}$	$1,35 \cdot 10^{07}$	2	1,4
12	414	$3,5 \cdot 10^{-06}$	$12,6 \cdot 10^{04}$	$8,37 \cdot 10^{04}$	4	155
14	483	$7,7 \cdot 10^{-06}$	$62,6 \cdot 10^{03}$	$9,83 \cdot 10^{03}$	4,67	312

Сравнив значения сопротивлений, заключаем, что вплоть до напряжения на диоде около 400 мВ электродинамическое моделирование и расчёт по формулам дают весьма близкие результаты, но когда напряжение приближается к порогу «открывания» (см. рис. 2), расхождение становится существенным. По-видимому, это связано с особенностями алгоритма решения нелинейной задачи в САПР CST: было замечено, что с ростом напряжения свыше 400 мВ резко возрастает время расчёта, а при напряжении свыше 500 мВ окончательный результат вообще не удаётся получить из-за «зацикливания» (число шагов до завершения анализа возрастает).

При возрастании напряжения от уровня около 100 мВ в два раза отношение нелинейности N стало равным 1,4 (см. табл. 2), что достаточно близко к нашим предварительными оценками (см. рис. 4 б). Дальнейшее резкое возрастание величины N также было ожидаемым как следствие экспоненциального характера ВАХ диода.

На следующем этапе моделирования исследовалось влияние собственной ёмкости диода на характеристики обнаружения нелинейного элемента.

При реальных значениях C_D от 1 пФ до 5 пФ емкостной импеданс X_D составляет от 8,84 Ом до 44,2 Ом. На основании полученных данных (см. табл. 2) можно предположить, что пока сопротивление диода R_1 не приблизится к этим

значениям влияние нелинейности диода на ЭПР нагруженной антенны невозможно будет обнаружить из-за шунтирующего действия ёмкости. А это, в свою очередь, означает, что потребуются значительно большие значения напряжения U для проявления изменения ЭПР (рис. 5).

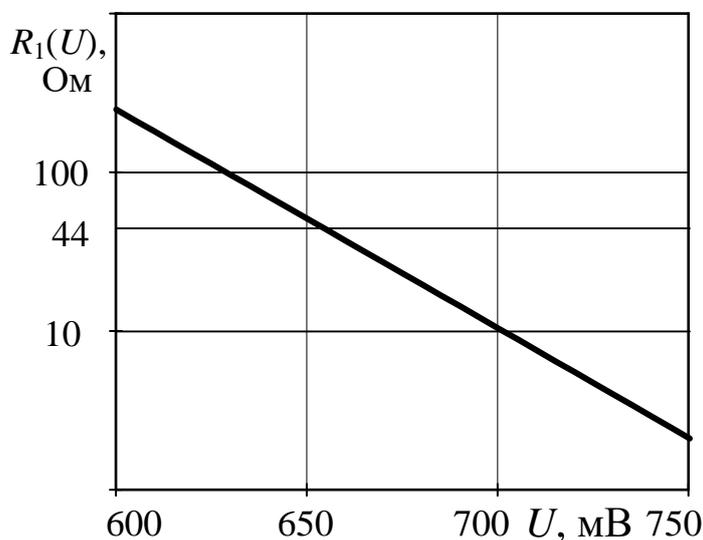


Рис. 5. Зависимость эквивалентное сопротивление диода от напряжения на нём

С целью проверки данного предположения была выполнена серия расчётов при ёмкости C_D , равной 1 пФ (табл. 3). Напряжённость поля увеличивалась, пока не возникало «зацикливание» программы.

Таблица 3. Результаты анализа модели при ёмкости диода 1 пФ

E , В/м	U , мВ	I , мА	Z , Ом	R_{CS} , мм ²
3	38	0,86	44,20	3190,8
6	76	1,70	44,20	3190,8
12	151	3,40	44,20	3190,8
24	303	6,85	44,20	3190,8
48	604	13,7	44,10	3190,7
54	682	15,4	44,30	3177,0

На основе приведённых в таблице 3 результатов можно отметить следующее:

– модуль полного сопротивления диода практически равен ёмкостному импедансу;

– слабое влияние на ЭПР (менее 1 %) начинает проявляться при напряжениях на диоде, превышающих 620 мВ, как и ожидалось (см. рис. 5).

Если сравнить условия получения результатов при отсутствии ёмкости (см. табл. 2) и при наличии её (см. табл. 3), то можно убедиться, что действительно во втором случае для выявления нелинейности требуется значительное, примерно в три раза, повышение напряжённости поля падающей плоской волны. Сами значения ЭПР при учёте ёмкости диода (см. табл. 3) увеличиваются по сравнению со идеализированным случаем отсутствия этой ёмкости примерно в 8 раз.

Исследованная модель антенны в виде нагруженного на диод симметричного вибратора была взята в силу её простоты, но так как нами было установлено, что даже диаметр плеч сильно влияет на ЭПР, следует данный выбор признать неудачным. Более того, через разрезной вибратор не может протекать постоянный ток, а в реальных устройствах с нелинейными элементами всегда обеспечиваются режимы этих элементов и по постоянному току. В этой связи антенна в виде петлевого вибратора (ПВ), по-видимому, должна быть ближе к реальности. С целью ещё большего приближения к устройствам, выполненным на печатном монтаже, нами модель ПВ была выполнена на основании с диэлектрической проницаемостью, соответствующей стеклотекстолиту (около 6), в виде петли из металлической фольги (ширина петли 2 мм, толщина фольги 0,03 мм), причём угол между плечами был взят меньшим равным 120° , чтобы исключить глубокие «провалы» в диаграмме рассеяния [13] (рис. 6).

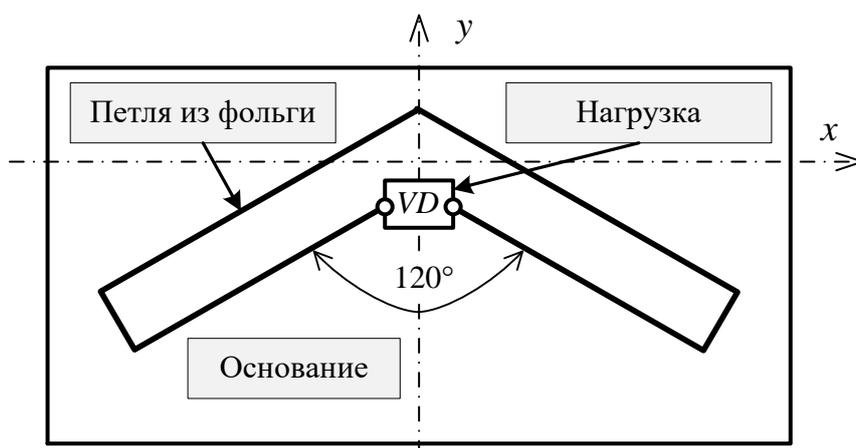


Рис. 6. Схема модели нагруженного ПВ

Отношение нелинейности по ЭПР N_{CS} рассчитывалось как результат деления текущего значения ЭПР на начальное значение, которое соответствовало напряжению на диоде около 100 мВ (табл. 4).

Таблица 4. Результаты анализа модели ПВ при ёмкости диода 1 пФ

E , В/м	U , мВ	I , мА	Z , Ом	R_{CS} , мм ²	N_{CS}
35	101	2,3	44,20	342,7	1
70	202	4,6	44,20	342,7	1
140	404	9,2	44,20	342,7	1
210	594	13,8	43,00	340,8	0,994
245	671	16,3	41,20	338,5	0,988
280	737	18,8	39,10	336,2	0,981
415	931	29,2	31,83	328,0	0,957
560	1074	40,9	26,22	321,2	0,937
700	1178	52,5	22,40	317,0	0,925
850	1270	65	19,50	314,0	0,916

Отметим, что в данном случае «зацикливания» не наблюдалось, что косвенно подтверждает наше предположение о влиянии постоянного напряжения на плечах разрезного вибратора на устойчивость алгоритма анализа. Расчёты выполнялись до уровня напряжения на диоде, при котором изменение отношения нелинейности приблизилось к 10 %: условно достижимой границе

чувствительности устройства, выявляющего нелинейность по величине отношение нелинейности по ЭПР N_{CS} .

Практический интерес представляет сравнение полученных результатов расчёта ЭПР для диода с характером зависимости ЭПР ПВ от значения линейной, чисто активной нагрузки (рис. 7).

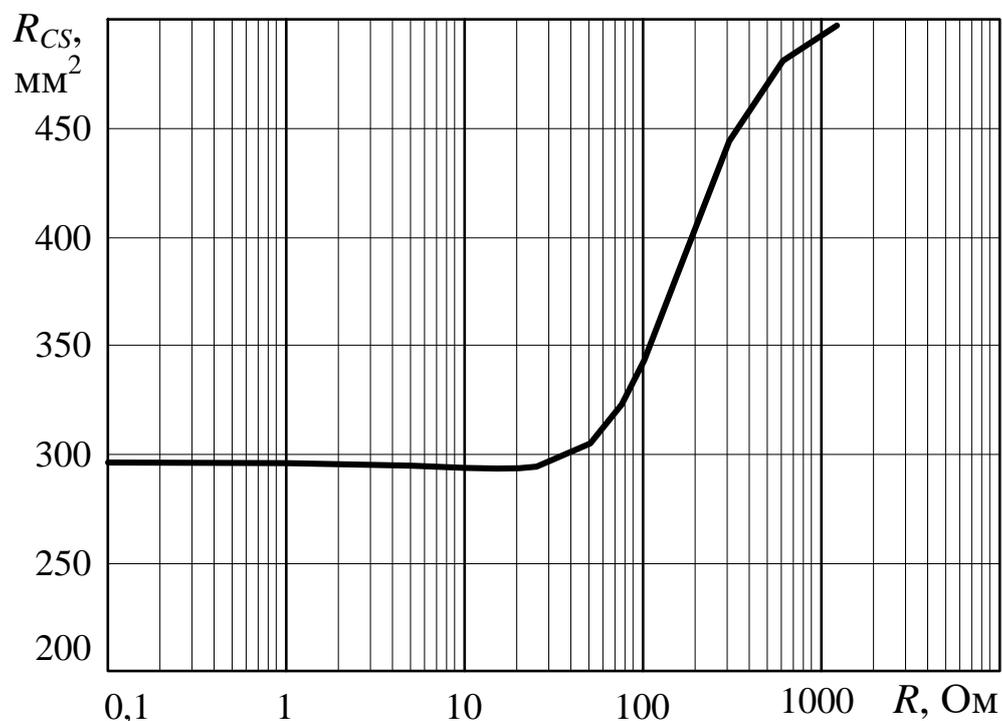


Рис. 7. Зависимость ЭПР ПВ от сопротивления активной нагрузки

Видно, что пределы изменения ЭПР ПВ при изменении нагрузки, практически, от короткого замыкания до холостого хода весьма ограничены: примерно от 300 до 500 мм², т.е. меньше, чем в два раза. Наши результаты для зависимости ЭПР от модуля сопротивления диода (рис. 8) удовлетворительно согласуются с этой зависимостью.

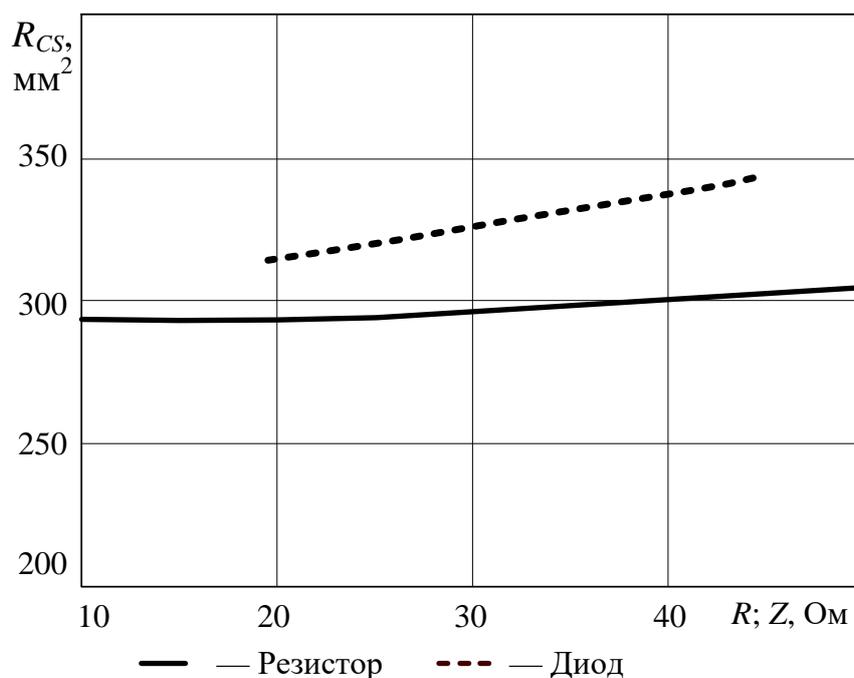


Рис. 8. К сравнению зависимостей ЭПР ПВ от сопротивления активной нагрузки и модуля полного сопротивления диодной нагрузки

Заключение

В данной работе предпринята попытка получить данные о практической возможности обнаружения скрытых нелинейных устройств нелинейным радиолокатором на частоте зондирующего сигнала путём сравнения двух уровней принятых сигналов, отражённых нелинейным объектом при воздействии двухуровневым зондирующим сигналом.

В отличие от нашей первой публикации [5], где данный способ был предложен, было проведено математическое моделирование нелинейности германиевых и кремниевых диодов с параметрами, максимально приближенными к реальности. Результаты моделирования позволили выявить особенности формы токов, протекающих через диод при различных уровнях напряжения на нём, а также ограничить пределы варьирования напряжения при дальнейших исследованиях.

Последующее моделирование проводилось средствами САПР CST Studio Suite с целью оценки влияния нелинейности на эффективные поперечники рассеяния для моделей типа «полуволновый разрезной вибратор» и «полуволновый петлевой вибратор», нагруженных на кремниевый диод без

учёта и с учётом реальной межэлектродной ёмкости диода. Было установлено, что закономерности эквивалентного сопротивления диода, выявленные при математическом моделировании, удовлетворительно согласуются с результатами электродинамического моделирования. Однако вид и параметры модели «антенны» настолько сильно влияют на результаты, что по ним оценить энергетические характеристики нелинейного радиолокатора на данном этапе не представляется возможным.

Направлением дальнейших исследований может быть поиск достаточно большого количества вариантов моделей, в большей мере отвечающих реальным нелинейным устройствам, и их исследование с целью получения статистически значимых оценок эффективных поперечников рассеяния.

Литература

1. Вернигоров Н.С. Нелинейный локатор – эффективное средство обеспечения безопасности в области утечки информации *Защита информации. Конфидент: сетевой журнал*. 1996. №1. С.67-69.
2. Вернигоров Н.С. Неизвестная нелинейная локация как технология двойного применения. *Защита информации. Конфидент: сетевой журнал*. 2003. №6. С.80-83.
3. Хорев А.А. *Методы и средства поиска электронных устройств перехвата информации*. Москва, Министерство обороны РФ. 1998. 224 с.
4. Джонс Т.Х. Обзор технологии нелинейной локации. *Защита информации. Конфидент: сетевой журнал*. 1999. №3. С.74-78.
5. Афонин И.Л., Дегтярёв А.Н., Поляков А.Л., Слезкин В.Г., Слезкин Г.В. Об использовании двухуровневого зондирующего сигнала в нелинейной радиолокации. *Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]*. 2021. №11. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.11.3>
6. Титце У., Шенк К. *Полупроводниковая схемотехника: справочное руководство*. Москва, Мир. 1982. 512 с.

7. Ровдо А.А. *Полупроводниковые диоды и схемы с диодами*. Москва, ДМК Пресс. 2019. 287 с.
8. Ширман Я.Д. и др. *Радиоэлектронные системы: основы построения и теория: справочник*. 2-е изд. Москва, Радиотехника. 2007. 512 с.
9. Произвольно конфигурируемый нелинейный локатор ЛОРНЕТ-СТАР. *АО Элвира* [web]. Дата обращения: 10.01.2023. URL: <http://www.elvira.ru/productions/nljd-general/nljd-lornet-star>
10. Бельчиков А.В., Мишустин Б.А., Дзисяк А.Б., Зайцев В.К. Взгляд разработчиков нелинейных локаторов серии «ЛОРНЕТ» на некоторые актуальные вопросы нелинейной локации. *АО Элвира* [web]. Дата обращения: 10.01.2023. URL: http://www.elvira.ru/data/PDF_FILES/NLJD_issues_LORNET_developers_view_article.pdf
11. Курушин А.А. *Проектирование СВЧ устройств в CST STUDIO SUITE*. Москва, СОЛОН-Пресс. 2018. 428 с.
12. Сазонов Д.М. *Антенны*. Москва, Высшая школа. 1988. 432 с.
13. Slyozkin V.G., Slyozkin G.V. High Efficiency Antenna for GSM 1800 Mobile Phone. *Научный журнал по материалам XI Всероссийской научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых учёных «Достижения и перспективы инноваций и технологий»*. Керчь. 2022. Т.1. С.300-304.

Для цитирования:

Афонин И.Л., Слезкин В.Г. О возможности реализации нелинейного радиолокатора с обработкой на частоте зондирующего сигнала. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2023. №3. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.3.7>