

ПРЕДСТАВЛЕНИЕ ПОВЕРХНОСТНОГО ИМПЕДАНСА ПРИ МОДЕЛИРОВАНИИ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ, ВЫПОЛНЕННЫХ НА ОСНОВЕ ВТСП МАТЕРИАЛОВ

Введение

Сегодня развитие современной радиотехники идет не только по пути создания новых и совершенствования старых электрических и функциональных схем, а и по пути внедрения в схемы и конструкции радиоустройств новых материалов и технологий. К таким передовым технологиям можно отнести и применение высокотемпературных сверхпроводников (ВТСП). Данные материалы уже применяются в усилителях, фильтрах, линиях задержки, антеннах и других устройствах телекоммуникационных систем [1 – 3]. Это дает возможность не только уменьшить массогабаритные параметры систем, несмотря на необходимость применения в них криоустановок [2, 4], но и получить новые, лучшие, характеристики и функциональные возможности: меньшие потери и лучшую чувствительность [1 – 3], лучшую добротность и прямоугольность амплитудно-частотной характеристики [5, 6], меньший коэффициент шума [2], сврхнаправленность диаграммы направленности [5, 7] и т.д. Есть, к сожалению и негативное проявление использования сверхпроводников, например, возможность появления интермодуляционных искажений [5, 8 – 10] или хаотических процессов в системе [11], ухудшение электромагнитной совместимости с другими системами, проявление ряда нелинейных характеристик системы с ВТСП материалами.

Изучению использования сверхпроводников в различных радиотехнических устройствах посвящено уже множество научных трудов. Многие вопросы уже исследованы, а многое еще предстоит сделать. Однако есть вопросы в этой сфере, которые необходимо еще раз поднять и сделать определенные уточнения. По мнению автора, одним из таких вопросов является точность (адекватность) представления свойств поверхностного импеданса высокотемпературных сверхпроводников при математическом моделировании электродинамических устройств на их основе.

Постановка задачи

Как было показано многими исследователями [5, 8, 12 – 15], поверхностный импеданс, описывающий микроволновые свойства сверхпроводящих материалов, представляется в виде следующей комплексной величины

$$Z_s = \left(\frac{E_x}{H_y} \right)_{surf} = R_s + jX_s = \sqrt{\frac{j \cdot \omega \cdot \mu_0}{\sigma_s}}, \quad (1)$$

где E_x и H_y - соответственно электрическая и магнитная тангенциальные составляющие электромагнитного поля на поверхности сверхпроводника; $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$ - циклическая частота;

μ_0 - магнитная проницаемость свободного пространства; $R_s = \frac{\sigma_1}{2 \cdot \sigma_2} \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu}{\sigma_2}}$ - вещественная часть поверхностного импеданса Z ;

$X_s = \sqrt{\frac{\omega \cdot \mu}{\sigma_2}}$ - мнимая часть поверхностного импеданса Z ;

$\sigma_s = \sigma_1 - j\sigma_2 = \frac{2 \cdot \omega \cdot \mu_0 \cdot R_s \cdot X_s}{(R_s^2 \cdot X_s^2)^2} - j \frac{\omega \cdot \mu_0 \cdot (X_s^2 - R_s^2)}{(R_s^2 \cdot X_s^2)^2}$ - комплексная поверхностная проводимость сверхпроводника [12].

В простой двухжидкостной модели все свойства сверхпроводников зависят от температуры T , то есть реальные и мнимые части проводимости $\sigma_1(T) = \frac{\sigma_n(T)}{1 + (\omega \cdot \tau(T))^2}$,

$\sigma_2(T) = \frac{1}{\mu_0 \cdot \omega \cdot \lambda^2(T)}$, где $\sigma_n = \frac{n_n \cdot e^2 \cdot \tau}{m}$ - проводимость нормальных электронов в сверхпроводнике; n_n - плотность нормальных электронов; n_s - плотность сверхпроводящих электронов; λ - толщина скин-слоя; e - заряд электрона; m - эффективная масса электрона [12].

Такое описание поверхностного импеданса эквивалентно тому, что при учете свойств ВТСП материалов сверхпроводники можно представить в виде последовательно соединенных электрических цепей, состоящих из сосредоточенного сопротивления и индуктивности (см. рис. 1):

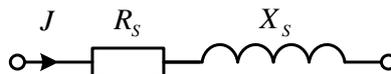


Рис. 1

Зная параметры R_s и X_s , зависящие помимо температуры от частоты и мощности сигнала, геометрии ВТСП структуры, можно, например, оценить добротность такой цепи [12]

$$Q_s = X_s / R_s, \text{ где } X_s = \omega \cdot L_s. \quad (2)$$

При этом оказывается, что эта добротность будет достаточно большой. Так, для относительно низких температур для $YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$ материала она может достигать значений $Q \approx 10^2$ и выше. Это говорит о том, что реактивная составляющая поверхностного импеданса X_s значительно больше его активной части R_s , что видно из рис. 2, на котором представлена температурная зависимость R_s и X_s параметров для $YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$ материала на частоте 9.4 ГГц [16].

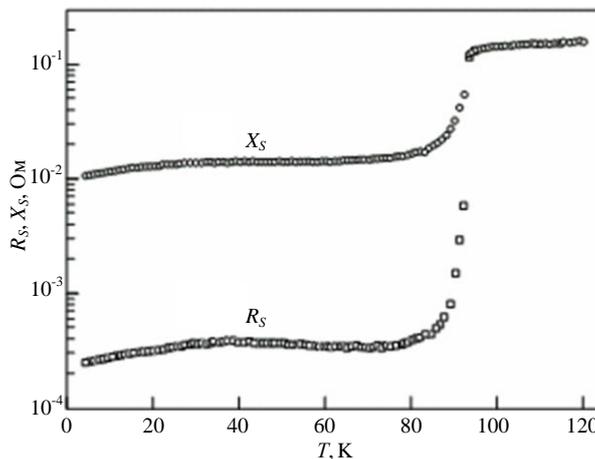


Рис. 2

Другими словами, в поверхностном слое сверхпроводника основная часть запасенной энергии электромагнитной волны, связанной с поверхностной индуктивностью проводника, $W_s \propto \omega \cdot L_s \cdot I^2$ значительно больше рассеиваемой энергии $W_d \propto R_s \cdot I^2$, связанной с поверхностным сопротивлением R_s . I - ток возбуждаемый электромагнитной волной в скин-слое сверхпроводника. В результате лишь небольшая часть энергии рассеивается в сверхпроводнике из-за поверхностного сопротивления материала, а соответственно сверхпроводники

имеют лучшие «микроволновые» характеристики в сравнении с обычными материалами, для которых $Q_s = 1$.

Теперь обратим внимание на следующее. Для анализа потерь, интермодуляционных, сверхпроводящих свойств и др. характеристик ВТСП устройств, при численных исследованиях инженерам удобно использовать лишь активную R_s составляющую поверхностного импеданса Z_s сверхпроводника. Такой подход удобен с точки зрения упрощения аналитической модели анализируемых устройств. С другой стороны, в связи с тем, что $X_s \gg R_s$, некоторые исследователи предпочитают пренебрегать R_s [17]. В результате свойства импеданса в нелинейной модели устройства определяются поверхностным импедансом $Z_s \approx jX_s$, где $X_s = \omega \cdot L_s$, а L_s описывается полиномом, обычно второго порядка

$$L_s(I) = L_0 + L_2 \cdot I^2. \quad (4)$$

Для адекватного исследования ВТСП устройства необходимо провести процедуру идентификации параметров материала, то есть определить коэффициенты полинома, которые, как уже отметили выше, зависят от частоты, температуры, мощности и т.д. Для этого необходимо провести натурные измерения для конкретных начальных условий или воспользоваться другой методикой. Состоит она в моделировании устройства, для которого известны экспериментально измеренные значения нелинейных параметров, и в дальнейшем выбрать такие параметры L_0 и L_2 , при которых наблюдается наилучшее совпадение результатов моделирования с экспериментальными результатами.

При решении задачи идентификации для контроля корректности определения коэффициентов полинома L_0 и L_2 , наиболее целесообразно рассматривать уровень интермодуляционных составляющих, так как в этом случае продукты нелинейного преобразования сигнала зачастую находятся в полосе пропускания как самого устройства, так и всей измерительной установки и, кроме того, такой параметр как уровень интермодуляционных составляющих очень часто используется для характеристики нелинейных свойств исследуемого устройства.

Общепринятым приемом для определения интермодуляционных искажений нелинейных схем является двухсигнальный метод. В этом методе на вход схемы подаются два незначительно отличающиеся по частоте сигнала равной амплитуды, а на выходе измеряются уровни образовавшихся комбинационных составляющих. На рис. 3 приведена блок-схема таких измерений.

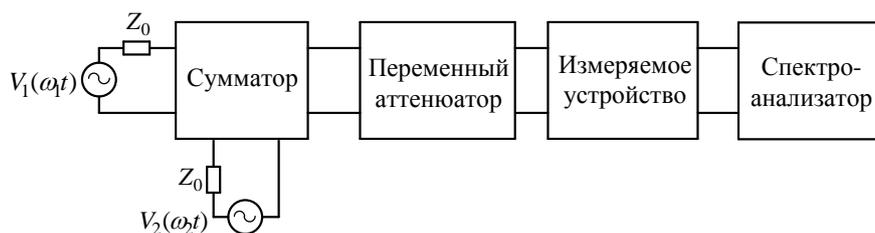


Рис. 3

Два входных сигнала подаются на входы сумматора, и образовавшийся на его выходе суммарный сигнал через переменный аттенюатор, который используется для регулировки уровня входного воздействия, подается на вход нелинейной схемы. Уровень комбинационных составляющих на выходе схемы измеряется анализатором спектра. В двухсигнальном тесте обычно полагают $V_1 = V_2$, $\omega_1 \approx \omega_2$.

При низких уровнях входного сигнала мощности комбинационных составляющих второго и третьего порядков изменяются линейно в зависимости от уровня входной мощности (если эти мощности выражены в дБм). При некотором уровне входной мощности наблюдает-

ся явление насыщения линейной составляющей выходной мощности, так как мощность, отдаваемая любым реальным компонентом, всегда конечна. При приблизительно том же самом входном уровне, что и для линейной составляющей, также наблюдается явление насыщения и для комбинационных составляющих.

Линейная зависимость мощности комбинационных составляющих может быть использована для предсказания уровней комбинационных составляющих при любом уровне входной мощности. Для этого необходимо знать мощность выходного отклика какой-либо из комбинационных составляющих при одном значении входной мощности, т.е. необходимо определить только одну точку на прямолинейном участке графика. В качестве такой точки выбирается точка пересечения продолжений прямолинейных участков кривых, описывающих мощность комбинационной составляющей выходного отклика и отклика на основной частоте (линейная составляющая выходного сигнала). Для комбинационных составляющих различного порядка это различные точки. И полезны они, так как определяют не только значения мощностей комбинационных составляющих, но и их отношение к мощности на основной частоте.

На рис. 4 для примера показаны зависимость выходной мощности на основной частоте и зависимость выходной мощности комбинационной составляющей третьего порядка от уровня входной мощности и определенная на их основе точка пересечения IP_3 .

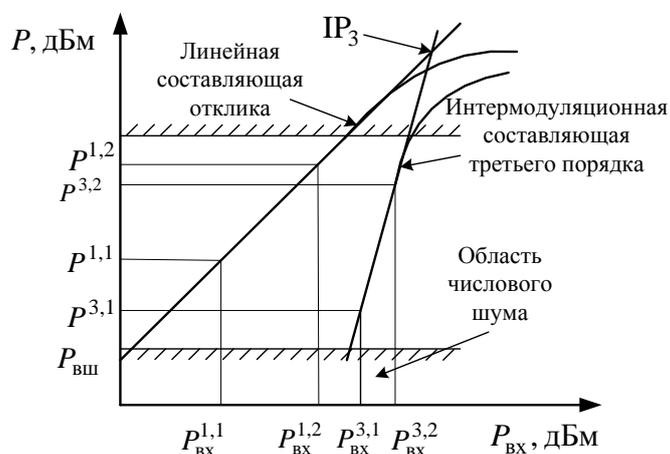


Рис. 4

Для определения координат точки пересечения IP_3 используется следующий способ. Вначале исследуемое устройство моделируется при двух уровнях входного сигнала $P_{вх}^{1,1}$, $P_{вх}^{1,2}$ и определяются соответствующие им значения линейной части отклика $P^{1,1}$, $P^{1,2}$. Затем устройство моделируется при двух уровнях входного сигнала $P_{вх}^{3,1}$, $P_{вх}^{3,2}$ и определяются соответствующие им значения отклика на комбинационной частоте $P^{3,1}$, $P^{3,2}$. Данные четыре точки в системе координат $P(P_{вх})$ попарно определяют две прямых, точка пересечения которых и является точкой IP_3 . При этом значения $P_{вх}^{1,1}$, $P_{вх}^{1,2}$ и $P_{вх}^{3,1}$, $P_{вх}^{3,2}$ должны выбираться таким образом, чтобы соответствующие им значения $P^{1,1}$, $P^{1,2}$ и $P^{3,1}$, $P^{3,2}$ находились выше уровня $P_{вш}$, являющегося границей между областью «числового шума» и областью корректного вычисления продуктов нелинейного преобразования. Необходимо также учитывать, что $P_{вш}$ зависит от выбранного метода вычислений, например, метода гармонического баланса или рядов Вольтерра.

Представленная выше схема и описанная методика определения интермодуляционных характеристик, автором данной статьи и рядом других авторов [18, 19] были использованы для решения задачи идентификации параметров коэффициентов полинома, описывающего

нелинейные свойства индуктивного поверхностного импеданса сверхпроводника. Так, например, для микрополоскового резонатора, представленного на рис. 5, а, в результате моделирования были определены такие значения коэффициентов полинома $L_s(I)$, при которых уровень интермодуляционной составляющей совпадал бы с известными из литературы [18, 19] результатами экспериментальных измерений, в частности зависимостью мощностей интермодуляционных составляющих от уровня входного воздействия (рис. 5, б). На рисунке «квадратными» точками отмечены результаты натуральных измерений, а сплошной линией – результаты численного моделирования.

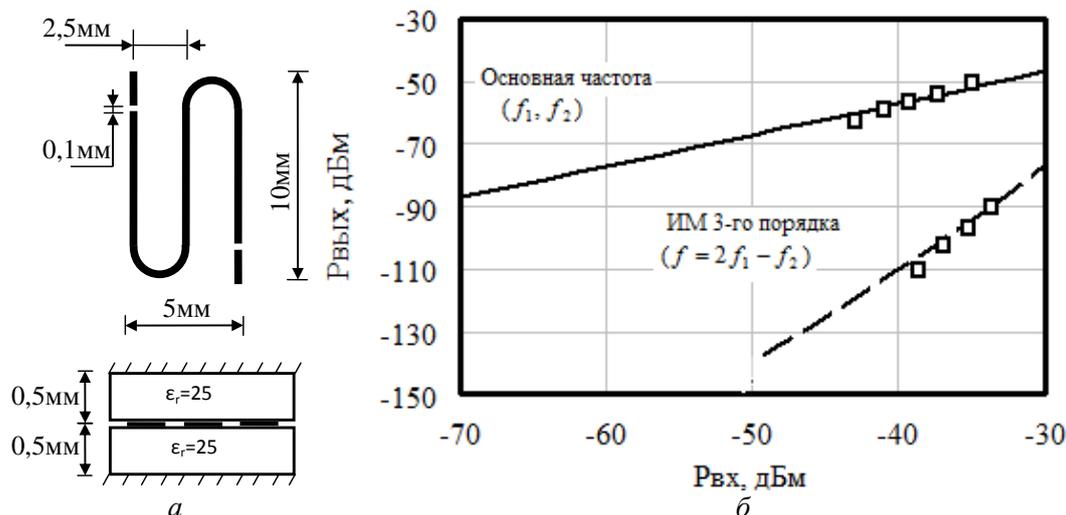


Рис. 5

При этом моделировался резонатор, выполненный на основе $YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$ пленки толщиной 0,3 мкм, которая была осаждена на $LaAlO_3$ подложку толщиной 0,5 мм с $\epsilon_r = 25$ и $tg\delta = 10^{-5}$ методом внеосевого магнетронного напыления. Рисунок полоскового проводника шириной 150 мкм получен с помощью стандартной фотолитографии. Размер кристалла подложки $1 \times 1 \text{ см}^2$. Полуволновый резонатор настроен на частоту 1,5 ГГц, при этом волновое сопротивление линии передачи 34 Ом. Исследуемый образец помещен в криогенную систему, обеспечивающую рабочую температуру 77 К. Измерение интермодуляционных характеристик проводилось при двухчастотном воздействии, причем $f_1 - f_2 = 1 \text{ кГц}$ [18].

Таким образом, в результате сопоставления результатов теоретического анализа и экспериментальных данных методом подбора получены значения коэффициентов $L_0 = 17,54 \text{ нГн/м}$; $L_2 = 7,6 \text{ мГн/А}^2 \cdot \text{м}$, определяющие нелинейные свойства ВТСП. Как видно из представленных зависимостей на рис 5, б, экспериментальные результаты и результаты моделирования практически совпадают, что дает нам право говорить о достоверности полученных результатов идентификации.

Далее выясним, насколько точны получаемые результаты моделирования при учете лишь индуктивной составляющей X_s поверхностного импеданса сверхпроводника, а также насколько критично для практики моделирование ВТСП устройств без учета активной составляющей импеданса R_s .

Результаты исследований

Чтобы показать насколько важно учитывать обе, активную и реактивную составляющие поверхностного импеданса ВТСП материала, при моделировании электродинамических устройств выполненных на основе сверхпроводников, представим следующие сравнительные исследования. В качестве ВТСП устройства выбран такой же резонатор, который был пред-

ставлен выше (рис. 5, а). Помимо этого, значения коэффициентов полинома L_0 и L_2 для аппроксимации реактивной составляющей поверхностного импеданса $X_s = \omega \cdot L_s$ выберем такими же, как и те, которые были получены при построении интермодуляционных характеристик в рассмотренном примере. То есть $L_0 = 17,54$ нГн/м; $L_2 = 7,6$ мГн/А²·м. Коэффициент полинома R_0 для активной части поверхностного импеданса возьмем в 200 раз меньше коэффициента L_0 , определяющего сопротивление X_s . С учетом рабочей частоты $f = 1.5$ ГГц, а также того, что $R_s(I) = R_0 + R_2 \cdot I^2 \approx \frac{(2 \cdot \pi \cdot f) L_0}{200} + (2 \cdot \pi \cdot f) L_2 \cdot I^2$, для нашего эксперимента получим $R_0 = 0,827$ Ом/м; $R_2 = 71,63$ МОм/А²·м.

Заметим, что различие в 200 раз - оценочное, и определялось по графикам, полученным в ходе экспериментальных исследований ВТСП пленок и устройств. Так, на рис. 6, а представлены измеренные зависимости активной R_s (круглые маркеры) и реактивной X_s (квадратные маркеры) составляющих поверхностного импеданса эпитаксиальной $YBa_2Cu_3O_{7-\delta}$ пленки от амплитуды магнитного поля H_{rf} в точке измерения импеданса. Графики получены для одиночного резонатора при частоте возбуждения $f = 1.5$ ГГц и температуре $T = 77.4$ К (рис.6, б) [20].

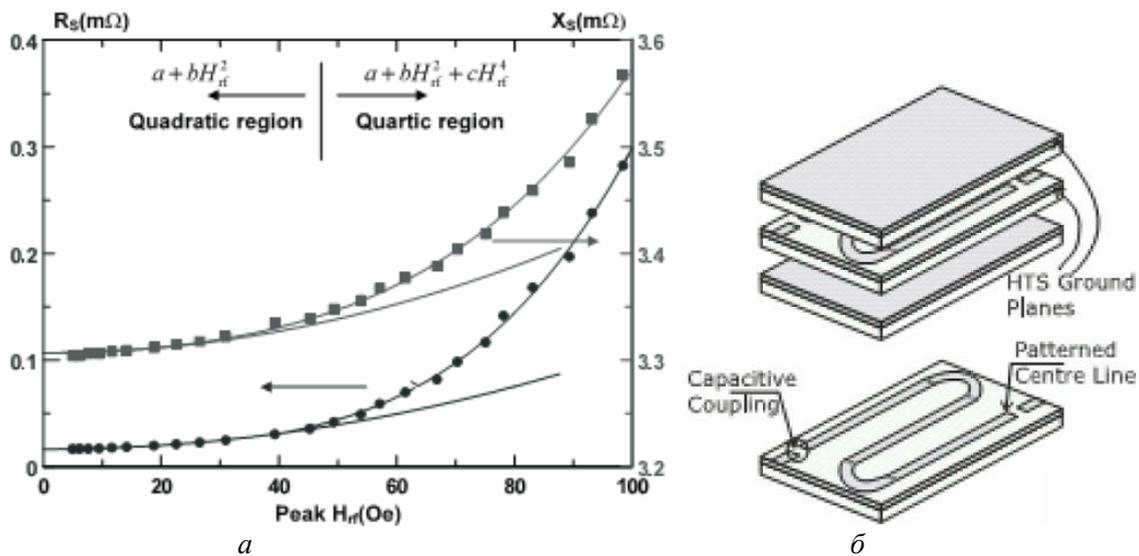


Рис. 6

Как видно из данного графика, а также приведенного ранее графика температурной зависимости R_s и X_s (рис. 2), реактивная составляющая поверхностного импеданса сверхпроводника примерно в 200 раз больше активной составляющей. Причем характер зависимости обоих сопротивлений, например, от температуры и уровня внешнего воздействия аналогичен, что также видно из представленных графиков.

Однотипный характер поведения R_s и X_s величин определил и то, что в численном эксперименте полиномиальный коэффициент R_2 , определяющий кривизну характеристики, находился классическим пересчетом коэффициента полинома L_2 в коэффициент R_2 для соответствующей рабочей частоты. В то же время значение коэффициента R_0 , определяющее смещение характеристики относительно оси ординат, как уже было отмечено выше, уменьшено в 200 раз относительно реактивного сопротивления $\omega \cdot L_0$.

Проведенная идентификация параметров поверхностного импеданса сверхпроводящей пленки позволяет нам численно исследовать ВТСП резонатор (рис. 5, а) с учетом и без учета

активной составляющей поверхностного импеданса R_s . Так, на рис. 7 представлены зависимости выходной мощности на основной частоте P_o и зависимости выходной мощности комбинационной составляющей третьего порядка P_k от уровня входной мощности. Верхние индексы отметок на графике означают следующее: R – при моделировании характеристик устройства учитывается лишь активная часть поверхностного импеданса ВТСП материала; L – учитывается реактивная составляющая импеданса; RL – учитывается как активная, так и реактивная составляющие поверхностного импеданса.

Видно, что линейная составляющая отклика для случаев P_o^L и P_o^{RL} совпадает и отличается на 10.56 дБм от случая P_o^R . Различие в выходной мощности связано с отличием сопротивления поверхностного импеданса резонатора. Учет лишь малого активного сопротивления R_s приводит к большей мощности отклика. Визуальное отсутствие разницы в кривых для случаев P_o^L и P_o^{RL} связано с относительно малой разницей импеданса.

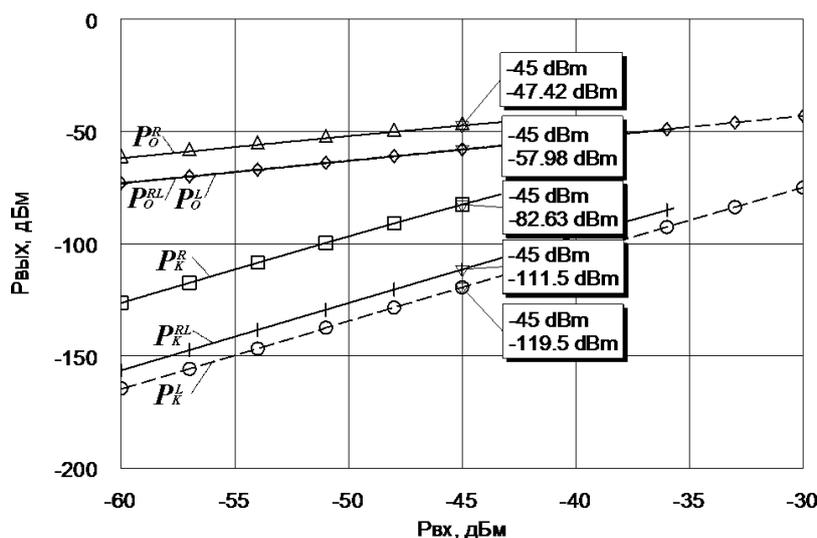


Рис. 7

Что касается кривых для комбинационных составляющих, то различия в характеристиках более существенны. Так, значения мощностей комбинационных составляющих для случая, когда поверхностный импеданс сверхпроводника описывается малым активным сопротивлением R_s , выше на 36.87 дБм, по сравнению со случаем представления импеданса лишь реактивным сопротивлением X_s . Моделирование резонатора с учетом как активной, так и реактивной составляющих импеданса дает большую на 8 дБм выходную мощность P_k^{RL} по сравнению с P_k^L и меньшее на 28.87 дБм значение P_k^{RL} по отношению к P_k^R .

Как видим, индуктивная составляющая импеданса приводит к снижению уровня интермодуляционных составляющих в отклике сигнала, то есть учет реактивной составляющей уменьшает уровень продуктов интермодуляционного отклика устройства появляющихся за счет активной части поверхностного импеданса.

Выводы

В работе показано, что имея в распоряжении экспериментально полученные данные значений сопротивлений поверхностного импеданса ВТСП материалов, можно провести идентификацию параметров сверхпроводников для выполнения численного моделирования электродинамических устройств на их основе. Причем, для более адекватного числового эксперимента, необходимо учитывать как активную R_s , так и реактивную X_s составляющую

поверхностного импеданса. При этом необходимо обращать внимание на то, что при проведении экспериментов учет или не учет той или иной составляющих импеданса приводит не только к отличию результатов моделирования, а и к возможному отсутствию сходимости вычислительных алгоритмов для определенных уровней входного воздействия. Моделирование показало, что для случая, когда учитывается лишь активная составляющая поверхностного импеданса сверхпроводника, сходимость исчезает при меньших значениях мощности возбуждения по сравнению со случаем учета как активной, так и реактивной компонент импеданса. Наилучшая сходимость получается при моделировании устройств, сверхпроводящие свойства которых описываются лишь реактивностью.

Список литературы: 1. *Klauda, M.* Superconductors and Cryogenic for Future Communication Systems / M. Klauda, T. Kasser, B. Mayer, et al. // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, no. 7, July 2000, pp. 1227 – 1239. 2. *Chang, K.* Encyclopedia of RF and Microwave Engineering / Kai Chang // Published by John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, New Jersey. – 2005. – 5949 p. 3. *Hong, J.-S.* Microstrip Filters for RF-Microwave Applications / J.-S. Hong, M.J. Lancaster // New York: John Wiley & Sons, Inc. – 2001. – 471. 4. *Mansour Raafat, R.* Microwave Superconductivity / Raafat R. Mansour // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, no. 3, March 2002, pp. 750 – 760. 5. *Lancaster, M. J.* Passive microwave device applications of high-temperature superconductors / M. J. Lancaster // Published in the United States of America by Cambridge University Press, New York. – 2006. – 356 p. 6. *Chorey, C.* YBCO Superconducting Ring Resonators at Millimeter-Wave Frequencies / C. Chorey, K. Kong, B. Brasin, et al. // IEEE Trans. on MTT. – 1991. – Vol. 39. – № 9. – p. 1480 – 1487. 7. *Walker, G.B.* Superconducting superdirectional antenna arrays / G.B. Walker, C.R. Haden, O.C. Ramer // IEEE Trans., AP – 25, 1977, N 6, p. 744 – 750. 8. *Nguyen, P.P.* Magnetic, DC Transport, and Microwave Properties of High Temperature Superconductors. Submitted to Department of Physics in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy / Paul Phong Nguyen // Massachusetts institute of technology. – 1994. – 156 p. 9. *Collado, C.* Analysis and Simulation of the Effects of Distributed Nonlinearities in Microwave Superconducting Devices / C. Collado, J. Mateu, J. M. O'Callaghan // IEEE Transactions On Applied Superconductivity. – 2005. – Vol. 15 – № 1. – pp. 26–39. 10. *Reppel, M.* Novel HTS microstrip resonator configurations for microwave bandpass filters / Michael Reppel // Witten, Germany. – September 2000. – 98 p. 11. *Лучанинов, А. И.* Хаотические процессы в тонкопроволочных излучателях с нелинейными свойствами поверхностного импеданса / А. И. Лучанинов, Д. С. Гавва, С. П. Уайд // Scientific Journal «ScienceRise». – 2014. – Вып. №2 (2). – С. 90 – 98. 12. *Ledenyov, D.O.* The nonlinearities in microwave superconductivity / Dmitri O. Ledenyov and Viktor O. Ledenyov // Brisbane, Townsville, Australia and Kharkov, Ukraine, January, 2013. 13. *Biondi, M.A.* Millimeter Wave Absorption in Superconducting Aluminum. I. Temperature Dependence of the Energy Gap / M. A. Biondi, M. P. Garfunkel // Physical Review, vol. 116, no. 4, pp. 853-861, 1959. 14. *M.R. Trunin and A.A. Golubov.* In-plane microwave response of high-T_c single crystals. in: Spectroscopy of High-T_c Superconductors. A Theoretical View. eds. N.M. Plakida, chapter 3, 159-233 (Taylor & Francis, London and New York, 2003). 15. *Jiansong Gao.* The Physics of Superconducting Microwave Resonators. In Partial Fulfillment of the Requirements for the Degree of Doctor of Philosophy / Gao Jiansong // California Institute of Technology, Pasadena, California. – 2008. – 197 p. 16. *Trunin, M.R.* Surface impedance of HTSC single crystals in the microwave band / M.R. Trunin // Uspekhi Fizicheskikh Nauk. – 1998. – Vol. 41. – p. 843. 17. *Willemsen B.A.* Microwave Intermodulation in High-T_c Superconducting Microstrip Resonators / Balam A. Willemsen, B.H. King, T. Dahm, D.J. Scalapino // IEEE Transactions On Applied Superconductivity. – 1999. – Vol. 9. – No. 2. – pp. 4181 – 4184. 18. *Лучанинов, А.И.* Результаты исследования нелинейных эффектов в микрополосковых линиях с ВТСП / А.И. Лучанинов, Д.С. Гавва, Е.В. Крикун, Ю.В. Вишнякова // Восточно-Европейский журнал передовых технологий. Информационно-Управляющие системы. – 2012. – Вып. 2/9 (56). – С. 4 – 8. 19. *Cho, S.* Intermodulation Measurements in Superconducting Meander Lines / S. Cho, S. Lee // IEEE Trans. on Applied Superconductivity. – 1999. – Vol. 9 – № 2. – pp. 3998–4001. 20. *Nguyen, P.P.* Microwave hysteretic losses in YBa₂Cu₃O_{7-x} and NbN thin films / P. P. Nguyen, D. E. Oates, G. Dresselhaus, M. S. Dresselhaus and A. C. Anderson // Phys. Rev. B, vol. 51, pp. 6686-6695, 1995.

Харьковский национальный
университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 05.08.2015