

УДК 621.396

ИССЛЕДОВАНИЕ МОСТОВОГО ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО РАССЕЙВАТЕЛЯ

Н. Ю. Бабанов¹, А. В. Клюев², С. В. Ларцов^{1,3}, В. П. Самарин¹*

¹ Нижегородский государственный технический университет им. Р. Е. Алексева;

² Научно-исследовательский институт измерительных систем им. Ю. Е. Седакова;

³ ОАО «Гипрогазцентр», г. Нижний Новгород, Россия

На основе модельных и натуральных экспериментов в частотном диапазоне около 800 МГц исследуется параметрический рассеиватель — четырёхполосник из 4-х параметрических контуров, включённых по мостовой схеме, к плечам которой подключены антенны, настроенные на сигнал накачки и его половинную субгармонику.

ВВЕДЕНИЕ

Одним из методов поиска или контроля различных объектов в условиях сильных фоновых отражений от границы раздела сред или местных предметов является предварительное обозначение таких объектов радиоответчиками. Если объект долгое время не может обслуживаться или обслуживание затруднено, то использование активных радиоответчиков, требующих применения элементов питания, не представляется возможным.

В таких случаях перспективным становится применение пассивных нелинейных радиоответчиков, в частности параметрических рассеивателей, у которых облучающий их запросный сигнал преобразуется в ответный сигнал на частоте половинной субгармоники запросного сигнала. В работах [1–3] исследован параметрический рассеиватель (ПР), представляющий собой дипольную или рамочную антенну, нагруженную на нелинейный электрический контур из сосредоточенной индуктивности и нелинейной ёмкости — полупроводниковый диод. Нелинейный электрический контур в данной простой радиотехнической системе является параметрическим генератором, соответственно запросный сигнал выступает сигналом накачки, возбуждающим этот генератор, а ответным сигналом является возбуждаемое колебание на частоте половинной субгармоники сигнала накачки. Ответный сигнал переизлучается в окружающее пространство на частоте, отличной от частоты сигнала накачки, что обеспечивает высокую помехозащищённость параметрического рассеивателя. В статьях [4, 5] рассмотрены некоторые практические задачи, в которых могут быть продуктивно использованы ПР. В то же время исследователи ограничивались применением конструкций ПР-двухполосников, изученных в работах [1–3]. При этом не рассматривались вопросы, связанные с оптимизацией существующей конструкции или поиском новых, более эффективных, типов ПР.

По мнению авторов, такое положение дел было связано с отсутствием методов теоретического описания и моделирования свойств ПР. Соответственно, указанные выше вопросы совершенствования конструкций ПР могли решаться исследователями исключительно на основе натуральных экспериментов.

Достаточно успешная попытка моделирования свойств ПР сделана в статье [6], где был рассмотрен дипольный ПР. Для частоты сигнала накачки 300 МГц была вычислена амплитудная характеристика (зависимость интенсивности P_{RS} волны ответного сигнала, формируемой ПР на

* svl@ggc.nnov.ru

расстоянии 1 м, от интенсивности P_{PS} волны сигнала накачки, облучающей ПР), которая оказалась в удовлетворительном (расхождение $5 \div 6$ дБ) соответствии с результатами эксперимента. Параметрический рассеиватель моделировался при помощи эквивалентной схемы, в которой дипольная антенна представлялась как электродвижущая сила (ЭДС) с внутренним сопротивлением 73 Ом как на частоте сигнала накачки, так и на частоте ответного сигнала. Такую модель ПР можно назвать резистивной. Дальнейшие исследования показали, что для такой модели расхождения между расчётными и экспериментальными характеристиками параметрического рассеивателя увеличиваются с ростом частоты сигнала накачки, что связано недостаточным учётом частотных свойств его антенны. Кроме того, резистивная модель позволяет анализировать только ПР-двухполосники, т. к. наличие нескольких антенн в ПР предполагает наличие частотной селекции.

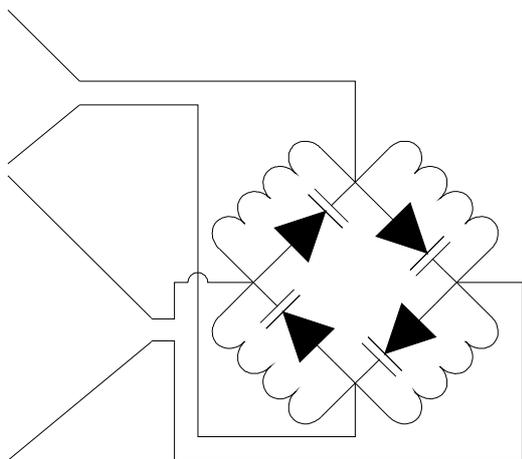


Рис. 1. Структурная схема мостового параметрического рассеивателя

В патенте [7] предложена конструкция ПР в виде четырёхполосника, нагрузкой которого является мостовая схема из 4-х параметрических генераторов (см. рис. 1).

Мостовая конструкция нелинейного элемента оказалась наиболее эффективной для пассивных нелинейных радиоответчиков — нелинейных рассеивателей [8]. Преимущества мостовой схемы понятны: переход к нелинейному элементу-четырёхполоснику позволяет выполнять независимую настройку и, соответственно, лучше согласовать с нелинейным элементом антенну, принимающую запросный сигнал, и антенну, излучающую ответный сигнал. В то же время преимущества мостовой схемы неочевидны для ПР (здесь используются другой тип нелинейного преобразования

запросного сигнала в ответный, в частности не важна полярность включения диодов). Поэтому потребовалась апробация новой мостовой конструкции ПР, которая была выполнена на основе математического моделирования и натурального эксперимента.

1. КОРРЕКТИРОВКА МОДЕЛИ ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО РАССЕЙВАТЕЛЯ

При корректировке резистивной модели нужно найти такое представление ПР в виде эквивалентной схемы, при котором будут учтены частотные свойства антенны. Наиболее простым вариантом является представление антенны в виде ЭДС с внутренним сопротивлением, равным сопротивлению излучения антенны, и низкодобротного последовательного электрического контура. Это позволяет, с одной стороны, учесть частотные свойства антенны, а с другой — не сильно усложняет систему уравнений, описывающих процессы в эквивалентной схеме ПР. Назовём такую модель ПР резонансной.

На рис. 2 изображена эквивалентная схема мостового параметрического рассеивателя, реализующая его резонансную модель. Здесь внешнее воздействие электромагнитной волны сигнала накачки с интенсивностью P_{PS} заменяется на ЭДС $e(t)$ этого сигнала на основе теоремы Тевенина [9] (здесь t — время), антенны, принимающие этот и излучающие ответный сигнал представляются низкодобротными последовательными электрическими контурами. Каждая из указанных антенн представлена тремя компонентами: полным активным сопротивлением R_{A_j} , включающим сопротивление излучения и сопротивление потерь антенны, и реактивными составляющими —

ёмкостной (C_{A_j}) и индуктивной (L_{A_j} ; здесь j — номер антенны).

2. ЗАДАЧИ МОДЕЛИРОВАНИЯ

Основной задачей моделирования является вычисление амплитудной характеристики, т. е. зависимости

$$\Pi_{RS} = \Pi_{RS}(\Pi_{PS}). \quad (1)$$

При анализе эквивалентной схемы мостового ПР могут быть эффективно использованы методы анализа нелинейных электрических цепей, хорошо развитые в радиотехнике [10] и ориентированные на применение моделирующих программ. При этом очень важен корректный переход от параметров электрической эквивалентной схемы, которые могут быть вычислены при помощи моделирующей программы, к параметрам, характеризующим облучающую электромагнитную волну сигнала накачки и переизлучённую электромагнитную волну ответного сигнала. Проще всего данный переход выполняется на основе закона сохранения энергии.

С точки зрения эквивалентной схемы мощность сигнала накачки в системе может быть определена как

$$P_{PS} = [e(\omega_{PS})]^2 / [R_{A_1}(\omega_{PS}) + R_{PG}(\omega_{PS})], \quad (2)$$

где $R_{A_1}(\omega_{PS})$ — сопротивление излучения антенны, принимающей этот сигнал, $R_{PG}(\omega_{PS})$ — сопротивление параметрического генератора на частоте сигнала накачки ω_{PS} ,

$$R_{PG}(\omega_{PS}) = u_{PG}(\omega_{PS}) / i_{A_1}(\omega_{PS}), \quad (3)$$

$u_{PG}(\omega_{PS})$ — напряжение на системе параметрических генераторов на частоте этого сигнала. При падении волны сигнала накачки с интенсивностью Π_{PS} на ПР

$$P_{PS} = \Pi_{PS} S_{A_1} (1 - \Gamma_{PS}^2), \quad (4)$$

где S_{A_1} — эффективная площадь приёмной антенны ПР на частоте сигнала накачки, а Γ_{PS} — коэффициент отражения в тракте сигнала накачки ПР, который можно найти как

$$\Gamma_{PS} = [R_{A_1}(\omega_{PS}) - R_{PG}(\omega_{PS})] / [R_{A_1}(\omega_{PS}) + R_{PG}(\omega_{PS})]. \quad (5)$$

Из уравнений (2)–(5) следует, что связь Π_{PS} и $e(\omega_{PS})$ нелинейная и не может быть охарактеризована постоянным коэффициентом

$$e(\omega_{PS}) = \sqrt{\Pi_{PS} S_{A_1} (1 - \{[R_{A_1}(\omega_{PS}) - R_{PG}(\omega_{PS})] / [R_{A_1}(\omega_{PS}) + R_{PG}(\omega_{PS})]\}^2) [R_{A_1}(\omega_{PS}) + R_{PG}(\omega_{PS})]}. \quad (6)$$

Из выражения (5) следует, что при моделировании мостового ПР при помощи эквивалентной схемы на рис. 2 необходимо определить две зависимости: 1) зависимость тока на частоте ответного сигнала, протекающего через сопротивление нагрузки (антенны ответного сигнала), от ЭДС, т. е. $i_{RS} = i_{RS}(e)$, и 2) зависимость ЭДС от сопротивления системы параметрических генераторов на частоте сигнала накачки в точках AC эквивалентной схемы на рис. 2, которое обозначим $R_{AC}(\omega_{PS})$. Заметим, что в общем случае все величины комплексные, в то же время сопротивления антенн можно считать активными, т. к. предполагается их настройка на соответствующие частоты сигнала накачки и ответного сигнала.

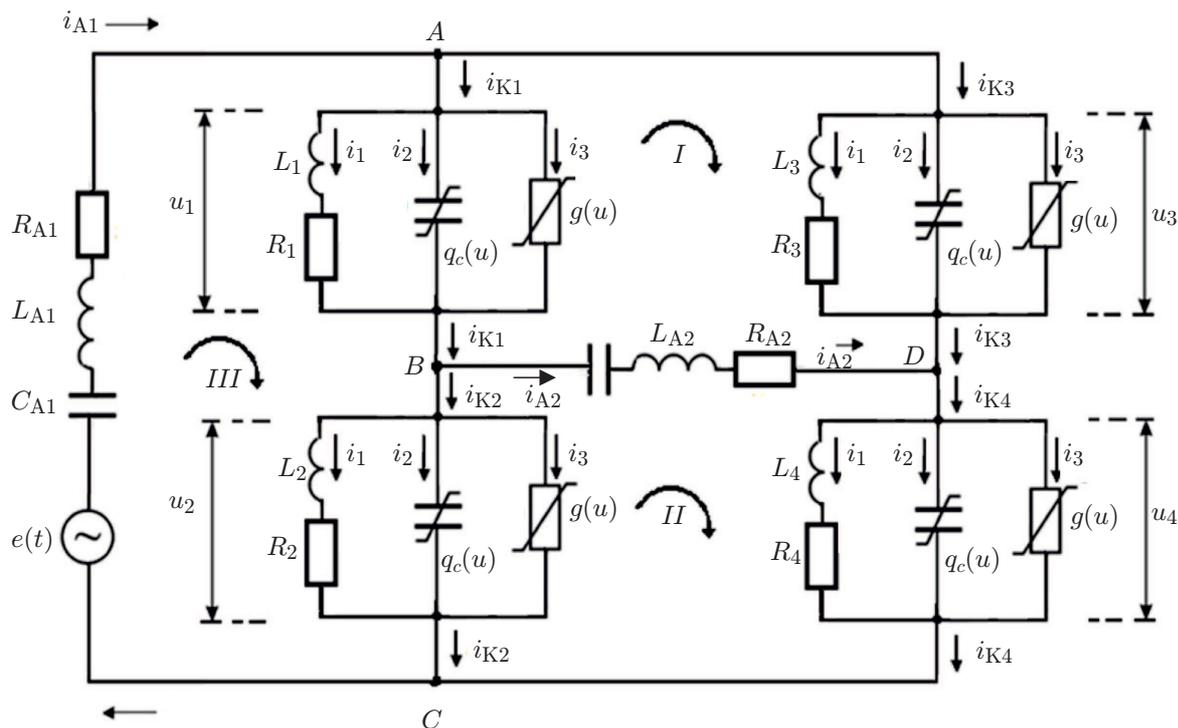


Рис. 2. Эквивалентная схема мостового параметрического рассеивателя, реализующая его резонансную модель

Определить связь тока на частоте ответного сигнала, протекающего через соответствующую антенну, и параметров волны этого сигнала, формируемой ПР на расстоянии 1 м, достаточно просто, т. к. для этого нужно решить обычную задачу излучения сигнала антенной.

Мощность $P_{RS}(\omega_{RS})$ излучаемого ответного сигнала с частотой ω_{RS} может быть определена по формуле

$$P_{RS} = R_{A2}(\omega_{RS})i_{A2}^2(\omega_{RS}). \tag{7}$$

Интенсивность волны этого сигнала, формируемая переизлучающей антенной ПР на расстоянии 1 м, легко определить как

$$\Pi_{RS} = P_{RS}G_{A2}(\omega_{RS})/(4\pi) = R_{A2}(\omega_{RS})i_{A2}^2(\omega_{RS})G_{A2}(\omega_{RS})/(4\pi), \tag{8}$$

где G_{A2} — коэффициент усиления переизлучающей антенны ответного сигнала.

Особенностью моделирования является то, что решение прямой задачи вычисления ЭДС по интенсивности падающей волны сигнала накачки из-за нелинейного вида (6) является итерационным процессом, приводящим к необходимости использования рядов Вольтерра [11, 12]. Поэтому целесообразно решать обратную задачу, а именно по заданному значению ЭДС находить соответствующую интенсивность падающей волны сигнала накачки. Другими словами, при численном эксперименте необходимо одновременно найти зависимости $i_{A2}(\omega_{RS}) = i_{A2}[e(\omega_{PS})]$ и $R_{A1} = R_{A1}[e(\omega_{PS})]$, а затем, зная величины $S_{A1}(\omega_{PS})$, $R_{A1}(\omega_{PS})$, $G_{A2}(\omega_{RS})$ и $R_{A2}(\omega_{RS})$, определить искомую амплитудную характеристику $\Pi_{RS} = \Pi_{RS}(\Pi_{PS})$.

3. АНАЛИЗ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ МОСТОВОГО ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО РАССЕЙВАТЕЛЯ

Система базовых уравнений [10] эквивалентной схемы мостового ПР составлялась на основании первого и второго законов Кирхгофа. После исключения линейно зависимых уравнений и преобразования интегро-дифференциальных выражений эта система представляется в виде 4-х уравнений

$$\begin{aligned} i_{A_1} &= i_{K_1} + i_{K_3}, & i_{A_2} &= i_{K_1} - i_{K_2}, \\ \frac{d^2 i_{A_1}}{dt^2} &= - \left(\frac{R_{A_1}}{L_{A_1}} \frac{di_{A_1}}{dt} + \frac{1}{L_{A_1} C_{A_1}} i_{A_1} \right) + \frac{R_{A_1}}{L_{A_1}} \left[\frac{de(t)}{dt} - \frac{du_1}{dt} - \frac{du_2}{dt} \right], \\ \frac{d^2 i_{A_2}}{dt^2} &= - \left(\frac{R_{A_2}}{L_{A_2}} \frac{di_{A_2}}{dt} + \frac{1}{L_{A_2} C_{A_2}} i_{A_2} \right) + \frac{1}{L_{A_2}} \left(\frac{du_2}{dt} - \frac{du_4}{dt} \right). \end{aligned} \quad (9)$$

Руководствуясь целями исследования, в качестве определяющих функций [10] целесообразно выбрать токи антенн i_{A_1} и i_{A_2} , напряжения u_k на параметрических контурах и питающие их токи i_{K_k} ($k = 1, 2, 3, 4$).

Используем полиномиальные аппроксимации барьерной ёмкости $C_k(u)$ параметрических диодов в мостовом ПР и экспоненциальные аппроксимации их проводимостей $g_k(u)$:

$$C_k(u_k) = C_{0k} f_k(u_k) = C_{0k} \sum_{n=0}^N \beta_{nk} u_k^n, \quad g_k(u_k) = g_{0k} \exp(b_k u_k).$$

После преобразований получаем систему из 10-ти дифференциальных уравнений второго порядка, которая и является математической моделью мостового ПР:

$$\begin{aligned} \frac{d^2 i_{A_1}}{dt^2} &= \frac{1}{L_{A_1}} \left[\frac{de(t)}{dt} - \frac{d}{dt} (u_1 + u_2) - R_{A_1} \frac{di_{A_1}}{dt} - \frac{1}{C_{A_1}} i_{A_1} \right], \\ \frac{d^2 i_{A_2}}{dt^2} &= \frac{1}{L_{A_2}} \left(\frac{du_2}{dt} - \frac{du_4}{dt} - R_{A_2} \frac{di_{A_2}}{dt} - \frac{1}{C_{A_2}} i_{A_2} \right), \\ \frac{d^2 i_{K_1}}{dt^2} &= \frac{1}{L_{A_1}} \left[\frac{de(t)}{dt} - \frac{du_2}{dt} - R_{A_1} \frac{di_{K_1}}{dt} - \frac{i_{K_1}}{C_{A_1}} \right], & \frac{d^2 i_{K_2}}{dt^2} &= \frac{d^2 i_{K_1}}{dt^2} - \frac{d^2 i_{A_2}}{dt^2}, \\ \frac{d^2 i_{K_3}}{dt^2} &= \frac{1}{L_{A_1}} \left(- \frac{du_1}{dt} - R_{A_1} \frac{di_{K_3}}{dt} - \frac{i_{K_3}}{C_{A_1}} \right), & \frac{d^2 i_{K_4}}{dt^2} &= \frac{d^2 i_{A_2}}{dt^2} + \frac{d^2 i_{K_3}}{dt^2}, \\ \frac{d^2 u_k}{dt^2} &= - \left\{ \frac{du_k}{dt} \left(\frac{D_k E_k}{C_{0k}} + \frac{R_k}{L_k} A_k \right) + \left(\frac{du_k}{dt} \right)^2 B_k + \right. \\ &\quad \left. + \omega_{0k}^2 \left[u_k (R_k D_k + 1) - \left(L_k \frac{di_{K_k}}{dt} + i_{K_k} R_k \right) \right] \right\} / A_k, \quad k = 1, 2, 3, 4, \end{aligned} \quad (10)$$

где i_{K_k} — ток в k -м контуре параметрической системы (см. рис. 2), $\omega_{0k} = 1/(L_k C_{0k})$,

$$\begin{aligned} A_k &= \sum_{n=0}^N (n+1) \beta_{nk} u_k^n = \beta_{0k} + 2\beta_{1k} u_k + 3\beta_{2k} u_k^2 + 4\beta_{3k} u_k^3, \\ B_k &= \sum_{n=0}^N n(n+1) \beta_{nk} u_k^{n-1} = 2\beta_{1k} + 6\beta_{2k} u_k + 12\beta_{3k} u_k^2, \end{aligned}$$

$$D_k = g_{0k} \exp(b_k u_k), \quad E_k = 1 + b_k u_k.$$

В соответствии с методикой моделирования [10] данную систему целесообразно привести к системе из 20-ти дифференциальных уравнений первого порядка, удобную для численного решения:

$$y_i = \frac{dx_i}{dt}, \quad \frac{dy_i}{dt} = F_i, \quad i = 1, 2, \dots, 10, \quad (11)$$

где x_i — искомые производящие функции, F_i — функции, стоящие в правой части уравнений (10).

4. МОДЕЛЬНЫЕ И НАТУРНЫЕ ЭКСПЕРИМЕНТЫ С МОСТОВЫМИ ПАРАМЕТРИЧЕСКИМИ РАССЕЙВАТЕЛЯМИ

Для обеспечения возможности сравнения модельные и натурные эксперименты проводились с мостовым параметрическим рассеивателем, в котором система параметрических генераторов была образована четырьмя соединёнными в виде моста электрическими параметрическими контурами, в которых роль варикапа выполнял высокочастотный полупроводниковый диод ДЗ11. В качестве антенн, принимающих сигнал накачки и излучающих ответный сигнал, использовались полуволновые диполи для частот соответствующих сигналов.

В качестве источника сигнала накачки применялся генератор Г4-139, усилителем этого сигнала являлся внешний усилительный блок генератора Г4-128, антенны сигнала накачки и ответного сигнала были изготовлены по конструкции «двойной квадрат». Поляризация антенны ответного сигнала была вертикальной, антенны сигнала накачки — горизонтальной. Приёмником ответного сигнала являлся спектр-анализатор «R&S PR100». Особенностью методики измерений являлось то, что одновременно фиксировались интенсивности и ответного сигнала, и сигнала накачки на входе. Последний попадал на вход спектр-анализатора «R&S PR100» по побочному каналу через антенну ответного сигнала.

Измерения параметров нелинейного рассеяния на частоте субгармоники сигнала накачки выполнялось для непрерывно излучаемого сигнала накачки с частотой 800 МГц. Частота ответного сигнала, соответственно, была равна 400 МГц. Частота сигнала накачки выбиралась исходя из существующей помеховой обстановки в лаборатории, ответный сигнал всегда был на несколько порядков больше, чем уровень шумов спектр-анализатора. Относительная ошибка измерений всегда была не хуже 0,1 дБ, в уровне ответного сигнала флуктуаций не наблюдалось.

Блок-схема измерительной установки представлена на рис. 3.

Модельный эксперимент также выполнялся для непрерывного сигнала накачки с частотой 800 МГц. Параметры антенны сигнала накачки и ответного сигнала у мостового ПР были следующими: $R_{A_2}(\omega_{RS}) = 73$ Ом, $G_{A_2}(\omega_{RS}) = 1,65$ (2,15 дБ), $R_{A_1}(\omega_{PS}) = 73$ Ом, $S_{A_1}(\omega_{PS}) = 0,13\lambda^2 = 0,04875 \text{ м}^2$, где λ — длина волны.

При моделировании коэффициенты аппроксимирующих функций параметров диода ДЗ11 определялись на основе его справочных данных. Моделирование выполнялось при помощи программы National Instruments «LabView 2012» фирмы National Instruments, которую авторы использовали для модельных экспериментов.

5. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛЬНЫХ ЭКСПЕРИМЕНТОВ С МОСТОВЫМИ ПАРАМЕТРИЧЕСКИМИ РАССЕЙВАТЕЛЯМИ

Рассчитанная амплитудная характеристика мостового ПР представлена на рис. 4 (кривая 1). Здесь же (кривая 2) показана экспериментально измеренная амплитудная характеристика данно-

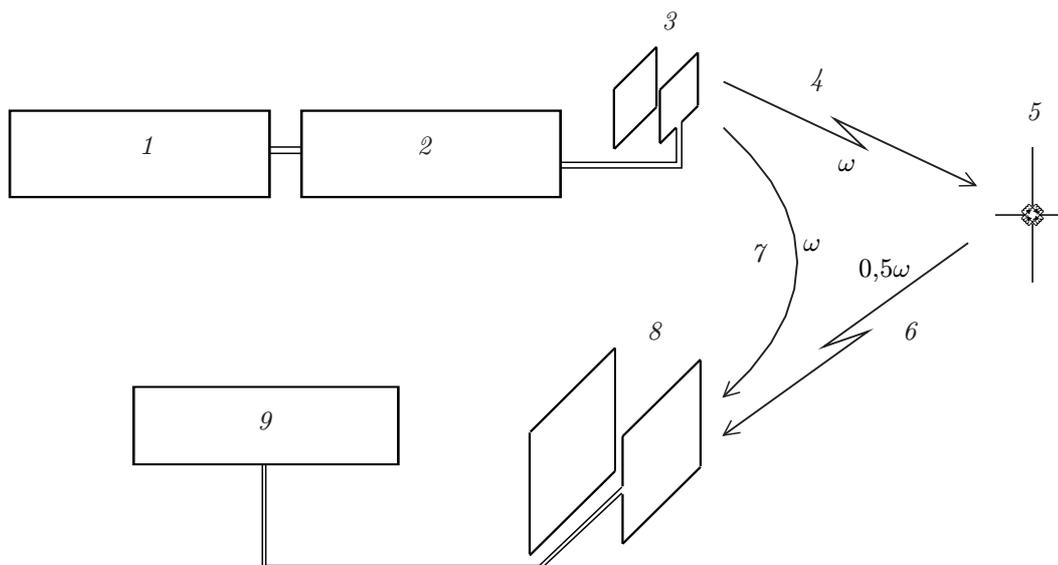


Рис. 3. Схема измерительной установки: 1 — генератор запросного сигнала, 2 — усилитель запросного сигнала, 3 — антенна запросного сигнала, 4 — запросный сигнал, 5 — измеряемый параметрический рассеиватель, 6 — ответный сигнал, 7 — побочный канал, 8 — антенна ответного сигнала, 9 — приёмник ответного сигнала

го мостового ПР. Можно говорить об удовлетворительном согласовании результатов модельного и натурального экспериментов.

Поскольку конструкция мостового ПР позволяет применять различные типы антенн, принимающих сигнал накачки и излучающих ответный сигнал, возникает вопрос об оптимизации величин их сопротивлений излучения (R_{A_1} и R_{A_2}), например с точки зрения максимизации уровня ответного сигнала.

Из теории антенн известно, что наилучшее согласование приёмной антенны и системы параметрических генераторов обеспечивается при равенстве сопротивлений излучения антенны, принимающей сигнал накачки, т. е. $R_{A_1}(\omega_{PS})$, и её нагрузки, т. е. сопротивления системы параметрического генератора в точках АС (см. рис. 2), которое обозначим $R_{AC}(\omega_{PS})$. Другими словами $\Gamma_{PS} = 1$ при $R_{A_1}(\omega_{PS}) = R_{AC}(\omega_{PS})$. Отметим, что сопротивление генератора $R_{PG}(\omega_{PS})$ на частоте сигнала накачки зависит от уровня этого сигнала, т. е. хорошее согласование в тракте сигнала накачки может быть достигнуто при определённом уровне этого сигнала. Это видно из зависимости сопротивления системы параметрических генераторов на частоте сигнала накачки от ЭДС, которая использовалась для вычисления амплитудной характеристики. График зависимости сопротивления системы параметрических генераторов от величины накачки u_{rel} (нормированной на максимум) представлен на рис. 5. Из этого рисунка также видно, что существует небольшое влияние R_{A_2} на сопротивление нелинейного элемента $R_{AC}(\omega_{PS})$.

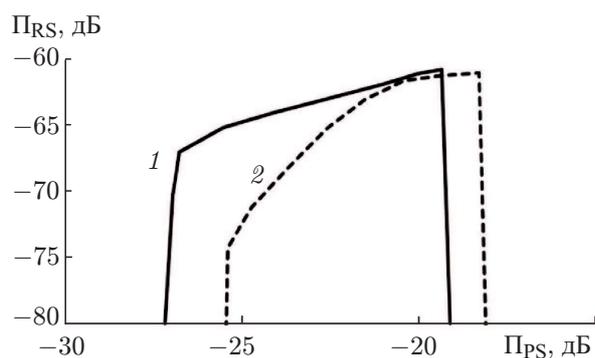


Рис. 4. Амплитудные характеристики мостового ПР: 1 — результат моделирования мостового ПР ($R_{A_1} = R_{A_2} = 73 \text{ Ом}$), 2 — натурный эксперимент с антеннами ответного сигнала и сигнала накачки в виде полуволновых диполей. Соответствующие интенсивности выражены в децибелах относительно уровня 1 Вт/м^2

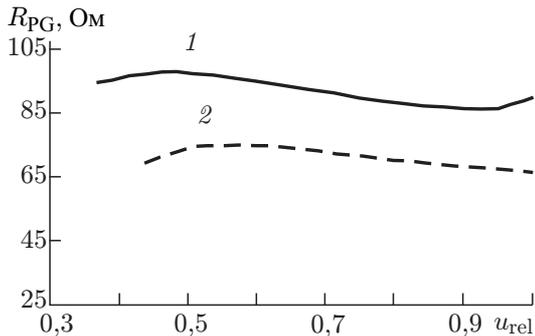


Рис. 5. Сопротивление системы параметрических генераторов на частоте сигнала накачки при $R_{A_2} = 700$ Ом (кривая 1) и $R_{A_2} = 73$ Ом (2)

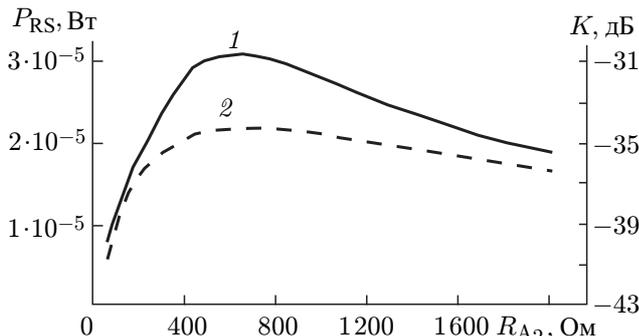


Рис. 6. Кривые 1 и 2 — зависимости мощности ответного сигнала P_{RS} и коэффициента преобразования K соответственно от сопротивления R_{A_2} при $R_{A_1} = 73$ Ом

Для тракта ответного сигнала наилучшее значение также достигается при равенстве сопротивления излучения соответствующей антенны $R_{A_2}(\omega_{RS})$ и сопротивления параметрического генератора на частоте этого сигнала между точками BD (см. рис. 2), которое обозначим $R_{BD}(\omega_{RS})$. Однако следует иметь в виду, что при выполнении условия $R_{A_2}(\omega_{RS}) = R_{BD}(\omega_{RS})$ необходимо учитывать, что $R_{BD}(\omega_{RS})$ зависит от $R_{A_2}(\omega_{RS})$, в результате чего достижение согласования в тракте ответного сигнала является итерационным процессом. Поэтому целесообразнее ставить вопрос не о согласовании антенны этого сигнала с системой параметрического генератора, а о максимизации уровня этого сигнала или определении наилучшего коэффициента преобразования сигнала накачки в ответный сигнал.

Соответствующие графики представлены на рис. 6, из которого видно, что величина R_{A_2} отличается для указанных критериев. В частности, максимальная возможная мощность ответного сигнала достигается при $R_{A_2} = 700$ Ом и $R_{A_1} = 73$ Ом.

Рассчитанная амплитудная характеристика мостового ПР при $R_{A_2} = 700$ Ом и $R_{A_1} = 73$ Ом представлена на рис. 7 (кривая 1). Соответствующая экспериментальная амплитудная характеристика для мостового ПР с дипольной антенной, принимающей сигнал накачки, и антенной в виде двойного петлевого вибратора, излучающей ответный сигнал и имеющей входное сопротивление примерно 700 Ом, показана на рис. 7 (кривая 2). Можно говорить об удовлетворительном соответствии результатов натурного и расчётного экспериментов.

Сравнение амплитудных характеристик на рис. 4 и 7 показывает, что оптимизация мостового ПР привела к увеличению примерно на 5 дБ максимального уровня ответного сигнала, при этом уровень сигнала накачки, необходимый для возбуждения ПР, снизился примерно на 2,5 дБ. Ди-

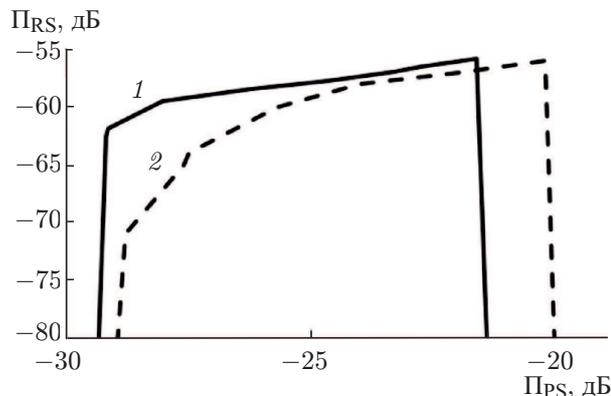


Рис. 7. Амплитудные характеристики мостового ПР: 1 — результат моделирования амплитудной характеристики оптимизированного мостового ПР ($R_{A_1} = 73$ Ом и $R_{A_2} \approx 700$ Ом), 2 — результат экспериментального измерения амплитудной характеристики оптимизированного мостового ПР с антенной сигнала накачки в виде полу-волнового диполя и антенной ответного сигнала в виде двойного петлевого вибратора. Соответствующие интенсивности выражены в децибелах относительно уровня 1 Вт/м^2

намический диапазон для двух исследованных типов ПР при моделировании изменился мало и составил примерно 7,6 дБ, в натурном эксперименте зафиксировано изменение примерно на 1,5 дБ при том же среднем значении.

Таким образом, расчёт параметрических рассеивателей при помощи резонансной модели позволяет прогнозировать с удовлетворительной точностью их свойства, исследовать новые типы таких приборов и оптимизировать параметры их структурных элементов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Горбачев П. А. // Радиотехника и электроника. 1995. Т. 40, № 11. С. 1 606.
2. Горбачев П. А. // Радиотехника и электроника. 1999. Т. 44, № 10. С. 1 164.
3. Бабанов Н. Ю., Корсаков А. С., Ларцов С. В. // Проектирование и технология электронных средств. 2008. № 3. С. 18.
4. Добровольский В. С., Мясников Е. Н., Букварев Е. А. и др. // Вестник Волжской государственной академии водного транспорта. 2011. № 29. С. 62.
5. Горбачев П. А., Тараканков С. П., Степанов Е. Е. // Нелинейный мир. 2005. № 4. С. 235.
6. Бабанов Н. Ю., Клюев А. В., Ларцов С. В., Самарин В. П. // Изв. вузов. Радиофизика. 2015. Т. 58, № 4. С. 326.
7. Патент на изобретение RU 2496123 C1, МКИ G01S13/74. Маркер — субгармонический параметрический рассеиватель / Бабанов Н. Ю., Ларцов С. В. Заявл. 27.03.2012, опубл. 20.10.13. Бюллетень № 29. 9 с.
8. Агрба Д. Ш., Бабанов Н. Ю., Бычков О. С. и др. // Радиотехника. 1998. № 10. С. 96.
9. Kanda M. // IEEE Trans. Antennas Propag. 1980. V. 28. P. 71.
10. Бирюк Н. Д., Юргелас В. В. Основы теории параметрических радиоцепей. Воронеж: Изд.-полиграф. центр Воронежского госуниверситета, 2012. 345 с.
11. Bond S., Tang Y. S., Chua L. O. // IEEE Trans. Circuit Systems. 1983. V. CAS-30. No. 8. P. 571.
12. Benedetto S., Bigliery E. // ESA J. 1978. V. 2. P. 303.

Поступила в редакцию 29 января 2016 г.; принята в печать 11 июня 2016 г.

STUDYING THE BRIDGE-TYPE PARAMETRIC DISPELLER

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

We study a parametric dispeller (a quadripole of four parametric contours based on the bridge-type scheme with antennas tuned to the pumping signal and its half-wavelength subharmonic) on the basis of simulation and full-scale experiment in a frequency range of about 800 MHz.